### UNIVERSITÉ DE GRENOBLE ÉCOLE DOCTORALE EEATS SIGNAL, IMAGE, PAROLE ET TÉLÉCOMMUNICATIONS

### HABILITATION À DIRIGER DES RECHERCHES

Présentée par Laurent Ros

### Traitement du signal pour les communications numériques au travers de canaux radio-mobiles.

préparée au laboratoire GIPSA-Lab, Grenoble.

soutenue le 7 Mars 2016

Composition du jury :

Rapporteurs :	Mme Marie-Laure BOUCHERET	-	Professeur à INP-ENSEEIHT, Toulouse.
	Mr Christophe LAOT	-	Professeur à Telecom Bretagne, Brest.
	Mr Jacques PALICOT	-	Professeur à Centrale-Supélec, Rennes.
Examinateurs :	Mme Geneviève Baudoin	-	Professeur à l'ESIEE Paris, Noisy Le Grand.
	Mr Jean-Marc BROSSIER	-	Professeur à Grenoble-INP, Grenoble.
	Mr Laurent OUVRY	-	Ingénieur de recherche au CEA-LETI, Grenoble.

A mes parents,

Christiane et Mario Ros

### Remerciements

Les travaux présentés dans ce mémoire ont été réalisés au sein du département Images-Signal du laboratoire Gipsa-lab, qui offre un cadre particulièrement favorable pour développer des activités de recherche. Je suis ainsi reconnaissant aux différents dirigeants (Jean-Marc Chassery, Christian Jutten, Jérôme Mars, Olivier Michel) et à l'ensemble du laboratoire, collègues scientifiques et personnel administratif et technique.

Je remercie vivement les membres du jury pour leur temps et efforts consacrés à la relecture de mon manuscrit de HDR, l'intérêt qu'ils ont su porter à mes travaux, et les échanges intéressants que nous avons eus à l'occasion de la soutenance. Un grand merci donc aux rapporteurs, Marie-Laure-Boucheret, Christophe Laot, et Jacques Palicot, ainsi qu'aux autres membres du jury, Mme la présidente Geneviève Baudoin, Jean-Marc Brossier, et Laurent Ouvry.

Depuis ma thèse soutenue en décembre 2001, mes activités de recherche se sont faites en collaboration avec de nombreuses personnes que je voudrais remercier ici.

En premier lieu, j'ai eu la chance et le véritable plaisir d'accompagner de nombreux stagiaires, post-docs, et doctorants au sein du laboratoire (Hussein, Jordi, Soukayna, ...) ou à l'extérieur (Youssef, Huaqiang, Robin, Yoann, Marguerite ...). Je les remercie infiniment pour le bout de chemin partagé, ainsi que pour leur travail captivant. Je suis heureux d'être rester en contact, et même de continuer à travailler avec un certain nombre d'entre eux aujourd'hui (merci d'ailleurs pour les bouts de relectures de ce manuscrit ..., en particulier Robin pour le thème 4!). Un grand merci également à Eric Simon, collègue de Lille (et ancien doctorant du laboratoire) avec qui bon nombre de ces travaux ont été menés.

Une partie de mes encadrements de thèse a pu se faire grâce à Jean-Marc Brossier, qui a bien voulu assurer durant de nombreuses années la direction officielle de ces thèses. Merci Jean-Marc pour toutes nos collaborations, ainsi que d'avoir su en partie (avec d'autres collègues comme Steeve Zozor, Pierre-Yves Coulon, Christian Commault, Gang Feng, ...) me convaincre de passer cette HDR (spécificité française ...), afin de faire perdurer la thématique "traitement du signal pour les communications" au sein du laboratoire. Merci également à mon co-bureau Cyrille Siclet, pour les échanges amicaux que nous avons régulièrement, en particulier autour de cette thématique. Je pense également aux anciens collègues de cette thématique des 15 dernières années, anciens permanents (Joël Lienard, Gérard Loubet, Kosaï Raoof), ou de passage dans l'équipe (Ali Khalighi, Alejandro, Alain, Bastien, Damien, Rodrigo, Alexandre, ... ). En particulier, je rends hommage à mon ancienne directrice de thèse, Geneviève Jourdain, pour la confiance qu'elle m'a accordée (avec Marylin Arndt, actuellement jeune retraitée de Orange-lab) après près de 6 années passées dans l'industrie.

Une partie non négligeable de mes activités de recherche a été menée en collaboration avec des collègues non universitaires, des centres d'étude ou de recherche technologique Grenoblois, que je remercie également (au CEA-LETI : Mathieu Des Noes, Jean-Baptiste Doré, ..., à la société ST : Fabrice Belvèze, ....).

Enfin, sur le plan personnel, je voudrais remercier ma famille. Merci à mon épouse et à mes 3 enfants, en particulier pour leur grande patience, et leur aide. En prenant du recul, j'exprime ma profonde gratitude à mes parents, Christiane et Mario Ros, pour leur bonté et pour tout ce qu'ils m'ont transmis. Je leur dédie ce diplôme de HDR.

# Table des matières

Ta	Table des sigles et acronymes   x			xi
Ι	CV	7 et ré	sumé des activités	2
C	V rés	sumé		3
1	Enc	cadrem	ent doctoral et scientifique	6
	1.1	Encad	lrement de thèses	6
	1.2	Autre	s encadrements scientifiques	9
		1.2.1	Encadrement de Post-docs	9
		1.2.2	Encadrement de Master-recherches	9
		1.2.3	Encadrement de Stages ingénieurs ou de DRT	10
<b>2</b>	Par	ticipat	ion à la vie scientifique	11
	2.1	Rayor	nement	11
		2.1.1	Collaborations avec des universités étrangères et françaises	11
		2.1.2	Responsabilités lors de conférences internationales	12
		2.1.3	Expertises internationales ou nationales	13
		2.1.4	Distinctions diverses ou autres qualifications	14
		2.1.5	Relations avec le monde industriel	14
	2.2	Respo	nsabilités scientifiques	18
		2.2.1	Responsabilités de contrats de recherche rémunérés	18
		2.2.2	Projets nationaux ANR	19
		2.2.3	Commissions de spécialistes	20
		2.2.4	Autres responsabilités scientifiques ou administratives :	20
	2.3	Enseig	gnement et responsabilités associées	21
		2.3.1	Enseignements dispensés	21
		2.3.2	Responsabilités liées à ma fonction d'enseignant	23
3	Puł	olicatio	ons et production scientifique	<b>25</b>
	3.1	Public	cations	25

	3.1.1	Revues avec comité de lecture	25
	3.1.2	Brevet	27
	3.1.3	Chapitres de livres	27
	3.1.4	Conférences Internationales	27
	3.1.5	Conférences Nationales avec comité de lecture	30
3.2	Notes	Techniques et Mémoire de diplôme	31
I S	$ ext{ynthes}$	se des travaux de recherche	32
$\mathbf{Int}$	roduct	ion aux activités de recherche	33
4.1	Introc les co	luction à la synthèse de mes activités de recherche en traitement du signal pour mmunications	33
4.2	Conte	exte par défaut : canaux de communication radio-mobile	34
	4.2.1	Classification des canaux de communications	34
	4.2.2	Cas particuliers des systèmes à bande minimale et à bande large $\ldots$	38
4.3	Positi	onnement et plan de la synthèse de mes travaux	40
	4.3.1	Répartition selon les types de canaux et systèmes de communication	40
	4.3.2	Répartition selon les types de problèmes en traitement du signal et plan de la synthèse des travaux de recherche	42
4.4	Concl	usion du chapitre et avertissement	44
Eta	alemen	t de spectre et autres schémas de transmissions	45
5.1	Thèm de spe	e 1 : Récepteurs pour systèmes d'accès multiple à répartition par codes à étalement ectre (CDMA)	46
	5.1.1	Introduction et préliminaires	46
	5.1.2	Egalisation multi-utilisateur multi-trajet (2001-2004)	49
	5.1.3	Synchronisation/poursuite en CDMA (2002-2007)	54
	5.1.4	Autres en bref : détection de séquences pseudo-aléatoires (2012-2015)	65
	5.1.5	Conclusion du thème 1	67
5.2	Thèm	le 2 : Techniques de transmission	68
	5.2.1	Introduction	68
	5.2.2	Technique de diversité de transmission D2SD (2003-2005)	68
	5.2.3	Autres contributions en bref	72
	5.2.4	Conclusion du thème 2	78

6	$\mathbf{Esti}$	imatio	n dynamique Bayésienne de paramètres d'un canal aléatoire	<b>79</b>
	Intre	oductio	n au chapitre	79
	6.1	Thèm	e 3 : Estimateurs pour canaux dynamiques et bornes Bayesiennes	82
		6.1.1	Sous-thème 3a : Estimation de canal radio-mobile rapide en modulation multi- porteuse (2005-2010)	82
		6.1.2	Sous-thème 3b : Estimation dynamique non-linéaire ou conjointe (2009-2015) $\ .$	89
		6.1.3	Conclusion du thème 3	98
	6.2	Thèm Kalma	e 4 : Performances asymptotiques et liens entre boucles de poursuite et filtres de an pour l'estimation des amplitudes complexes du canal	99
		6.2.1	Introduction au thème 4 et modèles	99
		6.2.2	Sous-thème 4a : Boucles de poursuite des amplitudes complexes "CATL" (2009-2015)	103
		6.2.3	Sous-thème 4b : Performances asymptotiques de filtres de Kalman pour l'esti- mation des amplitudes complexes (2011-2015)	111
		6.2.4	Conclusion et discussion autour du thème 4	120
7	Cor	nclusio	n et Perspectives	122
	7.1	Concl	usion	122
	7.2	Persp	ectives	123
		7.2.1	Perspectives à l'estimation dynamique de canal et compensations	124
		7.2.2	Perspectives aux thèmes liés aux schémas de transmission	125
		7.2.3	$Ouverture(s)  \dots  \dots  \dots  \dots  \dots  \dots  \dots  \dots  \dots  $	126
Bi	ibliog	graphie	9	127
	Ann	nexes : o	quelques articles joints	130

# Table des figures

4.1	Classification des <i>canaux</i> de <i>communication</i> en 4 classes	34
4.2	Effets d'un <u>canal</u> de <i>propagation</i> "underspread" sur un <i>système</i> de <u>communication</u> selon les choix du temps symbole et de la bande d'une voie.	38
4.3	Plan de mes travaux de recherche selon 2 parties ou 4 thèmes principaux	42
4.4	Collègues avec qui ont été menés les différents thèmes de recherche	43
5.1	Modèle en bande de base de la transmission en lien descendant CDMA [R1] $\ . \ . \ .$	46
5.2	Représentations équivalentes du récepteur Rake en CDMA	48
5.3	Rappel du récepteur linéaire "théorique" multi-utilisateur en CDMA	50
5.4	Synoptique de la structure de réalisation proposée (Ts/RIT-Structure)	52
5.5	Représentation équivalente de la Ts/RIT-structure : échantillonnage à pas irrégulier à $L$ points/symbole après filtre adapté au code.	52
5.6	Synoptique général (représentation formelle) du récepteur mono-trajet avec synchronisation conjointe de retard et de phase (le code désiré est le code $n^01$ )	56
5.7	Détail de la branche de synchronisation de retard : par boucle "early-late"	56
5.8	Détail de la branche de synchronisation de phase : par boucle à remodulation	56
5.9	Illustration du principe de fonctionnement du détecteur d'erreur de retard de la boucle "early-late"	57
5.10	Structure de réalisation des algorithmes de synchronisation conjointe classique (sans le préfiltre $p_{[i]}$ ) ou sa version améliorée (avec le préfiltre) [R2]	58
5.11	Parties réelles des formes d'ondes globales de l'utilisateur $n^{o}2$ avant préfiltrage $(\gamma_{21}(\tau))$ et après préfiltrage $(\tilde{\gamma}_{21}(\tau))$ [R2]	60
5.12	Variances théoriques de l'erreur d'estimation du retard normalisé $\sigma_{\tau}^2$ en fonction du rapport $E_b/N_0$	60
5.13	Récepteur Rake ( $l^{eme}$ branche détaillée) utilisant un préfiltre dans la boucle de synchro- nisation de phase	61
5.14	forme d'onde Emission/Réception $\gamma_{k'k'}$ (à gauche) et S-courbe résultante (à droite) $$ .	64
5.15	Générateur de séquence LFSR (représentation de Fibonacci)	65
5.16	Schéma synoptique de la transmission D2SD	71
5.17	Schéma synoptique du détecteur à Maximum de Vraisemblance	71

5.18	Probabilité d'erreur moyenne sous un canal de Rayleigh pour la technique D2SD	71
5.19	Principe de l'accès multiple OFDM-CDMA.	73
5.20	Efficacité spectrale vs $E_b/N_0$ , pour différentes modulations et Pe = $10^{-5}$ [C43]	76
5.21	Synoptique du schéma d'émission-réception du modem Turbo-FSK	76
5.22	Efficacité spectrale en fonction de $\frac{E_b}{N_0}$ pour Pe = $10^{-5}$	77
6.1	Distribution de la puissance d'une sous-porteuse sur les différentes sous-porteuses voi- sines à la réception (canal de Rayleigh à spectre de Jakes) [Hijazi 2008]	82
6.2	EQM de l'approximation polynomiale (canal à puissance unitaire à $L = 6$ trajets, $v = 144, N = 128, N_g = 16)$ [R7] $\ldots \ldots \ldots$	85
6.3	Exemple de variation temporelle d'un gain complexe et de son approximation polynomiale pour $f_d T = 0.1$	85
6.4	Borne de Cramer-Rao Bayesienne (modifiée, contexte NDA, 4-QAM)	86
6.5	Diagramme général des algorithmes itératifs d' "estimation de canal" et "Suppression d'interférence" pour $f_dT \leq 0.1$ [R10][R8]	86
6.6	Détail du bloc d' "estimation de canal" pour le deuxième algorithme [R8]	86
6.7	Exemple d'estimation d'un gain complexe (2ème trajet) par filtre de Kalman	88
6.8	Performances de l'algorithme de Kalman / détection QR	88
6.9	Forme d'onde BOC et sa fonction d'auto-corrélation [R12]	93
6.10	Signal émis et signal après filtre adapté à la réception (canal idéal et sans bruit)	93
6.11	Synoptique de l'estimation conjointe de phase-fréquence et de retard	94
6.12	Spectre bande de base d'un signal OFDM reçu sur une carte USRP-N210 montrant une spur autour de -100 kHz	96
6.13	Exemple de résultats d'expérimentation obtenus avec l'algorithme d'estimation conjointe de suppression de <i>spur</i>	97
6.14	Structure de la CATL inspirée de la DPLL (cas de la boucle d'ordre $r=2)$ [R19]	103
6.15	Structure équivalente de type "prédiction/correction" de la CATL (pour l'ordre $r = 3$ ).	104
6.16	Structure globale de la RW-LS-CATL à L trajets (haut) et détail de la branche ou boucle associée au trajet $l$ (bas) [R23]	106
6.17	Modules (dB) en fréquence normalisée des fonctions de transfert exacte $\mathcal{L}$ et approché $\tilde{\mathcal{L}}$ , ainsi que de $1 - \mathcal{L}$ pour la RW <i>r</i> -LS-CATL	107
6.18	Performances comparatives des CATL en AMSE	110
6.19	Diagramme d'un canal multi-bond à $N$ relais "Amplify and Forward" $\ldots$	116

6.20	Auto-corrélation temporelle normalisée pour différents nombre de relais	116
6.21	Spectre Doppler normalisé sur le lien "i" en environnement 2D (en haut) et 3D (en bas)	117
6.22	Variation de la variance d'erreur d'estimation $\sigma_{\epsilon}^2$ en fonction du paramètre $a$ du modèle AR1	118

6.23 Variance d'estimation $\sigma_{\epsilon}^2$ versus $f_{eq}$ pour différents nombre de bonds $\ldots \ldots \ldots \ldots$	119
--	-----

## Liste des tableaux

4.1	Classe de canal ("underspread") de communication (selon lent/rapide en temps et plat/sélec en fréquence) et inconvénients $(-)$ /avantages $(+)$ selon la plage de temps symbole choi- sie, pour des systèmes de communication à bande minimale et à bande large (et diversité)	<i>tif</i> . 39
4.2	Répartition de mes principaux travaux de recherche et thèses accompagnées selon les classes de canaux de communication (lent/rapide en temps, plat/sélectif en fréquence), en précisant le type de largeur de bande du système (bande min/large sans ou avec diversité).	41
6.1	Table extraite et complétée de l'article de synthèse [R23] précisant le contexte de nos contributions majeures sur la CATL et les liens avec le filtre de Kalman (Random-Walk) asymptotique         asymptotique	100
6.2	Paramètres de la RW <i>r</i> -LS-CATL (1ère partie) et formules résultantes de l'optimisation MMSE asymptotique (2nde partie), pour $f_dT \leq f_nT \ll 1$ [R23]	108
6.3	Application des formules d'optimisation MMSE donnant le réglage et les performances optimales pour les cas particuliers des spectres Doppler de Jakes et 3D [R23]	109

# Table des sigles et acronymes

AMSE	Asymptotic Mean Square Error
ASM	Acoustique Sous Marine
AWGN	Additive White Gausian Noise
AR	Auto-Régressif
3GPP	3rd Generation Partnership Project
BBAG	Bruit Blanc Additif Gaussien
BCRB	Bayesian Cramer Rao Bound
BEM	Basis Expansion Model
BER	Bit Error Rate
BFA	Banc de Filtres Adaptés
BOC	Binary Offset Carrier : type de forme d'onde ou modulation utilisée par Galileo
BPSK	Binary Phase Shift Keying
CATL	Complex Amplitude Tracking Loop
CDMA	Code Division Multiple Access
CFO	Carrier Frequency Offset
СМ	Correlation Matching : critère de coïncidence de corrélation
DA	Data-Aided
DLL	Delay-Locked Loop
DPLL	Digital Phase-Locked Loop
DSP	Densité Spectrale de Puissance
DSSS	Direct-Sequence Spread Spectrum
EM	Expectation-Maximisation
EQM	Erreur Quadratique Moyenne
FFT	Fast Fourier Transform
FA	Filtre Adapté
GMSK	Gaussian Minimum Shift Keying
GSM	Global System for Mobile communications
IAM, ou IEV	Interférence d'Accès Multiple, ou Interférence Entre Voies
ICI	Inter Carrier Interfrerence
IES	Interférence Entre Symboles (successifs)
IEP	Interférence Entre Porteuses
IET	Interférence Entre Trajets
IEV	Interférence Entre Voies
iid	indépendant et identiquement distribué
KF	Kalman Filter
LS	Least Squares

LMS	Least-Mean Squares
MAV	Minimum Asymptotic Variance : critère de minimisation de variance asymptotique
MSE	Mean Square Error
MMSE	Minimum Mean Square Error
MIMO	Multiple-Input-Multiple-Output
NDA	Non Data-Aided
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing
PLL	Phase-Locked Loop
PED	Phase Error Detector
QAM	Quadrature Amplitude Modulation
QPSK	Quadrature Phase Shift Keying
RI	Réponse Impulsionnelle
RIF	Réponse Impulsionnelle à durée Finie
RSB	Rapport Signal à Bruit
RSIB	Rapport Signal à Interférence plus Bruit
RW	Random Walk
SNR	Signal to Noise Ratio
TDD	Time Division Dupplex
TEB	Taux d'Erreur Binaire
TED	Timing Error Detector
TF	Transformée de Fourier; et $TF_{\tau}$ : TF vis à vis du paramètre $\tau$ .
TFD (et TFI	DI) Transformée de Fourier Discrète (et TFD Inverse)
UMTS	Universal Mobile Telecommunications System
WSS-US	Wide Sense Stationary Uncorrelated Scaterring
ZF	Zero Forcing

## Avant-Propos

Ce mémoire d' Habilitation à Diriger les Recherches (HDR) est l'occasion de dresser un bilan des 14 dernières années d'après thèse, concernant mes activités d'enseignant-chercheur et mes travaux de recherche. Ces travaux se situent dans le domaine du traitement du signal pour les communications numériques, et plus particulièrement pour les communications radio-mobiles.

Le document est organisé de la manière suivante. La première partie présente un Curriculum Vitae et un bilan de mes activités d'enseignant-chercheur résumant mes encadrements doctoraux et scientifique, ma participation à la vie scientifique et mes publications. La deuxième partie du document dresse une synthèse de mes travaux de recherche et donne quelques perspectives.

Première partie

# CV et résumé des activités

#### ETAT CIVIL

- *Nom* : **ROS**
- *Prénoms :* **Laurent**, Francis, Pierre
- Date et lieu de naissance : 21 Octobre 1969 à Agde (Hérault)
- Nationalité : française
- Situation familiale : marié, 3 enfants (nés en 1996, 1997, et 2001)

#### SITUATION PROFESSIONNELLE ACTUELLE

- Fonction : Maître de Conférences (section CNU 61, classe normale, titulaire de la PEDR/PES depuis sept. 2007),
- Etablissements de rattachement :
  - pour l'enseignement : Grenoble-INP (Institut polytechnique de Grenoble),
     école PHELMA (Physique, Electronique, Matériaux),
  - pour la recherche : laboratoire Gipsa-lab (Grenoble-Images-Parole-Signal-Automatique), Unité Mixte de Recherche (UMR5216) CNRS/Université de Grenoble.
     Equipe de recherche : CICS (Communication and Information in Complex System), du Département Images-Signal (DIS) du laboratoire Gipsa-lab
- Adresse professionnelle : GIPSA-lab, 11 rue des Mathématiques, Grenoble Campus, BP46, F-38402 SAINT MARTIN D'HERES Cedex
- *Téléphone :* 04-76-82-62-57, *E-mail :* laurent.ros@gipsa-lab.grenoble-inp.fr

#### DIPLOMES UNIVERSITAIRES

• Déc. 2001 :	<b>Doctorat de l'INPG</b> (Institut National Polytechnique de Grenoble), spécialité Signal-Image-Parole-Télécommunications.
• Juin 1992 :	<b>Diplôme d'ingénieur Supélec</b> , spécialité Radiocommunications, à Gif-Sur-Yvette.
• Juin 1989 :	DEUG A à l'Université des Sciences et Techniques de Montpellier.
• Juin 1987 :	BAC C au Lycée Auguste Loubatières d'Agde.

#### PARCOURS PROFESSIONEL

#### parcours dans l'Industrie (Recherche & Développement)

• 09/1995-01/1999 :	société <b>Sodiélec</b> , à Millau (équipementier Télécom) Chef de projets, puis du groupe Signal/Modem, au bureau d'études
• 10/1993-08/1995 :	<b>Centre National d'Etudes des Télécommunications</b> , à Lannion via la société de services (SSII) Silicom, basée à Rennes (Bretagne). Ingénieur R&D à la division <i>Prévisions-Transmissions-Ionosphériques</i>
• 09/1992-08/1993 :	$\mathbf{DCN}/\mathbf{Certel}$ (Centre d'Etudes et Recherches en TELécom), à Toulon Scientifique du contingent, équipe Trans/Antenne pour sous-marins
• 04/1992-07/1992 :	<b>Centre National d'Etudes Spatiales</b> (CNES), à Toulouse, stage ingénieur au service "Qualité et Traitement en Imagerie Spatiale"

#### parcours dans la Recherche et l'Enseignement supérieur

- *Depuis sept 2002 :* Maître de conférences à l'INPG, devenu Grenoble-INP en 2008, enseignement à l'ENSERG, puis à PHELMA (2008), recherche au Laboratoire des Images et des Signaux (LIS), puis Gipsa-lab (fusion en 2007 de 3 laboratoires LIS, LAG, ICP).
- 09/2001-08/2002 : Attaché Temporaire d'Enseignement et de Recherche, à l'ENSERG.
- 02/1999-08/2001 : Contractuel au LIS pour préparer ma thèse de doctorat en collaboration avec France-Télécom R&D Meylan qui a financé la majeure partie de l'étude.

#### Bilan de la publication scientifique

- 24 publications dans des revues avec comités de lecture (dont 22 internationales),
  => revues de Traitement du Signal (13), Communications (10), Electronique (1).
- 1 brevet (national puis international)
- 1 chapitre de livre
- 45 publications dans des congrès internationaux avec comités de lecture
- 12 publications dans des congrès nationaux avec comités de lecture

#### Bilan des encadrements de recherche

- 7 (co-)encadrements de thèses soutenues, plus 2 thèses en cours,
- 4 encadrements de post-doctorants (plus 3 co-encadrements mineurs)
- 10 encadrements de stages de recherche (Master 2, DEA, DRT, Ingénieur)

#### Bilan des principales activités internationales

- Membre de Comités Techniques de 2 conférences internationales (ICTTA, ICT)
- 2 présidences de session (chairman) lors de conférences internationales (DSP, ICT)
- Participation physique (en tant qu'auteur) à 13 conférences internationales
- Membre de l'action européenne COST (IC0803) RFCSET
- Re-lecteur pour de nombreuses revues ou conférences internationales
- Collaboration avec les Universités Libanaises (via étudiants, collègues, publications)

#### Bilan des principales activités nationales et responsabilités locales

- Participation à 2 projets ANR (LURGA et CONNECT), + 1 participation mineure (AUBE),
- 3 participations en tant qu'examinateur à des jurys de thèse,
- 2 participations à des jurys de DRT/DRI
- Re-lecteur d'articles français, participation physique aux conférences nationales (>7)
- Nombreuses participations (>70) aux jurys de soutenances de stages M2R ou ingénieurs
- Responsable d'une dizaine de contrats de recherche financés (par CEA-LETI, 1 par ST)
- Responsable (au sein des formations de Grenoble-INP) : de la 3ème année filière Sicom durant 5 ans, et de l'option Transmission-Systèmes-Télécommunications durant 2 ans.
- Responsable actuellement de 5 modules d'enseignements,
- J'ai été membre de différents comités : 2 comités de sélection pour postes MCF, comité de pilotage actions communes CEA-Gipsa-lab (2 ans), conseil d'orientation du département Télécom (4 ans), suppléant au Conseil de Laboratoire du LIS (4 ans), comités pédagogiques, présidences du bac,
   ...

#### Contexte de ma thèse de Doctorat (INPG)

Ma thèse de Doctorat s'est déroulée au Laboratoire des Images et des Signaux au travers d'une collaboration de recherche avec France-Télécom R&D Meylan (anciennement CNET), à partir de Février 1999 et a été <u>soutenue le 19 Décembre 2001</u>.

- Sujet : Réception multi-capteur pour un terminal radio-mobile dans un système d'accès multiple à répartition par codes. Application au mode TDD de l'UMTS
- Directrice de thèse : Geneviève JOURDAIN (pour le LIS)
- Co-encadrante : Marylin ARNDT (pour France-Telecom R&D Meylan)
- Jury : Odile MACCHI (présidente), Gilles Y. DELISLE et Dirk SLOCK (rapporteurs), Ghaïs El-ZEIN (examinateur).
- Mention : très honorable;
- Distinction : lauréat du prix de thèse Grenoble-INP (décerné le 4 Janvier 2004).
- Financement : contractuel du LIS (2 ans et 7 mois), puis ATER (durée thèse < 3 ans)
- Mots-clés : radio-communications mobiles, CDMA (Coded-Division-Multiple-Access), étalement de spectre par séquence directe, système de 3<sup>eme</sup> génération, lien descendant, multi-capteur, traitements spatio-temporels, égalisation, détection conjointe, traitements multi-utilisateur, canal multi-trajet.

## Encadrement doctoral et scientifique

#### 1.1 Encadrement de thèses

Les thèses soutenues que j'ai co-encadrés de manière officielle<sup>1</sup>, sont :

#### 1. Youssef NASSER :

<u>Titre</u> : Sensibilité des Systèmes OFDM-CDMA aux erreurs de synchronisation en réception radiomobile,

<u>Soutenue :</u> le 04/10/2006

Doctorat de : INP Grenoble, spécialité "Signal, Image, Parole, Télécom",

Financement : bourse CEA (de Octobre 2003 à fin Septembre 2006),

<u>Lieu</u> : CEA-LETI (Laboratoire d'Electronique et des Technologies de l'Information), Grenoble. <u>Directrice</u> : Geneviève JOURDAIN (15%, laboratoire LIS)

<u>Co-encadrants</u> : Mathieu DES NOES (60%, CEA-LETI), Laurent ROS (25%, LIS)

<u>Publications issues de la thèse</u> : 2 revues internationales ([R6] et [R13]), 5 conférences internationales.

<u>Devenu</u> : Enseignant-chercheur à l'AUB ("American University of Beirut"), après avoir été postdoctorant à l'IETR de Rennes.

#### 2. Hussein HIJAZI :

<u>Titre</u>: Estimation de canal radio-mobile à évaluation rapide dans les systèmes à modulation OFDM,

Soutenue : le 25/11/2008

Doctorat de : INP Grenoble, spécialité "Signal, Image, Parole, Télécom",

Financement : bourse du ministère (de Octobre 2005 à fin Septembre 2008),

Lieu : Laboratoire Gipsa-lab, Département des Images et des Signaux, Grenoble.

<u>Directeurs</u> : Geneviève JOURDAIN (5%), Laurent ROS (95%)

N.B. : Je suis devenu directeur par dérogation (au lieu de co-encadrant) suite au décès de G. Jourdain à la fin de la première année de thèse.

<u>Publications issues de la thèse :</u> 5 revues internationales ([R7] à [R11]), 6 conférences internationales, et 2 conférences nationales.

Distinction : lauréat du prix de thèse Grenoble-INP (décerné le 30 Novembre 2010).

<u>Devenu</u> : Enseignant-chercheur à la LIU ("Lebanese International University"), après des postdocs au laboratoire TELICE de l'IEMN de Lille, puis à FT-R&D Meylan.

<sup>1.</sup> Le premier suivi de thèse auquel j'ai en fait participé, mais de manière non officielle, avec l'accord du directeur de thèse Kosaï RAOOF, était la thèse de Eric SIMON, qui s'est déroulée de 2001-2004 au "Laboratoire des Images et des Signaux" à la suite de mon doctorat et sur un sujet voisin "Synchronisation pour des signaux CDMA en environnement multi-utilisateur". Eric est aujourd'hui Maitre de conférences à L'université de Lille, et un de mes plus proches collaborateurs pour la recherche.

#### 3. Jordi VILÀ-VALLS :

<u>Titre</u>: Estimation dynamique non-linéaire de canaux de transmission pour récepteurs satellite mobiles,

Soutenue : le 29/03/2010

Note : Jordi faisait partie en parallèle de l'équipe d'escalade de Catalogne.

Doctorat de : INP Grenoble, spécialité "Signal, Image, Parole, Télécom",

Financement : bourse du ministère (de Octobre 2006 à fin Septembre 2009),

Lieu : Laboratoire Gipsa-lab, Département des Images et des Signaux, Grenoble.

Directeur : Jean-Marc BROSSIER (50%)

 $\underline{\text{Co-encadrant}}$ : Laurent ROS (50%)

<u>Publications issues de la thèse</u> : 2 revues internationales ([R12] et [R15]), 3 conférences internationales.

<u>Devenu</u> : Post-Doctorant à l'UAB ("Universitat Autònoma de Barcelona") puis au CTTC ("Centre Tecnològic de Telecomunicacions de Catalunya").

#### 4. Huaqiang SHU :

<u>Titre</u>: Algorithmes de poursuite pour l'estimation de canal radio-mobile et performances asymptotiques : application pour les systèmes OFDM,

Soutenue : le 06/11/2013

<u>Doctorat de :</u> USTL (Université des Sciences et Technologies de Lille), spécialité "Micro et Nanotechnologies, Acoustique et Télécommunications",

Financement : bourse du ministère (de Octobre 2010 à fin Septembre 2013),

<u>Lieu</u> : Laboratoire TELICE de l'IEMN (Institut d'Electronique de Microélectronique et de Nanotechnologie), Lille.

<u>Directrice</u> : Martine LIÉNARD (IEMN, 5%)

Co-encadrants : Eric-Pierre SIMON (IEMN, 52.5%) et Laurent ROS (42.5%)

<u>Publications issues de la thèse</u>: 3 revues internationales ([R18], [R20] et [R21]), 2 conférences internationales (plus 1 revue internationale ([R23] à l'issue du post-doc).

<u>Devenu</u> : Post-Doctorant au Gipsa-lab (10 mois), puis ingénieur R&D en CDI en Chine, dans une start-up à Leaguer (Shenzhen) MicroElectronics Corp, depuis Octobre 2014.

#### 5. Soukayna GHANDOUR-HAIDAR :

<u>Titre</u> : Estimation de canal à évanouissements plats pour les communications sans fil à relais multi-bonds,

Soutenue : le 12 Décembre 2014

Doctorat de : Université Grenoble Alpes, spécialité "Signal, Image, Parole, Télécom",

Financement : bourse du ministère (de Octobre 2010 à fin Septembre 2013),

Lieu : Laboratoire Gipsa-lab, Département des Images et des Signaux, Grenoble.

<u>Directeur</u> : Jean-Marc BROSSIER (25%)

 $\underline{\text{Co-encadrant}}$ : Laurent ROS (75%)

 $\frac{\text{Publications issues de la thèse (en tant que première auteur) : }}{\text{conférences internationales.}} 1 \text{ revue internationale ([R16]), 2}$ 

<u>Devenu</u> : a fondé une famille, avant de rechercher un emploi.

#### 6. Robin GERZAGUET :

<u>Titre :</u> Méthodes de Traitement Numérique du Signal pour la Réduction d'Auto-Interférences dans un Terminal Mobile, <u>Soutenue :</u> le 26 Mars 2015 Doctorat de : Université Grenoble Alpes, spécialité "Signal, Image, Parole, Télécom",

<u>Financement</u> : bourse CIFRE avec la société ST-Microelectronics (de Mars 2012 à fin Février 2015),

<u>Lieu :</u> ST-Microelectronics et Gipsa-lab, Grenoble.

 $\underline{\text{Directeur}}: \text{Jean-Marc BROSSIER}$ 

 $\underline{\text{Co-encadrants}}$ : Fabrice BELVEZE (ST) et Laurent ROS (50%)

<u>Publications issues de la thèse en cours :</u> 2 articles de revues internationales ([R22], ([R24]) et 1 soumis, 3 conférences internationales, 3 conférences nationales.

<u>Distinction</u> : Lauréat du "Best Paper Award" à la conférence internationale Crowncom [Cognitive Radio Oriented Wireless Networks] en Mai 2016, pour l'article [C45].

Devenu : post-doc au Gipsa-lab de 4 mois, puis contrat de 2 ans au CEA-LETI.

#### 7. Mathieu DES NOES :

<u>Titre</u> : Détection itérative des séquences pseudo-aléatoires,

<u>Soutenue :</u> le 15 Octobre 2015

Doctorat de : Université Grenoble Alpes, spécialité "Signal, Image, Parole, Télécom",

<u>Financement</u> : Mathieu est déjà un chercheur sénior en CDI au CEA-LETI, il a obtenu en Janvier 2012 un dégagement de temps pour réaliser une thèse à mi-temps, à laquelle il nous a associé pour suivre son avancement coté universitaire,

<u>Lieu</u> : CEA-LETI, Grenoble.

Directeur : Jean-Marc BROSSIER

Co-encadrants : Valentin SAVIN (CEA-LETI), et Laurent ROS

Publications issues de la thèse : 4 conférences internationales de premier plan.

Les thèses en cours ou en démarrage que je co-encadre sont :

#### – 8. Yoann ROTH :

<u>Titre prévisionnel : Etude d'une nouvelle couche physique pour réseaux de capteurs sans fil (M2M)</u> pour systèmes critiques,

<u>Avancement :</u> en deuxième année de thèse.

Doctorat de : Université Grenoble Alpes, spécialité "Signal, Image, Parole, Télécom",

Financement : contrat du CEA-LETI, démarré mi mai 2014,

Lieu : CEA-LETI, Grenoble.

Directeur (avec dérogation) : Laurent ROS

Co-encadrants au CEA-LETI : Jean-Baptiste DORE et Vincent BERG

Publications (thèse en cours) : 2 conférences internationales et 2 conférences nationales.

#### – 9. Marguerite MARNAT :

<u>Titre prévisionnel :</u> Récepteur radio-fréquence basé sur l'échantillonnage parcimonieux pour les applications de communication radio versatile et adaptative, <u>Avancement :</u> thèse qui vient de démarrer (au 1 octobre 2015). <u>Doctorat de :</u> Université Grenoble Alpes, spécialité "Signal, Image, Parole, Télécom", <u>Financement :</u> contrat du CEA-LETI, démarré en Octobre 2015, <u>Lieu :</u> CEA-LETI, Grenoble. <u>Directeur :</u> Olivier MICHEL <u>Co-encadrants :</u> Michaël PELISSIER (CEA-LETI), et Laurent ROS

#### **1.2** Autres encadrements scientifiques

#### **1.2.1** Encadrement de Post-docs

- Habti ABEIDA : post-doctorat au Gipsa-lab, en support pour le projet ANR (LURGA), titre : "Synchronization and multipath channel parameter estimation with GMSK signal Application to localization (GSM, GPS et Galileo system)", encadrement L. ROS (70%) et Jean-Marc BROSSIER (30%), du 01/10/2008 au 31/10/2009. Ce travail a donné lieu à publication d'un article de conférence internationale [C23].
- Alain KIBANGOU : post-doctorat au Gipsa-lab, lié au projet ANR (CONNECT), titre : "Etude et évaluation des modulations multi-porteuses en milieu sous-marin", encadrement Cyrille SICLET (70%) et L. ROS (30%), du 01/12/2008 au 31/08/2009. Ce travail a été publié dans 3 articles de conférences internationales [C25, C28, C30].
- 3. Huaqiang SHU : post-doctorat au Gipsa-lab, suite à sa thèse déroulée à Lille (et suite à un premier post-doc de 6 mois encadré par Cyrille SICLET). thèmes abordés : "1- Estimateurs de canal pour transmissions multi-porteuses 2- Développement sur plateforme radio-logicielle". Ce post-doc, dont j'étais responsable au Gipsa-lab du 22/05/2014 au 22/09/2014, a permis de finaliser des articles suite aux travaux de thèse de Huaqiang ([R21], [C40], et de rédiger l'article de synthèse sur les boucles [R23]).
- 4. Robin GERZAGUET : post-doctorat au Gipsa-lab, suite à sa thèse CIFRE qui s'était déroulée en partenariat avec l'entreprise ST. thème abordé : "Algorithmes adaptatifs de traitement numérique du signal". Ce post-doc, dont j'étais responsable au Gipsa-lab du 01/03/2015 au 31/06/2015, a permis de finaliser certains travaux de thèse de Robin.

Je liste ci-dessous des post-docs en collaboration entre le CEA-LETI et le Gipsa-lab, pour lesquels mon taux d'encadrement s'est en réalité avéré très mineur (domaines liés aux couches de télécommunications plus élevées que la couche physique) :

- Emilio CALVANESE-STRINATI : titre "Etude du codage distribué et des stratégies de coopération pour les réseaux de communication avec relais ", responsable CEA : François VACHERAND, du 01/05/2008 au 31/09/2008.
- Cédric ABGRALL : titre "Etude de l'intégration des communications M2M dans les évolutions du LTE", responsable CEA : Dimitri KTENAS, du 01/11/2010 au 31/03/2012.
- Antonio DE DOMINICO : titre "Mécanismes d'allocation de ressources et de gestion de l'interférence pour femto-cellules", responsable CEA : Dimitri KTENAS, du 15/02/2012 au 15/08/2013.

#### **1.2.2** Encadrement de Master-recherches

- Aïssa IKHLEF : stage de Diplôme d'Etude Approfondie (DEA), titre : "Estimation de canal en UMTS (TDD)", encadrement L. ROS (100%), du 01/03/2003 au 30/06/2003.
- Lahouari FATHI : stage de Diplôme d'Etude Approfondie (DEA), titre : "Traitements aveugles en réception dans un système de communication sans fil CDMA", encadrement L. ROS (90%) et Geneviève JOURDAIN (10%), du 01/03/2003 au 30/06/2003.
- Mahmoud EL LABBAN : stage de Master-Recherche (SIPT) réalisé au LIS, 'titre : "Transmission avec diversité de modulation sur un canal radio-mobile à évanouissements : étude et simulation", encadrement L. ROS (100%), du 01/03/2004 au 31/07/2004.

- 4. Moctar MOSSI IDRISSA : stage de Master-Recherche (Université de Rennes) réalisé au Gipsalab, en support pour le projet ANR CONNECT, titre : "Etude et évaluation des modulations multiporteuses en milieu sous-marin", encadrement Cyrille SICLET (70%) et L. ROS (30%), du 01/03/2008 au 31/08/2008.
- 5. Soukayna GHANDOUR-HAIDAR : stage de Master-Recherche (SIPT) réalisé au Gipsa-lab, titre "Estimation de canal à évanouissements lents pour les communications-radio-mobiles", encadrement L. ROS (90%) et Jean-Marc BROSSIER (10%), du 01/02/2010 au 15/07/2010.

#### 1.2.3 Encadrement de Stages ingénieurs ou de DRT

- 1. Mamadou DIOP : stage de 2ème année d'école d'ingénieur ENSERG, réalisé au LIS, "Récepteurs adaptatifs en CDMA : programmation et mesure de performances", Mai-Juin 2001.
- Simon KREUTZ : Diplome de Recherche Technologique (DRT) de l'INPG, réalisé au CEA-LETI, "Etude du lien montant des systèmes radio-mobiles basés sur les modulations IFDMA et dérivées (Beyond 3G)", encadrants : Luc MARET du CEA-LETI (90%) et L. ROS (10%), de Aout 2005 à Aout 2006.
- 3. Lana DAMAJ : projet de fin d'études pour le diplôme d'ingénieur de l'Université Libanaise de Beyrouth (LIBAN), titre : "Participation au développement d'une plateforme de transmission numérique avancée", encadrement L. ROS (100%), de Mars à Juin 2008.
- 4. Dalia OUEIDAT : projet de fin d'études pour le diplôme d'ingénieur de l'Université Libanaise de Beyrouth (LIBAN), en support pour le projet ANR LURGA, titre : "Synchronisation en communications numériques et application au problème de localisation", encadrement L. ROS (90%) et Jean-Marc BROSSIER (10%), de Mars à Juillet 2008.
- 5. Imad FARAH : projet de fin d'études pour le diplôme d'ingénieur de l'Université Libanaise de Tripoli (LIBAN), titre : "Contribution au développement d'une plateforme de transmission numérique avancée", encadrement L. ROS (100%), de Avril à Juin 2008.

### Participation à la vie scientifique

Après la liste de mes encadrements doctoraux, j'énumère ici les activités qui traduisent plus largement ma participation à la vie scientifique, sur le plan national ou international, ou simplement au sein de mon laboratoire ou établissement d'enseignement. Je terminerai par un rapide tour d'horizon de mes enseignements. Ils se sont pour la grande majorité déroulés en école d'ingénieur ou master-recherche à Grenoble, sur des sujets qui constituent les briques de base de mon domaine de recherche. Grâce à cela, les 2 fonctions de mon métier, l'"enseignement" et la "recherche", ont pu se nourrir mutuellement.

#### 2.1 Rayonnement

J'indique dans cette section mes collaborations les plus marquantes avec des universités françaises et étrangères, les invitations à des responsabilités (honorées) lors de congrès internationaux (comité technique, chairman), mes expertises nationales ou internationales (reviews, jury de thèse, de DRT), distinctions diverses, ainsi que mes relations avec le monde industriel.

#### 2.1.1 Collaborations avec des universités étrangères et françaises

## 2.1.1.1 Forte collaboration nationale avec l'équipe TELICE du laboratoire IEMN de l'Université de Lille

La très forte collaboration menée avec mon collègue Eric SIMON, de l'Université de Lille, a été matérialisée par de nombreuses actions communes, dont :

- co-encadrement d'une thèse (de Huaqiang SHU, Octobre 2010-Novembre 2013) financée par une bourse du ministère à Lille. Le doctorant a ensuite poursuivi avec un post-doc au Gipsa-lab encadré par Cyrille SICLET, puis par moi-même.
- nombreuses publications communes rattachées à nos 2 laboratoires, dont les revues [R14, R17, R18, R19, R20, R21, R23].
- collaboration par l'intermédiaire d'anciens de mes étudiants Grenoblois partis à Lille chez Eric en stage de Master-Recherche (Edwin SILVA en 2009) ou en post-doc (Hussein HIJAZI en 2009). Le postdoc de Hussein avec Eric a notamment permis d'élargir le cercle initial de travail autour de l'estimation des canaux rapidement variables, ce qui a débouché sur les publications communes en conférence [C26][C29][C31] (puis journaux déjà cités [R14, R17]).

#### 2.1.1.2 Collaborations avec les « Universités Libanaises »

- collaboration de recherche poursuivie avec mon ancien doctorant Hussein HIJAZI, devenu enseignant chercheur à l'université LIU de Beyrouth, avec des publications communes jusqu'à aujourd'hui (notamment la revue [R19] en 2014). J'ai aussi visité et rencontré son équipe de recherche en Avril 2012.
- collaborations avec mon ancien doctorant, Youssef NASSER (American University of Beyrouth), et ancienne collègue de FT-R&D Meylan, Joumana FARAH-FRANCIS (Université Saint-Esprit de Kaslik-USEK, Jounieh, puis Université Libanaise de Beyrouth), notamment lors de la conférence ICT qu'ils ont organisé au Liban en Avril 2012, et à laquelle ils m'ont invité à prendre part (chairman, membre du comité technique, participation avec une petite délégation grenobloise ...). Egalement, j'ai accueilli Joumana au laboratoire Gipsa-lab durant quelques jours, en Juin 2010, puis en septembre 2015.
- accueil de stagiaires de l'Université Libanaise au Gipsa-lab :
- par l'intermédiaire d'une collaboration avec Mahmoud DOUGHAN de la Faculté de Génie de l'Université Libanaise (FG-UL) de Beyrouth, avec mise en place d'une convention entre FG-UL et Grenoble-INP, accueil et encadrement de 2 étudiants de la FG-UL (Lana DAMAJ et Dalia OUEIDAT) au printemps-été 2008.
- par l'intermédiaire d'une collaboration avec Haissam ZIADE de la Faculté de Génie de l'Université Libanaise de Tripoli, avec mise en place d'une convention de stage, accueil et d'encadrement au sein de Grenoble-INP d'un étudiant de cette université Libanaise (Imad FARAH), au printemps 2008.

#### 2.1.1.3 Membre de l'action européenne COST (IC0803) RFCSET

J'ai été contributeur avec Jean-Marc BROSSIER (qui était responsable de l'action pour le Gipsalab) du groupe de travail WG2.6 (*digital synchronization, parameter estimation and tracking, sequential MC methods for positioning and tracking*) de l'action Européenne "RF/microwave Communication Subsystems for Emerging Wireless Technologies" pour la période du 30/07/2008 au 12/10/2012. En particulier :

- présentation au dernier meeting (Perugia, Italie, 7-8 Avril 2011) de la contribution/poster «On the estimation of Flat Fading Rayleigh Channels with Jakes Doppler Spectrum ». http://www.costic0803.org/
- envoi en échange de notre doctorant Jordi VILLA-VALS en Juin-Juillet 2009 auprès de Carles FERNANDEZ-PRADES du CTTC (Centre Tecnologic de Telecomunicacions de Catalunya) de Barcelone, par le biais/financement de ce COST.

#### 2.1.2 Responsabilités lors de conférences internationales

#### 2.1.2.1 Membre du comité technique (Technical Program Committee) pour :

- ICTTA 2008 : 3rd IEEE international conference on "Information and Communication Technologies : from Theory to Applications", April 7-11, 2008, Damascus, SYRIA.
   Site web : http ://conferences.telecom-bretagne.eu/ictta/
- ICT 2012 : 19th IEEE "International Conference on Telecommunications", Jounieh, LEBANON, April 2012, LEBANON.

Site web : http ://www.ict2012.org/

#### 2.1.2.2 Chairman de sessions :

- session T2B "Signal Processing for Communications II" of the 17th International Conference on Digital Signal Processing (DSP 2011), Corfu, GREECE, 6-8 July 2011
- session OII.2 "Channel and Frequency Estimation" of the 19th IEEE International Conference on Telecommunications (ICT'12), Jounieh, LEBANON, April 2012, LEBANON.

#### 2.1.3 Expertises internationales ou nationales

#### 2.1.3.1 Jury de thèse en tant qu'examinateur

- jury de thèse de Lahouari FATHI, thèse réalisée à FT-R&D Meylan, soutenue le 26 Octobre 2007, titre "Récepteurs avancés pour les systèmes CDMA haut-débit utilisant les codes d'embrouillage apériodiques longs", encadrée par Geneviève JOURDAIN et Marylin ARNDT.
- jury de thèse de Samba TRAORE, thèse réalisée à Centrale-Supélec Rennes, soutenue le 9 Décembre 2015, titre "Échantillonnage aléatoire et égalisation de modulations avancées dans un récepteur Radio Intelligente", encadrée par Yves LOUET et Jacques PALICOT.
- jury de thèse de Rajoua ANANE, thèse réalisée à l'université du Maine, soutenance le 31 Mars 2016, titre "Contribution à l'optimisation conjointe MAC/PHY dans les réseaux de capteurs sans fils", encadrée par Kosaï RAOOF et Ridha BOUALLEGUE.

## 2.1.3.2 Jury de DRT (Diplôme de Recherche Technologique) ou de DRI (Diplôme de Recherche et d'Innovation) en tant qu'examinateur

- jury de DRT de Mathieu LE BIHAN, réalisé au CEA-LETI, titre "Etude des performances de techniques MIMO sur les réseaux WLAN", encadré par Nicolas CASSIAU et Jean-Marc BROS-SIER, soutenu en 2004,
- jury de DRI de Ibou Tine FALL, réalisé à ST-Microelectronics et laboratoire TIMA, titre "Algorithmes/architectures innovants pour la démodulation du standard de diffusion chinois DTMB en réception fixe", encadré par Jean-Noël ROZEC et Nacer-Eddine ZERGAINOH, soutenu le 22 octobre 2012.

Je participe aussi naturellement chaque année (depuis 2001) à des jurys de soutenance de stages du Master-Recherche (anciennement DEA) "Signal-Image-Parole Telecom" de Grenoble-INP, ainsi qu'aux jurys de soutenance de Projets de Fin d'Etudes des élèves ingénieurs des formations de Grenoble-INP (en tant que rapporteur ou président).

#### 2.1.3.3 Expertises (Reviews) d'articles scientifiques

En tant que chercheur publiant, je participe au travail régulier de relecture par les pairs d'articles scientifiques (avec un taux autour de un article reviewé pour une soumission à laquelle j'ai participée), notamment pour les **revues internationales ou nationales** suivantes :

- "IEEE Transactions on Signal Processing" (notamment pour éditeur Walid HACHEM)
- "IEEE Transactions on Vehicular Technology" (notamment pour éditeur Dr. Kainam Thomas WONG, et éditeur Dr. Mischa DOHLER),
- "IEEE Transactions on Wireless Communications" (pour éditeur Prof. M. McKAY)
- "IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems" (pour éditeur Dr K.T. WONG)

- "EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking" (pour éditeur Dr Heidi STEEN-DAM)
- "Journal of Communications and Networks" (pour éditeur Dr. Alain SIBILLE),
- "European Transaction on Telecommunication",
- "Journal of Applied Signal Processing"
- "IET Communications" (appelé de 1994 à 2006 "IEE Proceedings Communications")
- "Traitement du Signal"
- ...

ou encore pour les **congrès internationaux** ou **nationaux** suivants : PIMRC (2008, ...), EUSIPCO (2013, ...), Globecom (2012, ...), ICCIT (2013, ...), SPAWC (2013, ...), VTC (2012, ...), ICT (2012, 2013, ...), European Wireless, ICTTA, GRETSI (2013, 2015, ...), ...

#### 2.1.4 Distinctions diverses ou autres qualifications

- prix de thèse Grenoble-INP (décerné le 4 Janvier 2004 pour ma thèse soutenue en 2001),
- prix de thèse Grenoble-INP de mon doctorant Hussein HIJAZI (décerné le 30 Novembre 2010 pour sa thèse soutenue en 2008).
- titulaire de la Prime d'Encadrement Doctoral et de Recherche (PEDR) ou de la Prime d'Excellence Scientifique (PES) depuis octobre 2007 [obtention pour des périodes de 4 ans en sept 2007 (PEDR), renouvelée en sept. 2011 (PES), puis en sept 2015 (PEDR)].
- qualification aux fonctions de maitre de conférences pour les sections CNU 61 (Génie informatique, automatique et traitement du signal) et CNU 63 (Génie électrique, électronique, photonique et systèmes ) obtenues en 2002.
- "Best paper award" à la conférence Crowncom 2016 pour l'article [C45] commun entre Gipsa-lab et St-Microelectronics suite au travail de thèse Cifre de Robin GERZAGUET.

#### 2.1.5 Relations avec le monde industriel

De par mon parcours, j'ai d'abord été plongé dans le monde industriel durant près de 6 ans avant d'entrer dans celui de l'enseignement/recherche, en démarrant par une thèse. Devenu ensuite universitaire (maitre de conférences), mon passé industriel a sans doute facilité mes liens avec le monde de la R&D en entreprise. Ces liens sont matérialisées aujourd'hui par le co-encadrement de thèses ou de post-docs, en plus des suivis de stages en entreprise en tant que tuteur.

#### 2.1.5.1 Avant la thèse : 1993-1999

Avant ma thèse à Grenoble démarrée en Février 1999, j'ai donc travaillé comme ingénieur en Recherche & Développement (Cf mon CV résumé) :

- tout d'abord (oct 1993-Aout 1995) au Centre National d'Etudes des Télécommunications (CNET) de Lannion en Bretagne, centre d'étude de France-Télécom (nommé ensuite FT-R&D puis Orange-lab), par l'intermédiaire de la société Silicom (region ouest) basée à Rennes, au sein du Département qui s'intéressait aux "Transmissions Ionosphériques". J'étais chargé sous la direction de Patrick LASSUDRIE-DUCHESNE, en collaboration avec Rolland FLEURY, du dépouillement et analyse (spectrale et statistique) de signaux issus d'une campagne de mesures de bruit et de propagation radioélectrique très basse fréquence (enregistrés sur 3 sites Atlantique) [T1][T2], puis de la définition et du développement de nouveaux bancs de mesure semiautomatiques [T3]. L'objectif était une meilleure connaissance du bruit radio dans la gamme VLF-LF (Very Low Frequency - Low Frequency) allant de 5 kHz à 70 kHz, et qui est caractérisée principalement par 2 composantes, Gaussienne et Impulsive, dues respectivement aux orages lointains et proches. Cette meilleure connaissance du bruit devait servir à l'optimisation des procédés de communication radio vers les sous-marins proches de la surface (types de modulations, de redondance, niveaux, ...). Ce travail était rattaché au projet TRANSFOS dirigé par Thomson-CSF. J'ai pu aussi bénéficié pour ce projet des conseils avisés de Yvon LEROUX, alors expert au CNET en Traitement du Signal.

ensuite (sept 1995-Janv 1999), à la société SODIELEC à Millau dans l'Aveyron, qui est une PME (environ 70 personnes à l'époque, davantage aujourd'hui) experte dans la conception et production d'équipements de télécommunications. Au sein du bureau d'étude dirigé alors par Philippe CABON, j'ai été embauché comme chef de projet, puis responsable d'une équipe d'ingénieurs R&D qui concevait des modules de traitement du signal en bande de base (codeurs/décodeurs audio-numériques, modem numérique, ...) [T6] s'intégrant dans les produits de communications ou radio-diffusions de la société (Faisceaux Hertziens numériques, Décodeur satellites, etc). Les équipements conçus avec mon équipe étaient essentiellement destinés au maitre d'ouvrage TDF (Télédiffusion De France), pour des utilisateurs finaux qui pouvaient être des chaines de Télévision (France 3) ou des stations de Radio FM. Après mon précédent emploi chez l'opérateur France-Telecom, j'ai ainsi pu voir l'autre coté de l'industrie des télécoms, celui d'un équipementier qui développe des produits en essayant de tenir les délais justement définis par l'opérateur. J'ai été pas mal en contact avec des ingénieurs de TDF (Paris, Metz) qui assuraient les appels d'offre, cahier des charges, suivi du développement et la recette finale des prototypes ou pré-série que nous développions. J'ai aussi eu des contacts avec les entreprises développant des composants électroniques ou fonctions avancées utilisés dans nos produits (Comatlas ou Harris pour les modems numériques, Philips, ITIS pour la compression audio Musicam et norme Digital Audio Broadcasting ...). Enfin en interne, je me coordonnais avec les autres services (direction, support industriel, production, commerciaux, SAV) intervenant dans la vie d'un produit.

Alors que l'expérience précédente au CNET était restée focalisée sur un domaine très précis (études statistiques des bruits) et pour des applications très spécifiques (transmission radio très basses fréquence), ce deuxième travail était certainement moins pointu théoriquement mais beaucoup plus large, ne serait-ce sur le plan technique. Le travail de conception m'a en effet amener à toucher ou cotoyer beaucoup de domaines (communications numériques, signal, asservissements et boucles à verrouillages de phases, électronique analogique et numérique, propagation, compatibilité électromagnétique, conception de cartes, informatique industrielle, programmation, techniques hyper-fréquences, ...), ce qui m'a replongé dans une bonne partie de mes anciens cours de l'option radiocom de Supélec. Les constantes de temps d'une PME sont aussi beaucoup plus brèves, et il faut être capable de réagir rapidement aux problèmes techniques (et parfois humains) et défis qui se posent au quotidien. J'ai eu la chance de rencontrer un accueil chaleureux au sein du bureau d'étude composé essentiellement de jeunes ingénieurs passionnés de techniques, et qui m'ont apporté leur aide précieuse (Louis REYNIER, Jean PEREIRA, Fabrice DESCLAUX, Jean-Christophe NANAN, ...). J'espère avoir su faire de même avec les jeunes collègues recrutés ensuite pour travailler avec moi (Christophe, Laurence, ...). Au final, cette expérience industrielle a été enrichissante, mais les envies d'approfondir les aspects scientifiques et de davantage de liberté thématique l'ont emporté, ce qui m'a amené à me lancer dans une nouvelle aventure, celle de la thèse et de la recherche.

#### 2.1.5.2 Après la thèse : de 2002 à aujourd'hui

- 1. avec le **CEA-LETI de Grenoble** : j'ai eu la grande chance que le CEA-LETI (Laboratoire d'Electronique et de Technologie de l'Information) mène sur la place Grenobloise une activité de recherche ou de R&D très forte autour des "communications numériques et algorithmes". Ainsi plusieurs dizaines d'ingénieurs de recherche travaillent sur cette thématique, avec de nombreuses contributions dans les congrès internationnaux ou projets de recherche européens. Les "laboratoires" en question (aux noms évolutifs ...) ont été dirigés par Laurent OUVRY puis plus récemment par Dimitri KTENAS (ancien étudiant de l'ENSERG, faisant partie de la première promotion à subir mes cours d''égalisation-synchronisation" en 2000 ...), ou encore Vincent BERG. Même si une partie des activités télécom évolue aujourd'hui vers les couches plus hautes, j'ai eu de fortes collaborations les 15 dernières années avec le CEA-LETI et elles se poursuivent aujourd'hui (thèse de Mathieu des NOES qui vient d'être soutenue, thèse de Yoann ROTH quasi à mi parcours, et démarrage en octobre 2015 de la thèse de Marguerite MARNAT). Les projets communs et accompagnements de thèses ou de post-docs sont reportés dans la section 2.2.1 "Responsabilités de contrats de recherche rémunérés". J'ai eu aussi quelques actions ponctuelles, comme :
  - Animation scientifique : pour la formation CEA / INSTN intitulée « Evolution des transmissions sans fil et technologies associées », organisée par Mme Chantal TARDIF, du 21-22 Mars 2005, animation du module "Techniques de modulation et codage",
  - Membre du comité de pilotage de "laboratoire commun CEA / Gipsa-Lab" (contrat de collaboration géré alors par Hélène LHERMET) : en 2011 et 2012,

Je cite aussi quelques-uns des nombreux étudiants de Grenoble-INP dont j'ai été tuteur universitaire et qui faisaient leur stage de fin d'études au CEA-LETI dans le domaine du "traitement du signal/codage pour les communications" :

- Marco GIUDICI en 2003, "Etude des techniques de turbo MUD appliquées aux transmissions CDMA multi-porteuses", responsable : Dimitri KTENAS,
- Jean-Noël REMOND, "Etude et implémentation d'un bloc reconfigurable pour une application de télécommunication", responsable : F. CLERMIDY,
- Simon KREUTZ en 2005, "Etude de mécanisme de synchronisation en MC-CDMA", responsable : Luc MARET.
- Cédric ABGRALL en 2007, "Etudes des techniques de relais coopératifs en 802.16e/j", responsable MARET Luc (promotion ENSERG 2000, comme Dimitri KTENAS ...).
- Jean-Baptiste WARGNIES en 2010, "Mise en place d'une chaine de transmission radio basse consommation sous SystemeVue d'Agilen", responsable : Michael PELISSIER,
- Giovanni BENINCA DE FARIAS en 2010, "Etude et Evaluation de Techniques Coopératives de Relayage Radio pour Signaux OFDM", responsable : Patrick ROSSON,
- Touati NADJAH en 2012, "Traitement numérique du signal pour une liaison sans contact à très haut débit", responsable : François DEHMAS.
- Arnaud TURIN en 2013, "Study of cell search algorithms for 3GPP LTE system", responsable : Mathieu DES NOES.
- Michela ARNESANO en 2014, "Radio channel modeling from experimental data in Body Area Networks", responsable : Raffaele D'ERRICO.
- Dimitri GERIN en 2014, et Thibault CATTELAIN en 2015, "Etude de récepteurs intelligents pour le MU-MIMO CoMP en OFDM", responsable : Nicolas CASSIAU.
- 2. avec **ST Grenoble** : des ingénieurs R&D de l'entreprise ST (ST-Ericsson ou/et ST-microelectronics selon le moment ...) étudient aussi et implémentent du Traitement du Signal dédié aux fonctions que l'on peut trouver dans les circuits intégrés d'un émetteur-récepteur (égalisation, synchronisation, commande automatique de gain, compensation de défauts Radio-Fréquences, architectures

radio, ...). J'ai eu la chance d'en rencontrer quelques-uns, et ainsi de suivre l'évolution d'un domaine que j'avais bien cotoyé dans ma vie antérieure d'ingénieur de conception à Sodielec. Cette collaboration avec ST s'est notamment matérialisée par la thèse CIFRE de Robin GER-ZAGUET, en collaboration avec Fabrice BELVEZE (Cf section 2.2.1 "Responsabilités de contrats de recherche rémunérés"), mais c'est encore grâce au tutorat de nombreux étudiants de Grenoble-INP effectuant leur stage chez ST que les échanges ont démarré, notamment :

- Stéphane GUNTZ en 2001, "Conversion numérique de rythme pour les modems VDSL", responsable : Thierry LENEZ (à qui je rends hommage),
- Cyril JAQUENOT en 2002, "Développement d'une simulation de référence pour un 'system on chip' (modem 3G)", responsable : Fabrice BELVEZE,
- Sylvain RIVORY en 2002, "Etude d'algorithmes avancés de traitement du signal utilisés dans les systèmes VDSL++ ", responsable : Christophe DEL TOSO,
- Thuan HUYNH en 2003, "Etude de chaînes d'émission optimisées", responsable : Gabriel DELLA-MONICA (ancien collègue de Supélec et du service national ...),
- M.S. GUIZANI en 2006, "Etude et modélisation de techniques de réception multi porteuse appliquées à la télévision numérique sur récepteur mobile", resp. Olivier ISSON,
- Nourhene SLEI, "Stage architecture système ISDB-T" en 2010, responsables : Jean-Noël RO-ZEC et Laurent TARDIF,
- Abdelhamid LARAKI en 2010, "Terminal 4G : Modélisation d'un transceiver RF multi-standard et études d'algorithmes de contrôle", responsable Fabrice BELVEZE,
- Robin GERZAGUET en 2011, "Modélisation d'un transceiver RF multi-standards et étude d'algorithmes de traitement du signal pour la compensation de l'IQ Mismatch", responsable Fabrice BELVEZE,
- Pascal PEPE en 2012, "Compensation du DC OFFSET dans un récepteur Zero-IF", responsable Fabrice BELVEZE,
- Yoann ROTH en 2013, "Terminal 4G : modélisation d'un transceiver RF multi-standard et étude d'algorithmes de traitement du signal", resp. : Fabrice BELVEZE,
- Bastien MOURGUE en 2015, "Annulation d'interférences causées par des échos hors intervalle de garde dans un système OFDM", resp. : Fabrice BELVEZE,
- 3. avec France-Telecom-R&D [devenu Orange-lab] à Meylan : ma thèse s'est faite au LIS en collaboration financée par FT-R&D Meylan (équipe de Marylin ARNDT sur les objets communicants). Devenu enseignant chercheur en 2002, j'ai naturellement poursuivi quelques collaborations avec France-Télécom, même si elle ont diminué ces dernières années, étant donné que Orange-lab Meylan travaille de moins en moins sur la couche physique. Ces collaborations ont eu lieu soit de manière informelle sur des sujets traités à France-Telecom dans la continuité de ma thèse (exemple : discussions autour de la thèse de David CIBAUD, "Etude d'implémentation d'un récepteur re-configurable pour un terminal bi-mode TDD et FDD de l'UMTS", soutenue en 2006), soit plus formellement par exemple par le biais d'étudiants de Grenoble-INP dont j'étais tuteur universitaire et qui faisaient leur stage de fin d'études à France-Telecom dans le domaine du "traitement du signal pour les communications", comme par exemple :
  - Jorge GUTIERREZ en 2003, "Impact of the PAPR of the OFDM signals on the mobile" sous la responsabilité de Christian LEREAU et Michel PONS.
  - Jordi VILA VALLS en 2006, "Signal Processing techniques for Interference Rejection in WLAN systems" sous la direction de Philippe MARY,

ou encore par l'intermédiaire d'autres actions :

 Animation scientifique : mise en place avec Benoit MISCOPEIN et Marylin ARNDT de FT-R&D d'un module de formation de 12 heures (dont 6 heures assurées par moi-même) intitulé : "Communications Radiomobiles, du GSM à l'UMTS", dispensé à l'école doctorale EEATS de Grenoble-INP en Avril en 2003, 2004, et 2005.

- Suivi du brevet [B1] déposé avec Marylin ARNDT et Geneviève JOURDAIN,

J'ai cité les 3 entreprises de la place Grenobloise avec qui j'ai eu le plus d'échanges. Bien sûr, le tutorat d'étudiants en stage en entreprise ainsi que la participation à des projets de recherche m'a amené à avoir des contacts avec de nombreuses autres entreprises françaises ayant des activités en traitement du signal pour les communications (Thalès, Texas Instrument, Alcatel, Ifremer, Onera, ...).

#### 2.2 Responsabilités scientifiques

Dans cette section, je liste des responsabilités exercées sous ma "fonction" de chercheur, comme la responsabilité de contrats de recherches rémunérés (études, accompagnement de thèses ou de postdocs, …), la participation à des projets nationaux, à des comités de sélection, … . Les responsabilités exercées au titre de ma "fonction" d'enseignant seront traités dans la section d'après.

#### 2.2.1 Responsabilités de contrats de recherche rémunérés

#### 2.2.1.1 avec le CEA-LETI :

- en 2001-2003 : études (avec fourniture de rapports) sur l' "estimation de canal multi-capteurs", et les "performances asymptotiques des systèmes CDMA multi-porteuses", financement : 4000 euros HT, correspondant CEA : Mathieu DES NOES (contrat GR 773 508, Thème 1, st1, tâche 1 et 2.3), .
- en 2003-2004 : contrat d'accompagnement sur le thème : "synchronisation, estimation de canal et égalisation pour les systèmes MC-CDMA", financement : 3500 euros H.T., correspondant CEA : Mathieu DES NOES (contrat GR 772 976, Thème 1).
- en 2005 : contrat d'accompagnement sur le thème : "systèmes de modulation OFDM-CDMA et impact d'une erreur de synchronisation", financement : 3500 euros H.T, correspondant CEA : Mathieu DES NOES.
- en 2006 : thème "impact d'une erreur de synchronisation et perspectives", financement : 5000 euros HT, correspondant CEA : Mathieu DES NOES (contrat Ref CEA : 773 988/ Av2-sous-thème 1).
- en 2007, thème : "Espace-Temps pour systèmes Ultra-Large-Bande (ULB) et perspectives". Montant : 13000 euros HT (minoré suite démission en cours du post-doc), incluant financement d'un postdoc, correspondant CEA : François VACHERAND (contrat : Ref CEA : 773 988 / Av2, Réf INPG : 10518/02, Ref CNRS : 722576/02),
- en 2008, thème "Etude du codage distribué et des stratégies de coopération pour les réseaux de communication avec relais". Montant du contrat : 75314 euros HT, incluant financement d'un post-doc (Emilio CALVANESE-STRINATI) en partie au Gipsa-lab, correspondant CEA : François VACHERAND (Ref contrat CEA : C1076),
- en 2010-2011, thème "Etude de l'intégration des communications M2M dans les évolutions du LTE". Montant du contrat : 100625 + 42962.8 euros HT, incluant financement d'un post-doc (Cédric ABGRALL) en partie au Gipsa-lab, correspondant CEA : Dimitri KTENAS (Référence contrat : Thème 4 des comptes rendus du comité de pilotage CEA/GIPSA-LAB du 03/09/2010 et 05/12/2011).
- en 2012-2013, thème "Mécanismes d'allocation de ressources et de gestion de l'interférence pour femto-cellules", Montant du contrat : 52000 + 92440.6 euros HT, incluant financement d'un postdoc (Antonio DEDOMINICO) en partie au Gipsa-lab, correspondant CEA : Dimitri KTENAS (Référence contrat : Thème 4 des comptes rendus du comité de pilotage CEA/GIPSA-LAB du 27/01/2012 et 02/08/2012).
- en 2014-2016, thème "Etude d'une nouvelle couche physique pour réseaux de capteurs sans fil (M2M) pour systèmes critiques". Montant du contrat : 30000 euros HT sur 3 ans, contrat de collaboration (liée à l'accompagnement de thèse de Yoann ROTH), correspondants CEA : Jean-Baptiste DORE et Vincent BERG (Référence : contrat de collaboration C17849, laboratoire commun CEA/GIPSA-LAB, thème "Telecom", tâche 4-9 "couche physique M2M", du 29/04/2014).

#### 2.2.1.2 avec ST-Ericsson :

– en 2012-2015 : contrat d'accompagnement d'une bourse CIFRE sur le thème "Méthodes de traitement numérique du signal pour la réduction d'auto-interférences dans un terminal mobile" (thèse de Robin GERZAGUET), Montant du contrat : 39000 euros HT, correspondant ST : Fabrice BELVEZE (Référence : contrat de collaboration ST-Ericsson/Gipsa-lab en application de la convention CIFFRE  $n^0$  2011-3603).

#### 2.2.2 Projets nationaux ANR

Si je ne compte pas la période de thèse<sup>1</sup>, j'ai essentiellement participé à 2 projets financés par l'Agence Nationale de la Recherche (ANR), qui vont être rappelés ci-dessous. Les projets ANR ont le mérite d'associer universitaires et ingénieurs R&D d'entreprises autour d'un même sujet, sur une durée typiquement de 3 ans, avec un financement associé. Toutefois, mon retour d'expérience borné aux quelques projets auxquels j'ai participé est mitigé, certainement à cause de projets qui n'ont pas été assez ciblés au niveau thématique. En effet durant ces projets, une bonne partie du temps alloué à ma recherche a été consommé, mais les recherches menées n'ont pas été les plus productives (notamment aucun de mes articles de revue n'a été le fruit direct de ses projets) ni les plus excitantes (trop bornées à des voies à priori fixées à l'avance).

#### 2.2.2.1 Projet ANR LURGA : de 06/2007 à 06/2010

Titre : "Localisation d'Urgence Reconfigurable par GALILEO",

Porteur de projet : THALES (Bertrand MARIN),

Partenaires : THALES, Siradel, SATIE-ENS Cachan, Gipsa-lab,

Intervenants permanents du Gipsa-lab : Jean-Marc BROSSIER (responsable) et moi-même,

Contribution : "étude et développement d'algorithmes de synchronisation" [T10] [C23].

Mon implication : forte, entre-autre pour la co-rédaction de tous les livrables Gipsa-lab, recherche et co-encadrement de post-doc (H. ABEIDA) et stagiaires (D. OUEIDAT), participation aux réunions

<sup>1.</sup> durant ma période de thèse, de 1999 à 2001, j'ai participé de manière modeste (à quelques réunions et discussions techniques) au projet du Réseau National de Recherche en Télécommunications AUBE, qui s'intéressait aux "nouvelles **A**rchitectures **U**MTS en vue de l'intégration sur silicium des fonctions **B**ande de base du t**E**rminal", et impliquait Thales communications, France-Telecom R&D Issy-les-Moulineaux et Meylan, Eurecom, Kurtosis, ainsi que mon laboratoire (LIS à l'époque). Du coté du LIS, l'acteur majeur était le post-doctorant Frédéric BALDIT, sous la responsabilité de Geneviève JOURDAIN, et les autres permanents impliqués étaient Joël LIENARD et Jean-Marc BROSSIER.

régulières (à Paris, Rennes, Grenoble). J'ai assuré la soutenance finale du projet pour Gipsa-lab devant l'ANR le 29/06/2010 à Paris.

Objet du projet dans son ensemble : le projet LURGA a défini un système de localisation de terminaux mobiles de type GSM à l'intérieur d'une zone (d'urgence) donnée, basé sur le déploiement d'un réseau composé de stations intégrant des récepteurs GALILEO. Ces stations ont ainsi accès aux informations de position et de temps, qui servent de point d'entrée pour des traitements de localisation d'un terminal GSM, à partir des signaux de ce terminal GSM réceptionnés sur chaque station. Les algorithmes de localisation (proposés par Thales) qui ont été mis en oeuvre résultent de la fusion d'algorithmes TDOA (Time Difference Of Arrival) et AOA (Angle Of Arrival). Une partie de l'étude (par la société Siradel) a porté sur la modélisation et l'estimation du canal de propagation GSM-station, afin de pouvoir valider les algorithmes proposés dans des conditions de propagation difficiles. Notre laboratoire Gipsalab ainsi que le laboratoire SATIE-ENS étaient quand à eux chargés d'une étude sur les algorithmes de détection par synchronisation en temps des signaux GSM ([T10]), ce qui a permis de proposer des solutions d'amélioration de l'estimation des temps d'arrivée pour des cas où le canal de propagation évolue en fonction du temps.

#### 2.2.2.2 Projet ANR CONNECT : 05/2007 à 02/2011

Titre : "Control of Networked Cooperative Systems",

Objet du projet dans son ensemble : contrôle d'un système multi-agent composé d'un ensemble de véhicules sous-marins autonomes, reliés entre-eux et à un bateau de surface par un système de communications sans fil acoustique hétérogène.

Porteur de projet : équipe NeCS commune à l'INRIA et Gipsa-lab (Carlos CANUDAS) Partenaires : Gipsa-lab (équipe Necs et équipe C2S), Ifremer, PGES-Robosoft, Prolexia Intervenants permanents du Gipsa-lab ou INRIA :

- pour l'équipe Necs (partie contrôle) : Mazen ALAMIR, Carlos CANUDAS, Jonathan DUMON, Nicolas MARCHAND, Alexandre SEURET, Daniel SIMON,
- pour l'équipe C2S (partie signal/télécom) : Cyrille SICLET, et moi-même.

Contribution de l'équipe C2S du Gipsa-lab (partie signal/télécom, assez indépendante du reste du projet à dominante automatique) : "étude des possibilités d'utilisation des modulations multi-porteuse pour la communication acoustique sous-marine entre 2 véhicules" [C25, C28, C30].

Mon implication : moyenne, en support de Cyrille SICLET, puis de Alain KIBANGOU alors en post-doc à temps plein sur le projet. J'ai participé à une dizaine de réunions de projet (à Toulon et à Grenoble), et nous avons avec Cyrille SICLET mené une étude bibliographique, co-encadré des travaux de stage (M. MOSSI-IDRISSA) et de post-doc, participé à la rédaction ou relecture des livrables.

#### 2.2.3 Commissions de spécialistes

#### 2.2.3.1 Membre du comité de sélection pour les postes de Maitre de conférence :

- MCF 0661 (section 61/27) de Grenoble-INP : de 03/2010 à 06/2010
- MCF 61-0398 (section 61) de Grenoble-INP : de 04/2014 à 06/2014

#### 2.2.4 Autres responsabilités scientifiques ou administratives :

- membre du "Conseil d'Orientation" du département Telecom de l'INPG, mandat 2002-2006,

- membre suppléant du "Conseil de Laboratoire" du Laboratoire des Images et des signaux (LIS), mandat 2003-2007,
- participation à divers groupes de travail (Qualité, ...) au sein de l'ancien laboratoire LIS,
- présidences de jury de Bac (Bourgoin Jallieu en 2003, ..., lycée Mounier de Grenoble en 2014).

### 2.3 Enseignement et responsabilités associées

#### 2.3.1 Enseignements dispensés

Je dresse à la suite un bilan de mes enseignements, en précisant la nature cours, travaux dirigés (TD), ou Travaux Pratiques (TP) et la quantité en heures équivalent TD (hEQTD).

#### 2.3.1.1 En tant que responsable du module d'enseignement

#### Dans le passé

- 1. Cours "Numerical Transmission Systems" dispensé en anglais en dernière année du Master International *Communications Systems Engineering* commun entre Grenoble-INP et le polito de Turin (25.5 à 54 hEQTD/an selon les années) : de 2007-2008 à 2013-2014.
- 2. Cours et TDs d'"Egalisation et Synchronisation en communications numériques" en 3ème année INPG/ENSERG (25 à 31 hEQTD/an selon les années) : de 2000-2001 à 2008-2009
- 3. Cours et TDs d'"Egalisation" en 3ème année INPG/ENSIEG (32 hEQTD/an) : 2000-2001 et 2001-2002
- 4. Cours "Information Theory" en Master-2 recherche SIPT, dispensé en anglais à partir de 2009 (18 à 33 hEQTD/an) : de 2006-2007 à 2010-2011
- 5. Cours de "Théorie de l'Information" en 2ème année de INPG/ENSIEG (24 hEQTD/an) : 2006-2007 et 2007-2008
- 6. Cours et TDs de "Transmissions Numériques de Données", en 2ème année INPG/département Télécom, commun aux écoles ENSERG et ENSIMAG (28.5 à 49.5 hEQTD/an selon les années) : de 2002-2003 à 2007-2008
- 7. Cours et TDs d' "Information et Codage Numérique", en 2ème année Grenoble-INP/filière Télécom, commune ENSIMAG-PHELMA (24 hEQTD/an) : de 2008-2009 à 2011-2012
- 8. Cours et TDs de "Télécommunication Numérique", en 3ème année Grenoble-INP/filière ASI, école ENSE3 (19 hEQTD/an) : en 2014-2015 (en remplacement de O. Michel)
- 9. TPs de "Communications Numériques" dispensés en dernière année des formations dpt Telecom, ENSIEG, ou master SIPT (16 à 41.5 hETD) : de 2005-2006 à 2007-2008

#### Actuellement

- 1. Cours de "Communications Sans Fil" en 3ème année Grenoble-INP/filière SICOM, commune aux écoles Phelma et ENSE3 (25 à 32 hEQTD/an) : de 2009-2010 à aujourd'hui.
- Cours et TDs de "Théorie de l'Information" en 2ème année Grenoble-INP/filière SICOM, (24 à 33 hEQTD/an selon les années) : de 2008-2009 à aujourd'hui.

- 3. Cours, TDs, et TPs de "Transmission et Communications Numériques" en 2ème année Grenoble-INP/filière SICOM (29 hEQTD/an) : de 2008-2009 à aujourd'hui.
- 4. Cours et TDs de "Systèmes de Transmissions Numériques" en 2ème année Grenoble-INP/filière Telecom, (22.5 à 29 hEQTD/an selon les années) : de 2008-2009 à aujourd'hui.
- 5. TPs de "Communications Numériques" en 3ème année Grenoble-INP/filière SICOM ou/et Master SIPT, (16 à 20 hEQTD/an selon les années) : de 2009-2010 à aujourd'hui.

#### 2.3.1.2 En tant que simple enseignant (non responsable du module)

#### Dans le passé

Math :

- TD de "Math" en 1ère année IUT Génie Télécom et Réseaux de l'Université Joseph Fourier (35 heures ETD, responsable Gérard LOUBET) : 1999-2000
- TD "Probabilités et Statistiques" en 1ère année INPG/Département Télécom (25.5 hETD/an, responsable Yvan PIGEONNAT) : 2006-2007 à 2007-2008
- TD "Probabilités et Statistiques" en 1ère année Grenoble-INP/PHELMA (10 à 20 hETD/an, responsable Eric MOISAN) : 2008-2009 à 2010-2011

#### Electronique :

- TP d""initiation à l'Electronique/Electrotechnique/Automatique" en 1ère année ENSIEG (20 hETD/an, responsable Olivier SENAME) : 1999-2000
- TP d"Electronique" en 1ère année INPG/Département Télécom (27 à 90 hETD/an, responsable Patrice PETITCLAIR) : 2001-2002 à 2007-2008
- Ateliers de "projets d'Electronique en 2ème année INPG/ENSERG" : (54 à 80 hETD/an, responsable Vincent FRISTOT) : de 2001-2002 à 2003-2004
- TD d"Electronique" en 1ère année INPG/Département Télécom (18 à 19.5 hETD/an, responsable Patrice PETITCLAIR) : 2001-2002 à 2007-2008

#### Traitement du Signal et Information :

- TP "Traitement du Signal" en 2ème année ENSIEG (20 à 40 hETD/an, responsable Joël LIE-NARD) : 1999-2000 et 2000-2001
- TD de "Traitement du Signal" en 2ème année INPG/Département Télécom (13.5 à 16.5 hETD/an, responsable Gang FENG) : 2001-2002 à 2007-2008
- TP "Traitement du signal" en 2ème année INPG/Département Télécom (24 à 39 hETD/an, responsable Alice CAPLIER) : 2002-2003 à 2005-2006
- TD "Théorie de l'Information" en 2ème année INPG/ENSERG (8 à 17.5 hETD/an, responsable Jean BRINI) : 2002-2003 à 2006-2007
- TD de "Traitement du Signal" en 1ère année Grenoble-INP/ENSIMAG (15 hETD/an, responsable Jean-Marc BROSSIER) : 2008-2009

#### Actuellement

- TD de "Théorie de l'Information" en 1ère année Grenoble-INP/ENSIMAG (36 hETD/an, responsable Jean-Marc BROSSIER) : de 2011-2012 à aujourd'hui.
- TP de "Traitement du Signal" en 2ème année Grenoble-INP/PHELMA filière sicom (16 à 32 hETD/an, responsable Cornel Ioana) : de 2014-2015 à aujourd'hui.
- TD de "Math" en 1ère année IUT Télécom et Réseaux de l'Université Joseph Fourier (27.5 heures ETD, responsable Cyrille SICLET) : 2015-2016

#### 2.3.2 Responsabilités liées à ma fonction d'enseignant

#### 2.3.2.1 En tâches de fond

Comme tout "enseignant" d'école d'ingénieur, j'assure la coordination (des vacataires ou autres collègues intervenants) et la responsabilité pédagogique des modules d'enseignement dont je suis responsable, le tutorat chaque année d'étudiants en stages ou en semestre d'échange à l'étranger (notamment pour le département puis filière Télécom), la présidence ou la participation aux jurys de soutenance de stage, ...

Egalement, les maquettes d'enseignement évoluant en permanence, j'ai pris part à des groupes de travail associés (sur les Maths, le Traitement du signal, les Télécoms, la définition du contour de filières, ...). Notamment, beaucoup d'énergie a été mobilisé les années qui ont précédé la profonde transformation de l'ancien INPG avec ses 10 anciennes écoles (ENSPG, ENSERG, ENSEEG, ENSI-MAG, ENSIEG, ...) devenu à la rentrée 2008 le nouveau grand établissement Grenoble-INP avec ses 6 nouvelles écoles (ENSE3, ENSIMAG, ESISAR, Génie Industriel, Pagora, et PHELMA) et ses 22 nouvelles filières de formation.

Mes enseignements sont plutôt dispersés, non pas au niveau thématique, mais au niveau du nombre et de la taille des écoles concernées. Avant la réforme j'intervenais dans les 3 anciennes écoles ENSERG (mon ancienne école de rattachement), ENSIMAG (via le département Télécom), et l'ENSIEG (via l'option "Analyse et Traitement des Images et des Signaux"). Suite à la réforme, les 2 filières dans lesquelles j'interviens le plus aujourd'hui sont à cheval sur 3 (mega-) écoles (dispersées géographiquement sur les lieux : campus, polygone, et Minatec) :

- filière Sicom : commune aux nouvelles écoles PHELMA et ENSE3,
- filière Télécom : commune aux nouvelles écoles ENSIMAG et PHELMA (la filière Télécom a récemment changé de nom en 2015 pour "Internet, Services et Systèmes Connectés").

Je suis depuis la réforme rattaché à l'école PHELMA, qui est l'école d'ingénieurs en physique, électronique, matériaux issue de la fusion des 3 anciennes écoles ENSPG, ENSERG, ENSEEG, avec donc un spectre très large comparé à mon ancienne école d'appartenance ENSERG (et des promotions d'environ 360 étudiants/an au lieu d'un centaine précédemment).

Après avoir dressé le paysage autour de mes enseignements, je présente ci-dessous par ordre chronologique 2 responsabilités plus importantes que j'ai exercées (l'une avant la réforme, et l'autre en préparation puis après la réforme).

# 2.3.2.2 Responsable de l'option « Transmission et Systèmes de Télécom » de la formation INPG/département Télécom : en 2007-2008 et 2008-2009

J'ai exercé cette responsabilité 2 années scolaires, en remplacement temporaire de la vraie porteuse de cette option, Ghislaine MAURY. L'option TST était une option parmi 3 au département Télécom (commun entre les écoles d'ingénieur ENSIMAG et ENSERG) de l'ex INPG, et comprenait environ 25 étudiants. Elle démarrait au 2ème semestre de la deuxième année. J'ai été responsable des 2ème années et 3ème années en 2007-2008, et de la 3ème année en 2008-2009, dernière promotion du département télécom avant la réforme. Cette responsabilité n'a pas été très lourde car essentiellement pédagogique et non administrative (conformément alors au mode de fonctionnement de l'école ENSIMAG), et avec peu de changements à gérer.

#### 2.3.2.3 Responsable de la troisième année de la filière d'enseignement SICOM de Grenoble-INP, de 2008-2009 (mise en place) à 2012-2013

La filière Sicom pour "Signal-Image-Communications-Multimédia" est née plus ou moins de la fusion des options "ATIS" de l'ex-école ENSIEG et des options "Codage", "Multi-média", et "Traitement de l'Information" de l'ex-école ENSERG. Elle a été initialement défendue et portée conjointement par Gang FENG (issue de l'ENSERG) et Jérôme MARS (issu de l'ENSIEG), et a été, après de longs débats définie filière commune aux écoles ENSE3 et PHELMA. La filière Sicom intègre une cinquantaine d'étudiants par an. Elle s'intègre après la première année de tronc commun, et correspond ainsi aux 2ème et 3ème année de l'école d'ingénieur. A la demande de Gang FENG et Jérôme MARS, j'ai accepté plus d'un an avant sa mise en place, de prendre en charge la responsabilité de la 3ème année de la filière Sicom (constituée alors de 3 sous-options), et Patrice PETITCLAIR s'est chargé de la deuxième année. A noter aussi que les enseignements de la 3ème année filière Sicom servent de support pour la formation du Master-Recherche SIPT Signal-Image-Parole-Telecom (partiellement au départ, puis entièrement à partir de la rentrée 2012). En tant que responsable d'année, j'ai mené des actions sur différents plans :

- pédagogique auprès des étudiants Sicom : suivi, écoute et conseil des étudiants, gestion des cas particuliers, réunions pédagogiques, d'informations diverses, gestion de la répartition des étudiants Sicom dans les 3 sous-options de 3ème année (STIC, Signaux Naturels et Image-Multimédia), en essayant de satisfaire au mieux les voeux, sous contraintes de nombre minimum d'étudiants par sous-options,
- communication : participation aux forums d'information sur les filières auprès des étudiants de première année, contacts avec les anciens élèves, remises de diplômes, ...
- coordination auprès des collègues enseignants, notamment pour la mise en place et remaniement des programmes,
- présentation et préparation des jurys de troisième année Sicom (plus de 3 fois par an)
- administratif (point certainement le plus couteux en temps ...) : planification des emplois du temps des 3 sous-options, des dates d'examens, gestion des vacataires, du bilan des heures de la formation, coordination avec la secrétaire de la filière et du Master SIPT, Rosine FUNG YEE, interface avec les différents services de la scolarité, ...),
- participation aux réunions mensuelles des responsables de filières avec la direction,
- aide au bilan prospectif des 5 ans de la filière, présenté au printemps 2013 par les responsables Gang FENG et Olivier MICHEL (qui a remplacé Jérôme MARS en 2012).

- ...

Participer à la mise en place d'une nouvelle formation puis a une responsabilité d'année de formation a été gourmand en temps et énergie, mais m'a permis de voir les choses sous un autre angle (rapports avec les étudiants, les collègues enseignants ou administratifs, les autres responsables de la filière ou des autres filières, ...).

# Publications et production scientifique

# 3.1 Publications

Lexique pour les références bibliographiques de mes contributions : la première lettre (R, B, L, C, ...) indique le type de publication, le numéro xx indique l'ordre chronologique dans la catégorie : **Rxx** : Revue avec comité de lecture, **Bxx** : Brevets, **Lxx** : Chapitres de livre, **Cxx** : Conférence Internationale avec comité de lecture, **Nxx** : Conférence Nationale avec comité de lecture, **Txx** : Notes Techniques ou Rapport de recherche, **Mxx** : Mémoire de diplôme.

#### 3.1.1 Revues avec comité de lecture

[R24] R. Gerzaguet, L. Ros, F. Belvèze, J.M. Brossier, "Performance of a Digital Transmitter Leakage LMS-Based Cancellation Algorithm for Multi-Standard Radio-Frequency Transceivers", Elsevier Digital Signal Processing , vol. 51, pages 35-46, 2016.

[R23] H. Shu, E.P. Simon, L. Ros, "On the Use of Tracking Loops for Low-Complexity Multi-Path Channel Estimation in OFDM Systems", Elsevier Signal Processing, vol. 117, pages 174-187, 2015.

[R22] R. Gerzaguet, L. Ros, F. Belvèze, J.M. Brossier, "On the Performance of Digital Adaptive Spur Cancellation for Multi-Standard Radio Frequency Transceivers" Elsevier Digital Signal Processing, vol. 33, pages 83-97, October 2014.

[R21] H. Shu, L. Ros, E.P. Simon, "Simplified Random-Walk-Model-Based Kalman Filter for Slow to Moderate Fading Channel Estimation in OFDM Systems", IEEE Transactions on Signal Processing, vol. 62,  $n^015$ , pages 4006-4017, August 2014.

[R20] H. Shu, L. Ros, E.P. Simon, "Third-order Complex Amplitudes Tracking Loop for Slow Flat Fading Channel On-Line Estimation", IET Communications, 2014.

[R19] L. Ros, H. Hijazi, E.P. Simon, "Complex Amplitudes Tracking Loop for multipath channel estimation in OFDM systems under slow to moderate fading", Elsevier Signal Processing, vol.97, pages 134-145, April 2014.

[R18] H. Shu, E.P. Simon, L. Ros, "Third-order Kalman Filter : tuning and steady-state performance", IEEE Signal Processing Letter, vol. 20,  $n^0$ 11, Nov. 2013.

[R17] E.P. Simon, L. Ros, H. Hijazi, M. Ghogho, "Joint Carrier Frequency Offset and Channel Estimation for OFDM Systems via the EM Algorithm in the Presence of Very High Mobility", IEEE Transactions on Signal Processing, vol. 60,  $n^{0}2$ , pages 754-765, Feb. 2012.

[R16] S. Ghandour-Haidar, L. Ros, J.M. Brossier, "On the use of first-order autoregressive modeling for Rayleigh flat fading channel estimation with Kalman filter", Elsevier Signal Processing (fast com.), vol. 92, Issue 2, pages 601-606, Feb. 2012.

[R15] J. Vilà-Valls, L. Ros, J.M. Brossier, "Joint oversampled carrier and time-delay synchronization in

digital communications with large excess bandwidth", Elsevier Signal Processing, vol. 92, issue 1, pages 76-88, January 2012.

[R14] E.P. Simon, L. Ros, H. Hijazi, J. Fang, D.P. Gaillot, M. Berbineau, "Joint Carrier Frequency Offset and Fast Time-varying Channel Estimation for MIMO-OFDM Systems", IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol. 60,  $n^{0}3$ , pages 955-965, March 2011.

[R13] Y. Nasser, M. des Noes, L. Ros, G. Jourdain, "On the system level prediction of joint time-frequency spreading systems with carrier phase noise", IEEE Transactions on Communications, vol. 58,  $n^{0}3$ , pages 839-850, March 2010.

[R12] J. Vilà-Valls, JM Brossier, L. Ros, "Oversampled phase tracking in digital communications with large excess bandwidth", Elsevier Signal Processing, vol. 90,  $n^0$ 3, pages 821-833, March 2010.

[R11] H. Hijazi, L. Ros, "Joint Data QR-Detection and Kalman Estimation for OFDM time-varying Rayleigh Channel Complex Gains", IEEE Transactions on Communications, vol. 58,  $n^0$ 1, pages 170-178, January 2010.

[R10] H. Hijazi, L. Ros, "Rayleigh Time-varying Channel Complex Gains Estimation and ICI Cancellation in OFDM Systems", European Transaction on Telecommunications, vol. 20,  $n^{0}$ 8, pages 782-796, December 2009.

[R9] H. Hijazi, L. Ros, "Analytical Analysis of Bayesian Cramer-Rao Bound for Dynamical Rayleigh Channel Complex Gains Estimation in OFDM System", IEEE Transactions on Signal Processing, vol. 57,  $n^{0}5$ , pages 1889-1900, May 2009.

[R8] H. Hijazi, L. Ros, "Polynomial Estimation of Time-Varying Multipath Gains With Intercarrier Interference Mitigation in OFDM Systems", IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol. 58, n<sup>0</sup>1, pages 140-151, January 2009.

[R7] H. Hijazi, L. Ros, "Bayesian Cramer-Rao bounds for complex gain parameters estimation of slowly varying Rayleigh channel in OFDM systems", Elsevier Signal-Processing (fast com), vol. 89,  $n^{0}$ 1, pages 111-115, January 2009.

[R6] Y. Nasser, M. des Noes, L. Ros, G. Jourdain, "Sensitivity of Multi Carrier Two Dimensional Spreading Schemes to Synchronization Errors", EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking, pages 1-16, 2008.

[R5] E.P. Simon, L. Ros, K. Raoof, "Synchronization over rapidly time-varying multi-path channels for CDMA downlink receiver in Time-Division mode", IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol. 56,  $n^04$ , pp. 2216-2225, July 2007.

[R4] M.A. Khalighi, L. Ros, "Delayed Two-Streams Division, A Diversity Technique To Improve Signal Transmission In Relatively Fast Flat Fading Channels", Elsevier Signal Processing, in vol. 85/4, pp. 705-715, April 2005.

[R3] L. Ros, E. Simon, Y. Nasser, "Revue de la boucle à re-modulation pour la synchronisation de phase en modulation linéaire multi-voie avec trajets multiples : application en CDMA et OFDM", Revue de l'Electricité et de l'Electronique (REE),  $n^04$ , pp. 55-68, Avril 2005.

[R2] E. Simon, K. Raoof, L. Ros, "Synchronisation conjointe rythme et phase en CDMA optimisée dans un contexte multi-utilisateur", Annales des Télécommunications, vol. 59,  $n^0$ 3-4, pp. 412-438, Mars-Avril 2004.

[R1] L. Ros, G. Jourdain, M. Arndt, "Interpretations and performances of linear reception in downlink TD-CDMA and multi-sensor extension", Annals of Telecommunications, vol. 56,  $n^0$ 5-6, pp. 275-290, May-June 2001.

#### 3.1.2 Brevet

[B1] L. Ros, G. Jourdain, M. Arndt, "Dispositif de détection conjointe de codes CDMA pour liaison descendante à trajets multiples", brevet (France-Télécom) initialement français, date de priorité : 30 juil. 2001, date de dépôt : le 30/07/2001 (numéro : 01-10293), date de publication : le 31/01/2003 (numéro : FR2828032), puis étendu à l'Europe et l'international notamment sous les noms :

- "Device for joint detection of cdma codes for multipath downlink", déposé été 2002, publié sous différences références et dates : US patent US20040228314 (18 nov. 2004), WO2003013016A1 (18 nov. 2004), EP1413066A1 (28 avr. 2004), EP1413066B1 (20 sept. 2006)
- ou encore "Device for the simultaneous detection of cdma codes for multipath-sales route", Date de dépôt
   8 Juil 2002, publié sous différentes références et dates : DE60214863D1 (2 nov. 2006), DE60214863 T2 (19 avr. 2007)

#### 3.1.3 Chapitres de livres

[L1] L.Ros, G. Jourdain, M.Arndt, "Interpretations and performances of linear reception in downlink TD-CDMA and multi-sensor extension", in chapter 4 of "Advances in UMTS Technology", edited by J.C. BIC and E. BONECK, Hermes Penton Ltd publisher (Innovative technology series), 2002. (issu entièrement de [R1]).

#### 3.1.4 Conférences Internationales

[C45] R. Gerzaguet, L. Ros, J.-M. Brossier, F. Belvèze, "Performance of fractional delay estimation in joint estimation algorithm dedicated to digital Tx leakage compensation in FDD transceivers", International Conference on Cognitive Radio Oriented Wireless Networks (Crowncom 2016), pp. 558-568, Springer International Publishing, Grenoble, FRANCE, May 2016 [élu "Best Paper Award"].

[C44] Y. Roth, J.B. Doré, L. Ros, V. Berg, "A Comparison of Physical Layers for Low Power Wide Area Networks", International Conference on Cognitive Radio Oriented Wireless Networks (Crowncom 2016), pp. 261-272, Springer International Publishing, Grenoble, FRANCE, May 2016.

[C43] Y. Roth, J.B. Doré, L. Ros, V. Berg, "Turbo-FSK : a new uplink scheme for low power wide area networks", IEEE International Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communications (SPAWC 2015), Stockholm, SWEDEN, June 2015.

[C42] M. Des Noes, V. Savin, J.M. Brossier, L. Ros, "Iterative decoding of Gold sequences", IEEE International Conference on Communications (ICC 2015), London, UK, June 2015.

[C41] R. Gerzaguet, L. Ros, J.-M. Brossier, F. Belvèze, "Joint Estimation of Complex Gain and Fractional Delay for Tx Leakage Compensation in FDD Transceivers", 21st IEEE International Conference on Electronics Circuits & Systems (ICECS 2014), Marseille, FRANCE, December 2014.

[C40] H. Shu, L. Ros, E.P. Simon, "Complex Amplitudes Tracking Loop for multi-path channel estimation in OFDM systems : synthesis and extension", 6th IEEE International Symposium on Communications, Control and Signal Processing (ISCCSP), Athens, GREECE, May 2014.

[C39] S. Ghandour-Haidar, L. Ros, J.M. Brossier, "3-D Mobile-to-Mobile channel tracking with First-Order Autoregressive Model-based Kalman Filter", 13th IEEE International Symposium on Signal Processing and Information Technology (ISSPIT), Athens, GREECE, Dec. 2013.

[C38] M. Des Noes, V. Savin, L. Ros, J.M. Brossier, "Improving the decoding of m-sequences by exploiting their decimation property", European Signal Processing Conference, Marrakech, MOROCCO, Sept. 2013.

[C37] R. Gerzaguet, L. Ros, J.-M. Brossier, S. Ghandour-Haidar, F. Belvèze, "Self-Adaptive Stochastic Rayleigh Flat Fading Channel Estimation", 18th IEEE international conference on Digital Signal Processing (DSP2013), Santorini, GREECE, July 2013.

[C36] M. Des Noes, V. Savin , J.M. Brossier, L. Ros, "Blind Identification of the Scrambling Code of a Reverse Link CDMA2000 Transmission", IEEE International Conference on Communications (ICC), Budapest, HUNGARY, June 2013.

[C35] M. Des Noes, V. Savin , J.M. Brossier, L. Ros, "Blind Identification of the Uplink Scrambling Code Index of a WCDMA Transmission and Application to Femtocell Networks", IEEE International Conference on Communications (ICC), Budapest, HUNGARY, June 2013.

[C34] H. Shu, L. Ros, E.P. Simon, "Third-order Complex Amplitudes Tracking Loop for Slow Fading Channel Estimation", 19th IEEE International Conference on Telecommunications, Jounieh, LEBANON, April 2012.

[C33] S. Ghandour-Haidar, L. Ros, J.M. Brossier, "Improving the tuning of First-Order Autoregressive Model for the estimation of Amplify and Forward Relay channel", 19th IEEE International Conference on Telecommunications (ICT), Jounieh, LEBANON, April 2012.

[C32] L. Ros, E.P. Simon, "Second-order modeling for Rayleigh flat fading channel estimation with Kalman filter", 17th IEEE international conference on Digital Signal Processing (DSP), Corfu, GREECE, July 2011.

[C31] E.P. Simon, H. Hijazi, L. Ros, "Joint Carrier Frequency Offset and Fast Time-varying Channel Estimation for MIMO-OFDM Systems", IEEE international symposium on Communication Systems, Networks and Digital Signal Processing (CSNDSP'10), Newcastle, UK, July 2010.

[C30] A. Kibangou, L. Ros, C. Siclet, "Doppler estimation and data detection for underwater acoustic ZF-OFDM receiver", IEEE International Symposium on Wireless Communication Systems (ISWCS), UK, Jul. 2010.

[C29] E.P. Simon, H. Hijazi, L. Ros, M. Berbineau, P. Degauque, "Joint Estimation of Carrier Frequency Offset and Channel Complex Gains for OFDM Systems in Fast Time-varying Vehicular Environments", IEEE International Conference on Communications (ICC'2010), Cape Town, SOUTH-AFRICA, May 2010.

[C28] A. Kibangou, C. Siclet, L. Ros, "Joint channel and doppler estimation for multicarrier underwater communications", IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP), Dallas, Texas, USA, March 2010.

[C27] L. Ros, H. Hijazi, E.P. Simon, "Paths Complex Gain Tracking Algorithms for OFDM Receiver in Slowly-Varying Channels", IEEE International Symposium on Communications, Control and Signal Processing (ISCCSP), Limassol, CYPRUS, March 2010.

[C26] H. Hijazi, E.P. Simon, M. Lienard, L. Ros, "Channel Estimation for MIMO-OFDM Systems in Fast Time-Varying Environments", IEEE International Symposium on Communications, Control and Signal Processing (ISCCSP), Limassol, CYPRUS, March 2010.

[C25] A. Kibangou, C. Siclet, L. Ros, "ZF OFDM receiver for underwater communications", IEEE International Symposium on Communications, Control and Signal Processing, Limassol, CYPRUS, March 2010.

[C24] J. Vilà-Valls, JM Brossier, L. Ros, "On-line hybrid Cramer-Rao bound for oversampled dynamical phase and frequency offset estimation", IEEE Global Communications Conference, Hawaii, USA, Dec. 2009.

[C23] H. Abeida, J.-M. Brossier, L. Ros, J. Vila-Valls, "An EM algorithm for path delay and complex gain estimation of slowly varying fading channel for CPM signals", IEEE Global Communications Conference (Globecom), Honolulu, Hawaii, USA, Dec. 2009.

[C22] H. Hijazi, L. Ros, "Bayesian Cramer-Rao Bound for OFDM Rapidly Time-varying Channel Complex Gains Estimation", IEEE Global Communications Conference (Globecom), Honolulu, Hawaii, USA, Dec. 2009. [C21] J. Vilà Valls, J.M. Brossier, L. Ros, "Extended Kalman Filter for Oversampled Dynamical Phase Offset Estimation", IEEE International Communication Conference (ICC'09), Dresden, GERMANY, June 2009.

[C20] H. Hijazi, L. Ros, "OFDM High Speed Channel Complex Gains Estimation Using Kalman Filter and QR-Detector", IEEE International Symposium on Wireless Communication Systems (ISWCS), Reykjavik, ICELAND, Oct. 2008.

[C19] H. Hijazi, L. Ros, "On-line Bayesian Cramer-Rao Bounds for OFDM Slowly Varying Rayleigh Multipath Channel Estimation", IEEE International Symposium on Wireless Communication Systems (ISWCS), Reykjavik, ICELAND, Oct. 2008.

[C18] J. Vilà Valls, J.M. Brossier, L. Ros, "On-line Bayesian Cramér-Rao Bound for Oversampled Dynamical Phase Offset Estimation", IEEE International Symposium on Communication Control and Signal Processing (ISCCSP'08), St-Julians, MALTA, March 2008.

[C17] H. Hijazi, L. Ros, "Polynomial Estimation of Time-varying Multi-path Gains with ICI Mitigation in OFDM Systems", IEEE International Symposium on Communication Control and Signal Processing (ISCCSP'08), St-Julians, MALTA, March 2008.

[C16] H.Hijazi, L. Ros, "Time-varying complex gains estimation and ICI suppression in OFDM systems", 50th Globecom conference", Washington, USA, Nov. 2007.

[C15] H. Hijazi, L. Ros, G. Jourdain, "OFDM Channel Parameters Estimation used for ICI Reduction in time-varying Multipath Channels", European Wireless Conference (EW'07), Paris, FRANCE, April 2007.

[C14] Y. Nasser, M. des Noes, L. Ros, G. Jourdain, "Performance analysis of OFDM-CDMA systems with doppler spread", 9th IEEE International Symposium on Wireless Personal Multimedia Communications (WPMC'06), San Diego, USA, Sept. 2006.

[C13] Y. Nasser, M. des Noes, L. Ros, G. Jourdain, "Sensitivity of Multi Carrier 2 Dimensional Spreading Systems to Carrier Phase Noise", 7th IEEE International Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communications (SPAWC'06), Cannes, FRANCE, July 2006.

[C12] Y. Nasser, M. des Noes, L. Ros, G. Jourdain, "Effect of carrier frequency offset in OFDM-CDMA systems", IEEE International Conference on Communications (ICC), Istanbul, TURKEY, June 2006.

[C11] Y. Nasser, M. des Noes, L. Ros, G. Jourdain, "The effect of clock frequency offset on OFDM-CDMA systems", Symposium on Communications and Vehicular Technology, Enschede, NETHERLANDS, Nov. 2005.

[C10] Y. Nasser, M. des Noes, L. Ros, G. Jourdain, "SINR evaluation of OFDM-CDMA systems with constant timing offset : Asymptotic analysis", in IEEE international symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC), Berlin, GERMANY, Sept. 2005.

[C9] E. Simon, L. Ros, "Adaptive multi-path channel estimation in CDMA based on prefiltering and combination with a linear equalizer", 14th IEEE IST Mobile and Wireless Communications Summit, Dresden GER-MANY, June 2005.

[C8] E. Simon, K. Raoof, L. Ros, "Synchronization over rapidly time-varying multi-path channels for CDMA downlink receiver in Time-Division mode", 12th European Signal Processing Conference EUSIPCO, Vienna, AUSTRIA, Sept. 2004.

[C7] E. Simon, K. Raoof, L. Ros, "Optimization of a timing error detector used in Rake receivers", IEEE International Symposium on Signal Processing and Information Technology, Darmstadt, GERMANY, Dec. 2003.

[C6] M.A. Khalighi, L. Ros, "A clever combination of transmit symbols to reduce flat fading effect", IEEE International Symposium on Signal Processing and its Application (ISSPA), Paris, FRANCE, June 2003.

[C5] E. Simon, K. Raoof, L. Ros, "Optimization of symbol timing recovery for multi-user DS-CDMA receivers", IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP), Hong-Kong, CHINA, April 2003.

[C4] E. Simon, K. Raoof, L. Ros, "Optimization of a coherent timing-error-detector for multi-user DS-CDMA applications", International Conference on Communications Technology (ICCT), Beijing, CHINA, April 2003.

[C3] L. Ros, G. Jourdain, M. Arndt, "Comparisons of structures for TD-CDMA multi-user detector on the mobile", in 6th International Symposium on Communication Theory and Applications (ISCTA'01), pages 505-510, Ambleside Lake District, UK, July 2001.

[C2] L. Ros, J. Farah, M. Arndt, "Joint linear multi-sensor reception in downlink TD-CDMA", in IEEE 7th International Conference on Electronics, Circuit, and Systems (ICECS'2k), Beirut, LEBANON, Dec. 2000.

[C1] L. Ros, G. Jourdain, M. Arndt, "Multi-sensor reception for TDD-UMTS mobile terminal in indoor and pedestrian environments", in IEEE 11th international symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC'2k), London, UK, Sept. 2000.

#### 3.1.5 Conférences Nationales avec comité de lecture

[N13] Y. Roth, J.B. Doré, L. Ros, V. Berg, "Nouvelle technique de communication pour les réseaux longue portée basse consommation : optimisation et comparaison", Journées scientifiques de l'URSI, Session optimisation et gestion de l'énergie, Rennes, FRANCE, Mars 2016.

[N12] Y. Roth, J.B. Doré, L. Ros, V. Berg, "Turbo-FSK : une nouvelle technique de communication montante pour les réseaux longue portée basse consommation", 25éme colloque GRETSI, Lyon, FRANCE, Sept. 2015.

[N11] R. Gerzaguet, L. Ros, F. Belvèze, J.M. Brossier, "Compensation numérique de spurs multiples avec estimation conjointe des décalages de fréquences dans le contexte OFDM", 25éme colloque GRETSI, Lyon, FRANCE, Sept. 2015.

[N10] R. Gerzaguet, L. Ros, F. Belvèze, J.M. Brossier, "Performances d'un suppresseur numérique adaptatif de spurs dans un terminal Radio-Fréquence multi-standard en présence d'imperfections sur la référence", 24éme colloque GRETSI, Brest, FRANCE, Sept. 2013.

[N9] R. Gerzaguet, L. Ros, F. Belvèze, J.M. Brossier, "Architectures numériques parallèles et successives pour la suppression de spurs multiples dans un terminal radio fréquence multi-standard et performances théoriques", 24éme colloque GRETSI, Brest, FRANCE, Sept. 2013.

[N8] L. Ros, J.M. Brossier, S. Ghandour-Haidar, "Sur l'utilisation des filtres du premier-ordre pour l'estimation d'un canal radio-mobile de Rayleigh à évanouissement plat', 23éme colloque GRETSI, Bordeaux, FRANCE, Sept. 2011.

[N7] H. Hijazi, L. Ros, "Borne de Cramer-Rao Bayésienne associée à l'estimation des gains complexes d'un canal de Rayleigh avec spectre de Jakes pour les récepteurs OFDM à grande mobilité", 22éme colloque GRETSI, Dijon, FRANCE, Sept. 2009.

[N6] H. Hijazi, L. Ros, "Estimation de canal et suppression d'interférence pour les récepteurs OFDM à grande mobilité", 21éme colloque GRETSI, Troyes, FRANCE, Sept. 2007.

[N5] L. Ros, E. Simon, Y. Nasser, "Synchronisation de phase relative aux variations d'un canal à trajets multiples pour un récepteur radio-mobile à modulation linéaire opérant en mode burst", journées d'études SEE «Quels nouveaux défis pour le traitement du Signal», Paris, FRANCE, Juin 2004.

[N4] L. Ros, G. Jourdain, "Structure de réception multi-utilisateur par Recombinaison Indirecte de Trajets en lien descendant CDMA", 19éme colloque GRETSI, Paris, FRANCE, Sept. 2003.

[N3] E. Simon, K. Raoof, L. Ros, "Synchronisation conjointe rythme et phase en CDMA optimisée dans un contexte multi-utilisateur", 19ème colloque GRETSI, Paris, FRANCE, Sept. 2003.

[N2] L. Ros, G. Jourdain, "Réception linéaire multi-capteur pour un terminal radio-mobile UMTS (TDD)", congrès SEE « UMTS, Quelles avancées en Traitement du Signal », Paris, FRANCE, Juin 2002.

[N1] L. Ros, G. Jourdain, M. Arndt, "Egaliseurs linéaires multi-utilisateur adaptatifs en TD-CDMA", 18éme colloque GRETSI sur le traitement du signal et des images, Toulouse, FRANCE, Sept. 2001.

## 3.2 Notes Techniques et Mémoire de diplôme

Au Laboratoire des Images et des Signaux (LIS), devenu le "Département des Images et des Signaux" (DIS) de Gipsa-lab :

[T11] L. Ros, H. Hijazi, and E.P. Simon, "Complex amplitudes tracking loop for multipath slow fading channel estimation in OFDM systems", Gipsa-lab Research report (Hal-00687821), April 2012.

[T10] J.M. Brossier, L. Ros, H. Abeida, J. Vilà Valls, D. Oueidat, "Contributions du Gipsa-lab au projet ANR LURGA « Localisation d'Urgence Reconfigurable par GALILEO »", Rapport de recherche du Gipsa-lab (Hal-01016579), Janv. 2010.

[T9] M.A. Khalighi, L. Ros, G. Jourdain, "Convergence analysis of turbo-equalizers based on soft-interfence canceller in the case of mismatched noise variance", LIS report  $n^002/2004$ , Mai 2004.

[T8] L. Ros, M.A. Khalighi, "Delayed two-streams divison : a diversity technique to improve signal transmission in flat fading channels", LIS report  $n^0$  01/2004, Mai 2004.

[T7] L. Ros, "Réception multi-capteur pour un terminal mobile TDD-UMTS", Rapport LIS,  $n^{0}08/2001$ , délivrable pour convention CTI ref : 981B527 avec France-Télécom/R&D, Mai 2000.

A Sodiélec Millau (1995-1999) : rédaction de plusieurs rapports d'études confidentiels référencés à Sodiélec, dont :

[T6] L. Ros, "Activités 1996-98 en modulation-démodulation numérique", Rapport d'activité, 1999.

[T5] L. Ros, "Codage différentiel OQPSK (2xBPSK décalé) avec levée d'ambiguïté sans sur-débit", Rapport d'étude concernant l'équipement modem SMX460, 1997.

[T4] L. Ros, "Récupération « double » porteuse « Costas » pour modem SMX460", Rapport d'étude, 1996.

Au CNET Lannion (1993-1995) : rédaction de notes techniques rédigées et référencées au CNET (devenu France-Télécom R&D, puis Orange-Lab), dont :

[T3] L. Ros, "Spécifications techniques des traitements implantés dans les nouveaux bancs de mesure VLF-LF", note NT/LAB/PTI/88, Juillet 1995.

[T2] L. Ros, "Synthèse de la campagne de mesure de bruit atmosphérique radio-électrique VLF-LF en Martinique, Dakar et Lannion en 1993 et 94", note NT/LAB/PTI/79, Mars 1995.

[T1] L. Ros, "Dépouillement des mesures temporelles de bruit atmosphérique radio-électrique dans la gamme VLF-LF", note NT/LAB/PTI/56, Juin 1994.

#### Mémoire de thèse de doctorat :

[M1] L. Ros, "Réception multi-capteur pour un terminal radio-mobile dans un système d'accès multiple à répartition par codes. Application au mode TDD de l'UMTS", thèse de doctorat de l'INPG, spécialité Signal, Image, Parole, Télécom, à Grenoble, Déc. 2001.

Deuxième partie

Synthèse des travaux de recherche

# Introduction aux activités de recherche

#### Sommaire

4.1 Introduction à la synthèse de mes activités de recherche en traitement du signal pour les communications					
4.2 C	.2 Contexte par défaut : canaux de communication radio-mobile 34				
4.2	4.2.1 Classification des canaux de communications				
	4.2.1.1	Paramètres du système de communication			
	4.2.1.2	Paramètres du canal de propagation			
	4.2.1.3	Canaux de communications : classification et effets			
4.2	.2 Cas pa	rticuliers des systèmes à bande minimale et à bande large			
4.3 Positionnement et plan de la synthèse de mes travaux					
4.3	.1 Répart	ition selon les types de canaux et systèmes de communication 40			
4.3	.2 Répart	ition selon les types de problèmes en traitement du signal et plan de la			
	$\operatorname{synth}$	se des travaux de recherche			
4.4 C	onclusion	du chapitre et avertissement			

# 4.1 Introduction à la synthèse de mes activités de recherche en traitement du signal pour les communications

Suite à ma thèse soutenue il y a 14 ans, mes activités de recherche se sont poursuivies dans le domaine du traitement du signal et des communications numériques. Pour situer le contexte, on peut reprendre le schéma de base de Claude SHANNON [Shannon 1948], dans lequel une source souhaite transmettre de manière fiable de l'information numérique à un destinataire au travers d'un "canal" qui amène son lot de perturbations ou d'inconnus. Les systèmes de transmissions que nous avons considé-rés principalement utilisent des ondes radio-électriques avec émetteurs ou/et récepteurs mobiles. Les perturbations du canal de communication de tels systèmes peuvent être dues au phénomène d'échos, à l'effet Doppler et aux évolutions dynamiques, aux bruits aléatoires additifs et interférences, aux limitations en bande passante, en puissance ou en rapport signal à bruit ... Afin de restituer au mieux l'information numérique, le récepteur a en général besoin préliminairement de disposer d'une connaissance précise du canal ou de ses paramètres (amplitudes, phases, retards, décalages de fréquences ou Doppler, ...).

La plus grande partie de mes travaux s'est intéressée à la tâche d' "estimation de canal" opérée par le récepteur, et plus précisément à l'estimation des paramètres de ce canal. Un sous-ensemble de ces travaux s'est limité à la tâche de "synchronisation", consistant à estimer ou/et compenser les paramètres du canal utiles à la synchronisation du récepteur (retard, phase, décalage de fréquence porteuse ou d'horloge). Différentes méthodes ou outils d'analyse ont été développés selon que les paramètres du canal étaient considérés constants ou dynamiques, avec alors des variations temporelles déterministes ou aléatoires. En dehors des premiers travaux post-thèses sur les récepteurs CDMA, nous avons le plus souvent supposé des variations temporelles aléatoires avec une certaine information à priori, comme la connaissance totale ou partielle de la loi de probabilité des paramètres ou processus stochastiques à estimer. On a donc affaire à de l'estimation Bayésienne. Nous avons développé des estimateurs et étudié leurs performances en variance asymptotique, en les comparant aux bornes minimales (bornes de Cramér-Rao).

Quelques autres travaux ont cherché à utiliser la connaissance ou l'estimation de ce "canal" et du schéma d'émission, afin de poursuivre le travail du récepteur dans sa quête à restituer au mieux ou avec une complexité raisonnable le message d'information (tâches de "détection" ou d' "égalisation"). Egalement, quelques travaux ont cherché à proposer et étudier des schémas d'émission / réception robustes pour certains scénarios de canal.

Nous allons donner une brève description des "canaux de communication" et de leurs problèmes potentiels, avant de positionner nos différents travaux en terme de type de canal considéré, puis d'énoncer la répartition en thèmes de nos travaux, ce qui constituera le plan de la synthèse des activités de recherche.

## 4.2 Contexte par défaut : canaux de communication radio-mobile

#### 4.2.1 Classification des canaux de communications



FIGURE 4.1 – Classification des *canaux* de *communication* en 4 classes selon comment apparait le *canal de propagation* de Bande de cohérence  $B_{coh}$  et Temps de cohérence  $T_{coh}$  pour un système de *communication* de débit symbole  $D_s = 1/T_s$  et bande  $B_1$  (pour 1 voie).

L'appellation "canal de communication" suppose l'association d'un système de communication (facteur humain) et d'un canal de propagation (facteur physique). Nous allons rappeler la classification habituelle [Proakis 1995] des "canaux de communication" en 4 classes, présentée figure 4.1. Cette classification dépend de la comparaison de 4 paramètres, dont 2 sont issus du système de communication (le temps symbole  $T_s$  et la bande  $B_1$ ) et deux sont issus du canal de propagation (le temps de cohérence  $T_{coh}$  et la bande de cohérence  $B_{coh}$ ). Pour un canal de propagation donné, le choix des 2 paramètres systèmes positionne le canal de communication en une des 4 classes, et conditionne aussi pour une grande part le type d'effets subit par le système de communication, comme nous le présenterons en figure 4.2, ainsi que dans la table 4.1 pour les cas des systèmes à bande minimale (systèmes les plus courants) et des systèmes à bande large, ces 2 cas couvrant la majorité de nos travaux.

#### 4.2.1.1 Paramètres du système de communication

Le système de communication émet un signal équivalent en bande de base, x(t), éventuellement constitué de la somme de plusieurs signaux dans le cas de K voies de communication, soit  $x(t) = \sum_{k=1}^{K} x_k(t)$ . Les paramètres qui nous intéressent ici sont :

- ✓ la bande  $B_1$  occupée par le signal de communication d'une voie,  $x_k$ , après passage sur porteuse. Dans nos travaux, on peut supposer que chaque voie k utilise une même largeur de bande  $B_1$  (mais pas forcément à la même position fréquentielle).
- ✓ le temps symbole  $T_s$ , qui correspond pour 1 voie donnée à l'intervalle de temps entre les émission de 2 signaux porteurs d'information. Il correspond à l'inverse de la rapidité de modulation ou débit symbole de chaque voie, noté  $D_s = 1/T_s$ .

Le signal de la voie k est ainsi construit selon  $x_k(t) = \sum_{m=0}^{+\infty} x_{k[m]}(t - mT_s)$ , où  $x_{k[m]}(t)$  est le signal de la voie k à émettre à l'instant  $m.T_s$ , et  $m \in Z$  est l'indice symbole. Ce signal est choisi dans un dictionnaire de M signaux, qui définit le type de modulation. Dans le cas des modulations linéaires (multi-voie), largement majoritaires dans mes travaux, le dictionnaire des signaux de chaque voie k est construit à partir d'une même forme d'onde  $\phi_k(t)$ , pondérée par un symbole d'information M-aire  $a_{k[m]}$ , soit après normalisation,  $x_{k[m]}(t) = T_s.a_{k[m]}.\phi_k(t)$ .

Nous savons d'après le critère de Nyquist (établi pour un canal mono-trajet et une modulation linéaire), qu'il faut que la largeur de bande d'une voie  $B_1$  soit supérieure ou égale à une bande minimale  $B_{min}$ , sans quoi le système souffrira obligatoirement de la présence d'Interférence Entre Symboles successifs, IES. Cette bande minimum correspond au débit symbole, soit  $B_{min} = 1/T_s$ . Un autre type d'interférence qui peut exister dans un système multi-voie, est l'interférence entre voies, IEV. Pour un canal mono-trajet et un récepteur opérant par produit scalaire avec le forme d'onde désirée, l'IEV pourra être évitée en utilisant des formes d'ondes orthogonales pour les différentes voies.

Les deux types de systèmes de communication à modulation linéaire multi-voie que nous avons le plus utilisés sont basés sur la technique CDMA pour l'un, et sur la modulation OFDM pour l'autre. Le système CDMA est une technologie large-bande où chacune des voies utilise déjà la bande totale du système B, soit  $B_1 \approx B$ , alors qu'en OFDM la bande d'une voie (ou sous-porteuse) est relativement étroite, soit  $B_1 \approx B/K \approx B_{min}$  (en considérant la moitié du lobe principal de la densité spectrale de puissance d'une voie pour  $B_1$ ). Nous avons réalisé un travail de formalisation par forme d'ondes et d'illustration de ces deux techniques dans l'article [R3] joint en annexe.

#### 4.2.1.2 Paramètres du canal de propagation

Le signal de communication réel émis sur fréquence porteuse  $f_0$  est  $x_{RF}(t) = \Re\{x(t) \times exp(j2\pi f_0 t)\}$ . Le canal de propagation relie les signaux émis et reçus. On peut le représenter en bande de base, afin de modéliser le lien entre les signaux (complexes) en bande de base à l'émission, x(t), et après retour en bande de base à la réception, r(t). Il est modélisé comme un filtre linéaire, éventuellement variable au cours du temps t (en raison de la mobilité de l'émetteur, du récepteur, ou de l'environnement) de réponse impulsionnelle (R.I.)  $h(\tau, t)$ . Pour un canal invariant au cours du temps,  $h(\tau)$ , la relation entrée/sortie (au bruit près n(t)) consisterait en un produit de convolution (noté " \* "), selon r(t) = (h \* x)(t) + n(t). La relation se complique dans le cas où la R.I. évolue au cours du temps. Dans ce manuscrit, nous considèrerons la plupart du temps un canal à trajets multiples, dont la R.I. court-terme  $h(\tau, t)$  et le signal de sortie r(t) sont décrits par :

$$h(\tau, t) = \sum_{l=1}^{L} \alpha_l(t) \delta(\tau - \tau_l) \qquad \text{et} \qquad r(t) = \sum_{l=1}^{L} \alpha_l(t) x(t - \tau_l)$$
(4.1)

où les retards  $\tau_l$  sont ordonnés en ordre croissant pour l = 1, ..., L. Les amplitudes complexes sont notées  $\alpha_l(t) = \rho_l(t).e^{j\theta_l(t)}$ . Il existe différentes manières de caractériser les variations temporelles du canal (ou seulement les variations de ses amplitudes complexes). La plupart du temps, cela se fait dans le cadre établi il y a une cinquantaine d'années par P.A BELLO [Bello 1963], en supposant des variations temporelles de la R.I. aléatoires, sous les hypothèses WSS-US (stationnarité au second ordre, diffuseurs non corrélés). Pour un canal à trajets, il suffit alors de définir la loi de probabilité, ainsi que la fonction de corrélation des amplitudes complexes  $\alpha_l(t)$ , notée  $R_{\alpha_l}(t)$ , ou sa transformée de Fourier vis à vis de t, appelée spectre Doppler (ou Densité Spectrale de Puissance) de  $\alpha_l(t)$ , noté  $\Gamma_{\alpha_l}(\nu)$ . Le plus souvent, la loi de probabilité retenue en présence de nombreux diffuseurs est, en vertu du théorème central limite, la loi Normale (complexe) centrée (modèle de Rayleigh pour le module  $|\alpha_l(t)|$ ) ou non centrée (modèle de Rice pour le module  $|\alpha_l(t)|$ ). Et la forme du spectre Doppler, en supposant un rayonnement isotrope, a une forme en U (spectre de Jakes, obtenue avec une géométrie en 2 dimensions), ou bien est uniforme (géométrie en 3 dimensions). Nous reviendrons sur ces modèles (plus détaillés en section 6.2.1.2) lorsque nécessaire. Mais en ce qui concerne la classification des canaux, nous avons besoin seulement du couple de paramètres macroscopiques ( $B_{coh}$ ,  $T_{coh}$ ) ou d'un couple équivalent comme ( $\Delta \tau$ ,  $f_d$ ), où :

- ✓ la bande de cohérence  $B_{coh}$ : indique le support de corrélation en fréquence statique  $\Delta f$  du canal (support de la fonction d'auto-corrélation temps-fréquence  $E\{H(f,t) \times H^*(f - \Delta f, t - \Delta t)\}$ , où  $H(f,t) = TF_{\tau}\{h(\tau,t)\}$  est la fonction de transfert du canal à la date t). En vertu des propriétés de la TF, la bande de cohérence est liée à l'inverse de la durée des échos ou "delay spread" en anglais,  $\Delta \tau = \tau_L - \tau_1$ . On considèrera dans ce manuscrit que  $B_{coh} = 1/\Delta \tau$ , cette définition étant aussi valable pour un canal constant ou déterministe. De manière pratique, la fonction de transfert du canal H(f, .) est à peu près plate sur une bande  $B_1 \leq B_{coh}/100$ ;
- ✓ le temps de cohérence  $T_{coh}$ : indique le support de corrélation temporel du canal (support en temps  $\Delta t$  de la fonction d'auto-corrélation temps-fréquence du canal). On considèrera dans ce manuscrit que  $T_{coh} = 1/f_d$ , où  $f_d$  est l'étalement Doppler (support mono-latéral du spectre Doppler  $\Gamma_{\alpha l}(\nu)$ ). Dans le cas d'un émetteur fixe et d'un récepteur à la vitesse  $v_m$ , on a  $f_d = \frac{v_m}{c} f_0$ , où  $c = 3.10^8$  m/sec est la célérité de l'onde, et  $f_0$  est la fréquence porteuse. De manière pratique, on peut dire que le canal est à peu près invariant en temps sur une durée  $\Delta t \leq T_{coh}/100$ .

Ces 2 paramètres sont liées à la physique et dépendent de l'environnement (géométrie du lieu, puissance émise, fréquence porteuse).

**Cas du canal "underspread" :** la quasi-totalité des communications radio se font sur des canaux de propagation dit "underspread", c'est à dire dont les 2 paramètres physiques vérifient :

$$B_{coh} \times T_{coh} \gg 1.$$
 (4.2)

Cette hypothèse de canal "underspread" est une condition favorable pour la transmission. Elle revient à dire que l'évolution du canal est lente vis à vis de la durée des échos, puisque  $T_{coh} \gg \Delta \tau = \frac{1}{B_{coh}}$ . Ou de manière équivalente, on peut dire aussi que la modulation parasite du canal (caractérisée par l'étalement Doppler  $f_d$ ) est faible comparée à sa bande de cohérence  $B_{coh}$ , soit  $f_d \ll B_{coh}$ .

#### 4.2.1.3 Canaux de communications : classification et effets

**Classification :** selon comment sont choisis les 2 paramètres du système de communication (temps symbole  $T_s$  et bande  $B_1$ ) en comparaison aux 2 paramètres physiques qui dépendent de l'environnement  $(T_{coh} \text{ et } B_{coh})$ , on obtient la classification du canal de communication présentée figure 4.1, selon 4 zones (en omettant les zones intermédiaires pour simplifier). Cette classification indique finalement comment apparait le canal de propagation à l'échelle du système, selon 2 caractères :

- ✓ Variation temporelle : à l'échelle du temps symbole  $T_s$  du système, le canal apparait
  - "lent" si  $T_s \ll T_{coh}$ ,
  - "rapide" sinon (disons pour  $T_s \ge T_{coh}/10$ ).
- ✓ Allure fréquentielle : à l'échelle de la bande  $B_1$  d'une voie du système, le canal apparait
  - "plat" en fréquence si  $B_1 \ll B_{coh}$ ,
  - "sélectif" en fréquence sinon (disons pour  $B_1 \ge B_{coh}/10$ ).

Effets et conséquences possibles : pour traiter des effets et conséquences (négatives ou positives) des canaux sur la communication, on affinera les 4 classes précédentes de canaux de communications issus des caractères (tous binaires, en simplifiant) "variation temporelle" et "allure fréquentielle", en les subdivisant encore par le caractère "IES". On peut alors avoir 8 zones disjointes possibles dans le plan  $(T_s, B_1)$ , mais seulement 7 pour les canaux "underspread" comme présenté sur la figure 4.2. Cette figure tente de résumer les effets du canal sur le signal de communication, à partir de la présence ou l'absence des 3 phénomènes suivants :

- ✓ "Distorsion fréquentielle" (si le canal de communication est "sélectif en fréquence"). Aspect négatif : le phénomène d'échos (∆τ ≠ 0) peut entrainer la perte d'orthogonalité des signaux si plusieurs voies de communication (IEV), Aspect positif : diversité fréquentielle ou de trajets.
- ✓ "Distorsion temporelle" (si le canal de communication est à "variation rapide"). Aspect négatif : la modulation parasite ( $f_d \neq 0$ ) peut entrainer la perte d'orthogonalité si plusieurs voies de communication (IEV), et rend difficile l'estimation du canal/synchronisation, Aspect positif : diversité temporelle.
- ✓ Interférences Entre Symboles successifs (IES) : perturbation additive de la variable de décision par des termes provenant des signaux des symboles précédents. Un système sera potentiellement confronté à la présence d'IES si l'on a l'une ou l'autre (ou les deux) conditions :
  - 1.  $B_1 < B_{min}$  avec par définition  $B_{min} = 1/T_s$ : car alors le critère de Nyquist ne peut pas être satisfait même pour le cas le plus simple d'un canal mono-trajet ( $\Delta \tau = 0$ ).
  - 2.  $T_s \leq ou \approx \Delta \tau$ : en effet, pour un canal à étalement des retards  $\Delta \tau \neq 0$ , on pourra être complètement assuré d'une IES négligeable seulement si l'intervalle de temps entre l'émission des signaux est grand devant la durée des échos  $(T_s \gg \Delta \tau)$ .



FIGURE 4.2 – Effets d'un <u>canal</u> de propagation "underspread" ( $\Delta \tau = 1/B_{coh} \ll T_{coh}$ ) sur un système de <u>communication</u> selon les choix du temps symbole  $T_s$  et de la bande d'une voie  $B_1$ . Classification des effets selon 3 caractères : "T" pour distorsion temporelle (canal rapide à l'échelle de  $T_s$ ), "F" pour distorsion fréquentielle (canal sélectif en fréquence à l'échelle de  $B_1$ ), "I" pour présence d'IES.

(Légende annexe à la figure : à partir de la présence ou l'absence des 3 phénomènes T, F, I, on peut partitionner le plan complet  $\Omega$  en 7 zones élémentaires disjointes  $\Omega = \{z_{1\&2}^-, z_1^+, z_2, z_2^+, z_3^-, z_3, z_3^+\},$  telles que en utilisant les notations des ensembles :  $z_{1\&2}^- = I \cap \overline{T} \cap \overline{F}, \ z_1^+ = I \cap F, \ z_2 = \overline{I} \cap \overline{T} \cap \overline{F}, \ z_2^+ = \overline{I} \cap \overline{T} \cap F, \ z_3^- = I \cap T, \ z_3 = \overline{I} \cap T \cap \overline{F}, \ z_3^+ = T \cap F$ ).

La zone du plan  $T_s$ - $B_1$  la plus utilisée pour communiquer est la zone pour laquelle les 3 effets précédents sont absents, avec donc un canal de communication lent, plat en fréquence, et sans effet d'IES, notée zone  $z_2$  sur la figure 4.2. Cependant la zone  $z_2^+$ , pour laquelle le canal de communication est lent mais sélectif en fréquence et toujours sans effet d'IES, peut aussi être recherchée. Cela n'est possible que si on travaille avec une large-bande  $B_1$  comparée à  $B_{min}$ .

#### 4.2.2 Cas particuliers des systèmes à bande minimale et à bande large

La table 4.1 synthétise, selon le choix du temps symbole  $T_s$  (3 plages possibles relativement au  $\Delta \tau$  et  $T_{coh}$  d'un canal "underspread"), la classe de canal de communication rencontrée ainsi que ses effets, pour le cas particulier de 2 types de systèmes à modulation linéaire couvrant la plus grande partie de nos travaux : les systèmes à bande minimale (Bm), et les systèmes à large bande et diversité (Bld). Les points de fonctionnement de ces systèmes (notés Bm1, Bm2, Bm3 et Bld1, Bld2, Bld3, le numéro indiquant la plage de  $T_s$ ) ont été reportés dans les zones du plan  $T_s$ - $B_1$  de la figure 4.2.

Systèmes à bande minimale : systèmes majoritaires, utilisant une bande  $B_1$  égale ou légèrement supérieure (excès de bande typique  $\leq 50\%$ ) à la bande minimale découlant du critère de Nyquist,  $B_{min} = 1/T_s$ . Dans le plan  $T_s$ - $B_1$  d'un canal "underspread", les points de fonctionnement se situent ainsi au voisinage de la courbe d'équation  $B_1 = 1/T_s$ . Pour un système à bande minimale opérant avec des filtres émissions / réceptions standards (filtres 1/2-Nyquist), la condition d' "absence d'IES" revient à avoir un canal de communication "plat en fréquence" (si  $B_1 = \frac{1}{T_s}$ , alors  $T_s \gg \Delta \tau \Leftrightarrow B_1 \ll B_{coh}$ ). "Sélectivité en fréquence" devient ainsi dans ce cas synonyme de "présence d'IES"<sup>1</sup>.

Systèmes à bande large : systèmes utilisant une bande  $B_1$  large comparée à la bande minimale  $B_{min} = 1/T_s$  découlant du critère de Nyquist, soit  $B_1 \gg 1/T_s$ . Les systèmes à étalement de spectre et CDMA entrent dans cette catégorie. Si de plus la bande est assez large pour rendre le canal de communication "sélectif en fréquence" (avec condition supplémentaire  $B_1 \ge B_{coh}$ ) et amener ainsi de la diversité de fréquence, on parlera de "système à bande large et diversité" (Bld). Contrairement aux systèmes à bande minimale, "sélectivité en fréquence" n'est plus synonyme de "présence d'IES". En effet, la largeur de la bande  $B_1$  n'est plus contrainte par le choix du temps symbole  $T_s$ . On pourra ainsi choisir à la fois  $T_s \gg \Delta \tau$  (équivalent à  $B_{coh} \gg B_{min}$ ) pour éviter l'IES, et une bande  $B_1$  amenant à un canal de communication "sélectif en fréquence" (si  $B_1 \ge B_{coh} \gg B_{min}$ , amenant aux zones  $z_3$  et  $z_3+$ ) ou "plat en fréquence" (si  $B_1$  choisi tel que  $B_{coh} \gg B_1 \ge B_{min}$ , amenant aux zones  $z_2$  et  $z_3$ ).

	1ère plage $T_s$ :	2ème plage $T_s$ :	3ème plage $T_s$ :	
	$T_s \leq \Delta \tau ~(\ll T_{coh})$	$\Delta \tau \ll T_s \ll T_{coh}$	$(10\Delta\tau\leq) T_{coh}/10\leq T_s$	
	canal de com. : ✔ à vai	riation temporelle <b>lente</b>	✓ à variation <b>rapide</b>	
			• a variation rapido	
Bande minimale $B_1 \approx D_s$	✓ sélectif en fréquence	✓ plat en fréquence (⇔ $B_1 \ll B_{coh}$ )	✓ plat en fréquence	
$(B_1 \in [D_s; 1.5D_s])$	(système Bm1)	(système Bm2)	(système Bm3)	
	<ul><li>forte IES</li><li>distorsion fréquentielle</li></ul>	<ul><li>+ pas d'IES ni distorsion,</li><li>- pas de diversité</li></ul>	+ pas d'IES, — distorsion temporelle	
Bande large	✓ très sélectif en fréq.	✓ sélectif en fréq.	✓ sélectif en fréq.	
$B_1 \gg D_s$	$(\Leftrightarrow B_1 \gg B_{coh})$	$B_1 \ge B_{coh} \ (\gg D_s)$	$B_1 \ge B_{coh} \ (\ge 10D_s)$	
et diversité				
$B_1 \ge B_{coh} \stackrel{\text{def}}{=} \frac{1}{\Delta \tau}$	(système Bld1)	(système Bld2)	(système Bld3)	
	– IES possible,	+ pas d'IES,	+ pas d'IES,	
	- distorsion fréquentielle	- distorsion fréquentielle	– distorsion temp. et fréq.	
	<ul> <li>+ diversité fréquentielle ou de trajets (séparabilité grâce à la résolution temporelle)</li> <li>- mauvaise efficacité spectrale (si 1 seule voie)</li> </ul>			

TABLE 4.1 – Classe de canal ("underspread") de communication (selon lent/rapide en temps et plat/sélectif en fréquence) et inconvénients (-)/avantages (+) selon la plage de temps symbole choisie, pour des systèmes de communication à bande minimale et à bande large (et diversité).

<sup>1.</sup> On note aussi que pour un système à bande minimale, un canal de communication "underspread" et "rapide" sera plat en fréquence et sans IES (si  $B_1 = \frac{1}{T_s}$ , alors  $\Delta \tau \ll T_{coh} \leq T_s \Rightarrow B_1 \ll B_{coh}$ ). Le système Bm3 est ainsi dans la zone  $z_3$  (en rouge) et non dans la zone  $z_3^+$  (en violet) sur la figure 4.2.

#### 4.3 Positionnement et plan de la synthèse de mes travaux

Je vais maintenant présenter comment mes travaux de recherche et les différentes thèses coencadrées s'articulent, d'abord en terme de types de canaux et systèmes de communications traités, puis en terme de catégorie de problème en traitement du signal. Cela me permettra de dégager le plan de la synthèse des travaux.

#### 4.3.1 Répartition selon les types de canaux et systèmes de communication

La table 4.2 positionne chacun de nos travaux parmi les 4 classes de canaux de communication et les 2 types de systèmes (bande minimale et bande large). Cela constitue nos différents *scénarios*, sachant que les problèmes potentiels et forces liés aux différents scénarios viennent d'être rappelés.

La majorité des travaux a été menée pour la classe des canaux de communication lents et plats en fréquence, avec des systèmes ne souffrant pas du problème d'IES (zone  $z_2$  du plan  $T_s$ - $B_1$  de la figure 4.2). A l'exception de la thèse de Jordi Vilà-Valls qui traitait d'estimation de canal pour un système satellite large bande  $(B_1 \gg B_{min})$ , les travaux de cette classe de canal considéraient des systèmes à bande minimale (point de fonctionnement Bm2 de la zone  $z_2$ ). Ce scénario de transmission est le plus souvent recherché en pratique, car favorisant l'absence d'interférence et la simplicité du récepteur, tout en ayant une bonne efficacité spectrale. Il est souvent atteint grâce à la technique multi-porteuse OFDM qui permet de convertir un canal large-bande sélectif en fréquence en de multiples canaux plats en fréquence pour chacune des voies. Une bonne partie de nos travaux attachés à ce scénario a tourné autour de l'estimation de canal (deuxième partie de la liste dans la table 4.2), un canal pouvant être constitué d'un lien ou d'une cascade de plusieurs liens émission/réception. Quelques autres travaux (première partie de la liste) ont consisté à proposer des schémas de transmission. Le premier schéma était destiné à apporter de la diversité de modulation pour lutter contre le phénomène de "fading" (évanouissements et forte dispersion de la puissance instantanée reçue au cours du temps) très présent dans ce scénario, à cause de l'absence de diversité fréquentielle. Le deuxième schéma cherchait une flexibilité d'accès multiple au canal en combinant techniques CDMA et OFDM (ce schéma peut d'ailleurs, selon ces paramètres, explorer d'autres zones que  $z_2$  ou devenir large-bande). Enfin, le dernier schéma a pour vocation de travailler à puissance de réception proche des bornes minimales énoncées par la théorie de l'information.

Une autre catégorie de travaux a considéré **la classe des canaux de communication lents mais** sélectifs en fréquence (zone  $z_2^+$ , voire  $z_1^+$  dans le plan  $T_s$ - $B_1$ ), par l'intermédiaire des systèmes large-bande à étalement de spectre et à accès multiple CDMA, suite à mes travaux de thèse. Dans ce scénario, on rencontre des problèmes d'interférence entre voies des différents utilisateurs, l'orthogonalité entre les formes d'ondes pouvant être brisée par la distorsion fréquentielle du canal de communication. Essentiellement des travaux d'égalisation et de synchronisation ont été mené dans ce scénario.

Enfin, une dernière catégorie de travaux a été réalisée dans la classe des canaux de communication rapides et plats en fréquence, par l'intermédiaire de la technique multi-porteuse OFDM qui opère à bande minimale. Ici, le temps de cohérence du canal  $T_{coh}$  n'est pas assez grand vis à vis de la durée des échos  $\Delta \tau$  (*i.e.* canal pas suffisamment "underspread") pour permettre un temps symbole  $T_s$  assurant à la fois l'absence d'IES ( $T_s \gg \Delta \tau$ ) et un canal lentement variable à l'échelle de  $T_s$ , à cause des fréquences porteuses ou des vitesses de mobiles trop élevées. On travaille ici plutôt avec  $T_s \geq T_{coh}/10$ , ce qui provoque des distorsions temporelles des formes d'ondes transmises. Cette distorsion temporelle du canal peut provoquer la perte d'orthogonalité entre les formes d'ondes des différentes voies, et se pose alors le problème d'interférence entre voies (sous-porteuses).

canal de com. :	à variation temporelle <b>lente</b>	à variation <b>rapide</b>
	$(T_s \ll T_{coh})$	$(T_s \ge T_{coh}/10)$
$\begin{array}{l} \underline{\textbf{plat} \ en \ fréquence} \\ (pour 1 \ porteuse \\ mais sélectif \ pour \\ signal \ global \\ multi-porteuse) \\ (B_1 \ll B_{coh}) \end{array}$	<ul> <li>Systèmes à bande minimale (Bm2)</li> <li>technique de diversité de trans. : avec A. Khalighi [R4]</li> <li>schémas d'accès OFDM-CDMA : thèse Y. Nasser [R6, R13]</li> <li>trans. à faible puissance reçue : thèse Y. Roth [C43]</li> <li>boucle de poursuite (type PLL) des amplitudes complexes (CATL) des trajets en OFDM (2nd ordre) : avec H. Hijazi/E. Simon [R19, C27]</li> <li>liens entre Kalman asymptotique et boucles de poursuite CATL : avec E. Simon [C32] puis extensions (3ème ordre) : thèse H. Shu [R18, R20, R21, R23]</li> <li>estimation de canal multi-bond : thèse S. Ghandour [R16, C33/39]</li> <li>réduction d'auto-interférences dans terminal multi-standard thèse R. Gerzaguet [R22, R24]</li> </ul>	<ul> <li>Syst. à bande min. (Bm3)</li> <li>estimation canal rapide multi-trajet en OFDM et réduction d'interférence entre sous-porteuses due à l'effet Doppler : thèse H. Hijazi [R7→R11]</li> <li>+ estimation conjointe de l'offset de fréquence : avec E. Simon [R14, R17]</li> <li>trans. multi-porteuse en Acoustique Sous-Marine avec C. Siclet puis postdoc A. Kibangou [C25/28/30]</li> </ul>
	• estimation fractionnée de canal satellite à fort excès de bande : thèse J. Vilà-Valls [R12, R15]	
	Système à bande large et diversité (Bld) en étalement de spectre-CDMA	
<b>sélectif</b> en fréquence $(B_1 \ge \text{ou} \approx B_{coh})$	<ul> <li>égalisation (trajets, utilisateurs) : suite à ma thèse [R1, R3, B1, L1]</li> <li>synchronisation phase/retard : thèse E. Simon [R2, R5]</li> <li>détection séq. pseudo-aléatoires : thèse M. Des Noes [C35/36/38/42]</li> </ul>	

TABLE 4.2 – Répartition de mes principaux travaux de recherche et thèses accompagnées selon les classes de canaux de communication (lent/rapide en temps, plat/sélectif en fréquence), en précisant le type de largeur de bande du système (bande min/large sans ou avec diversité).

4.3.2 Répartition selon les types de problèmes en traitement du signal et plan de la synthèse des travaux de recherche



FIGURE 4.3 – Plan de mes travaux de recherche selon 2 parties ou 4 thèmes principaux.

Le plan de la synthèse de mes travaux ne va pas suivre directement la répartition selon les scénarios de transmission qui vient d'être présentée, mais va plutôt mettre en avant les différents types de problèmes abordés ou méthodologies du point de vue du traitement du signal. Le plan de la synthèse selon 2 parties, chacune composée de 2 thèmes principaux, est présenté figure 4.3. La figure 4.4 précise quand à elle les collègues ou étudiants en thèse avec qui ont été menés les travaux des différents thèmes.

Ainsi la première partie intitulée "étalement de spectre et autres schémas de transmission", se focalisera beaucoup sur le problème de la détection (décision concernant les symboles transmis) en jouant sur les schémas de réception ou d'émission / réception. On utilisera ainsi les outils généraux de la détection pour optimiser les récepteurs vis à vis de divers critères (minimisations de probabilité d'erreur, d'erreur quadratique moyenne, ...), sous contrainte de structure (linéaire, imposée selon ...) ou sans contrainte (structure libre). Concernant les problèmes d'estimation rencontrés dans cette partie, ils seront limités au niveau de l'étude théorique, à des hypothèses de paramètres fixes ou déterministes.

Le premier thème (T1) de cette partie englobera tous les travaux concernant les récepteurs pour les signaux à spectre étalé des systèmes d'accès multiple à répartition par codes (CDMA). On a ainsi des systèmes large-bande à fort pouvoir de résolution temporelle et diversité fréquentielle, amenant des degrés de liberté supplémentaires par rapport aux systèmes à bande minimale. On a cherché à exploiter ces spécificités pour mener les tâches d'égalisation et synchronisation en présence de trajets multiples



FIGURE 4.4 – Collègues avec qui ont été menés les différents thèmes de recherche. Légende : un " $\checkmark$ " par sous-thème (ou sous-sous-thème), les noms **en gras** sont ceux des collègues alors étudiants en thèse durant le développement des travaux en question.

et d'utilisateurs multiples, afin par exemple d'avoir des détecteurs efficaces mais plus simples que les récepteurs à maximum de vraisemblance.

Le deuxième thème (T2) de cette première partie a regroupé tous les travaux concernant les "techniques de transmission" en vue d'obtenir des schémas d'émission/réception bien adaptés au contexte visé : techniques de diversité pour lutter contre le canal "flat fading", techniques CDMA-OFDM pour un accès multiple flexible, communications à puissance et énergie par bit proche des bornes minimales énoncées par la théorie de l'information pour un canal BBAG, ....

La seconde partie sera elle consacrée à l' "estimation dynamique Bayésienne de paramètres du canal". Comme son nom l'indique, on s'intéressera ici essentiellement au problème d'estimation (d'amplitudes complexes, phases, retards, décalages de fréquences, ...) en supposant qu'au moins une partie des paramètres à estimer exhibe des variations temporelles aléatoires selon une certaine loi et des propriétés statistiques à priori.

Le premier thème (T3) de cette seconde partie, intitulée "estimateurs pour canaux dynamiques et bornes Bayésiennes" proposera des estimateurs pour différents scénarios et modèles de travail relativement complexes. La complexité des modèles est due à la distorsion temporelle dans le sous-thème T3a, et à la présence de paramètres multiples ou/et de non linéarités dans le sous-thème T3b. Ces modèles et problèmes d'estimation sont tirés d'applications diverses dédiées aux récepteurs MIMO-OFDM à forte mobilité, aux récepteurs à fort excès de bande (type satellite), aux récepteurs GSM, ainsi qu'aux terminaux reconfigurables multi-standards soumis à des auto-interférences.

Le deuxième thème (T4) de cette seconde partie est intitulé "performances asymptotiques et liens

entre boucles de poursuite et filtres de Kalman pour l'estimation des amplitudes complexes du canal". Ce thème se focalise sur un problème d'estimation paramétrique (scalaire ou vectoriel) plus simple que les précédents, découlant d'un modèle d'observation linéaire vis à vis des paramètres à estimer (les amplitudes complexes d'un canal à évolution lente). Notre objectif ici était d'aboutir à des formules analytiques relativement simples et utilisables pour décrire les performances approchées et le réglage des estimateurs. Cela a été fait au départ (sous-thème T4a) pour des estimateurs de faible complexité basés sur des structures imposées proches des boucles à verrouillage de phase numériques, que nous avons dénommés CATL ("Complex Amplitude Tracking Loop"). Puis étant donné les relations de passage que nous avons établis entre ces estimateurs CATL et certains filtres de Kalman (en particulier ceux basés sur des modèles dynamique de type marche aléatoire ou "Random Walk") en mode de poursuite, l'adaptation des travaux précédents a également permis d'établir les formules approchées de performances asymptotiques et réglage de ces filtres de Kalman (sous-thème T4b).

## 4.4 Conclusion du chapitre et avertissement

Dans la suite, le document va être organisé selon le plan qui vient d'être présenté figure 4.3. Le chapitre "Etalement de spectre et autres schémas de transmission" va résumer la première partie des travaux, dont la plupart ont été menés dans la période d'après thèse, alors que la seconde partie des travaux, présentée dans le chapitre "Estimation dynamique Bayésienne de paramètres du canal", consiste globalement en des travaux plus récents, et plus importants en volume. L'ensemble des travaux a été publié au travers de plus de 80 articles de journaux ou de conférences, et a été mené avec une quinzaine de collègues ou/et au travers du co-encadrement officiel de 8 thèses.

Dans cette synthèse, je donnerai en introduction de chaque thème ou sous-thème une rapide vue d'ensemble de la problématique, des principaux résultats et articles, et du contexte de travail (thèses, collègues associés). Le contenu des différents sous-thèmes sera ensuite parcouru. Typiquement, cela représentera généralement quelques pages par sous-thème ou thèse (de 2 à 7 pages). Quelques sous-thèmes ont cependant été rédigés de manière un peu plus étendue. Cela concerne d'une part les tout premiers travaux sur les récepteurs CDMA suite à mes travaux de thèse, ce qui m'a permis de faire quelques mises à jour. Cela concerne aussi les travaux relativement récents sur les performances asymptotiques des estimateurs de canaux basés sur des boucles de poursuite des amplitudes complexes (CATL), et sur leurs liens avec les filtres de Kalman, présentés dans le thème 4. Ce dernier thème est certainement celui où j'ai été le plus impliqué en tant que chercheur (plutôt que encadrant). J'ai profité de l'occasion de ce manuscrit pour mieux relier l'ensemble des travaux publiés sur ce thème. Chaque thème ou sous-thème se terminera par une rapide conclusion, dont le but sera surtout de pointer les limitations des études. Quelques articles seront joints en annexe pour illustrer les différents thèmes.

Des perspectives à l'ensemble du travail seront présentées dans le dernier chapitre du manuscrit (chapitre 7).

# Etalement de spectre et autres schémas de transmissions

#### Sommaire

5.1	Thè	me 1 : R	écepteurs pour systèmes d'accès multiple à répartition par codes			
	à éta	talement de spectre (CDMA) 46				
	5.1.1	1 Introduction et préliminaires				
		5.1.1.1	Introduction et modèle	46		
		5.1.1.2	$\label{eq:preliminaires} Préliminaires: récepteur conventionnel et récepteur(s) Rake(s) \ . \ . \ . \ .$	47		
	5.1.2	Egalisation multi-utilisateur multi-trajet (2001-2004)		49		
		5.1.2.1	Egalisation multi-utilisateur multi-trajet en lien descendant CDMA par recombinaison indirecte de trajets	49		
		5.1.2.2	Autres contributions à l'égalisation multi-utilisateur en bref	53		
5.1.3 Synchronis			nisation/poursuite en CDMA (2002-2007)	54		
		5.1.3.1	Synchronisation de retard / phase en contexte mono-trajet CDMA	54		
		5.1.3.2	Synchronisation des phases d'un récepteur Rake en contexte multi-trajet CDMA	60		
	5.1.4	.4 Autres en bref : détection de séquences pseudo-aléatoires (2012-2015)		65		
	5.1.5	Conclusion du thème 1		67		
5.2	Thè	me 2 : T	Cechniques de transmission	68		
5.2.1 Introduction		Introdu	ction	68		
	5.2.2	2 Technique de diversité de transmission D2SD (2003-2005)		68		
	5.2.3	Autres contributions en bref		72		
		5.2.3.1	Schémas d'accès multiple OFDM-CDMA (2003-2008)	72		
		5.2.3.2	Communication à très faibles puissance transmise et énergie par bit (2014-2015)	74		
		5.2.3.3	Communication ASM basée sur l'OFDM (2008-2010) $\hfill \hfill \h$	77		
	5.2.4	2.4 Conclusion du thème 2		78		

Ce chapitre 5 regroupe la première partie de nos travaux autour des techniques de transmission en général, et en particulier des techniques à étalement de spectre. Le thème 1 s'intéresse aux traitements de réception des signaux à spectre étalé issus des systèmes d'accès multiple à répartition par les codes (CDMA), tels que les systèmes de troisième génération de téléphonie radio-mobile. Le thème 2 balaie quand à lui d'autres schémas de transmission proposés pour s'adapter à différents contextes, et dont certains sont inspirées par la technique CDMA. Des introductions plus détaillées concernant les outils et approches seront données en introduction de chacun des 2 thèmes.

# 5.1 Thème 1 : Récepteurs pour systèmes d'accès multiple à répartition par codes à étalement de spectre (CDMA)

#### 5.1.1 Introduction et préliminaires

#### 5.1.1.1 Introduction et modèle

L'essentiel des études et contributions présentées dans ce thème 1 consacré aux récepteurs CDMA (pour "Code-Division Multiple Access") a été réalisé à la suite de mes travaux de thèse, dans la période 2001-2006, à l'exception de la dernière contribution rapidement évoquée dans la section 5.1.4. J'ai d'ailleurs profité de l'occasion de la rédaction de ce manuscrit pour apporter quelques corrections à la présentation de ces travaux d'après thèse, et je m'excuse auprès du lecteur si la rédaction en est un peu moins synthétique que pour les thèmes ultérieurs. La technique CDMA était très populaire dans les années 2000 car au coeur notamment des systèmes de téléphonie mobile de troisième génération, UMTS (pour "Universal Mobile Telecommunications System").

**Modèle :** mes études ont été menées dans le contexte de la liaison descendante [émission depuis la station de base et réception sur un terminal mobile] en supposant un canal multi-trajet. La R.I. de ce type de canal, pour la version statique est ainsi  $h(\tau) = \sum_{l=1}^{L} \alpha_l . \delta(\tau - \tau_l)$ . Un synoptique de la transmission est rappelé sur la figure 5.1. La technique d'accès multiple CDMA considérée est une modulation linéaire multi-voie, c'est à dire qu'elle additionne les formes d'ondes des K différentes voies, modulées préalablement par les symboles d'information propres à chaque voie. Le signal émis (représenté en bande de base) est tel que :

$$x(t) = \sum_{k=1}^{K} x_k(t) \quad \text{avec} \quad x_k(t) = T_s \sum_{m=-\infty}^{+\infty} a_{k[m]} . \phi_k(t - m.T_s)$$
(5.1)

La particularité du CDMA est que la forme d'onde de chaque voie,  $\phi_k$ , est générée à partir d'un code binaire  $c_k$  (ou binaire complexe) composé de Q éléments appelés chips  $\{c_k[q], q = 0, ..., Q - 1\}$ , et qu'elle est à spectre étalé (ou de bande large) comparativement à la bande minimum  $(B_{min} = \frac{1}{T_s} \circ \tilde{u}$  $T_s$  est la période symbole de chaque voie), chaque forme d'onde occupant généralement toute la bande du système. Le facteur Q est aussi appelé facteur d'étalement. En effet, la période chip  $T_c = T_s/Q$ étant réduite d'un facteur Q par rapport à la période symbole  $T_s$ , la largeur de bande est élargie d'un



FIGURE 5.1 – Modèle en bande de base de la transmission en lien descendant CDMA [R1]

facteur Q par rapport à la bande symbole  $1/T_s$ . La bande passante est ainsi de l'ordre de  $Q \times B_{min}$ , ou un peu plus en raison de l'excès de bande (roll-off) des impulsions de mises en forme des *chips*  $h_e$ (le code  $c_k$  est mis en forme par l'impulsion 1/2 Nyquist  $h_e$  pour former globalement  $\phi_k = c_k * h_e$ , Cf figure 5.1). Il est clair que pour tout le thème 1, le système considéré est à bande large, et le plus souvent à diversité fréquentielle, c'est à dire travaillant au point de fonctionnement Bld2 de la zone  $z_2^+$ du plan  $T_s - B_1$  de la figure 4.2 (à l'exception du cas mono-trajet qui travaillerait dans la zone  $z_2$  avec  $B_1 \gg \frac{1}{T_e}$ , mais sans diversité fréquentielle).

Nature de nos contributions : la nature de nos contributions dans ce thème est essentiellement l'extension de techniques connues en modulation linéaire mono-utilisateur pour les adapter au contexte particulier du CDMA. Nous avons aussi fait un travail d'interprétation autour de ces adaptations, dans la lignée de mon travail de thèse [R1][C3][M1]. Nous avons ainsi cherché à exploiter les degrés de libertés apportés par les deux échelles de temps  $T_s$  et  $T_c$ , de même que le fort pouvoir de résolution temporelle (vis à vis du temps symbole  $T_s$ ) dû à l'étalement de spectre [R3], tout en prenant en compte les nouvelles contraintes liées à la dimension multi-utilisateur, source potentielle d'Interférence d'Accès Multiple, IAM (nom privilégié donné en CDMA à l'interférence entre voies, IEV). Les contributions que nous allons résumer concernent le traitement du signal dans les récepteurs CDMA, en particulier la tâche de "détection" des symboles transmis (section 5.1.2), et l'opération cruciale préliminaire de "synchronisation" ou d'estimation des paramètres du canal utiles pour la synchronisation du récepteur (section 5.1.3). Ces contributions reposent en partie sur des améliorations ou des extensions du récepteur Rake, et nous allons au préalable rappeler dans la section suivante (section 5.1.1.2) le principe et les différentes interprétations utiles de ce récepteur.

#### 5.1.1.2 Préliminaires : récepteur conventionnel et récepteur(s) Rake(s)

Rappelons le principe des deux récepteurs les plus classiques pour décoder les symboles portés par un code désiré donné : le récepteur conventionnel, et surtout le récepteur Rake. On qualifie parfois ces récepteurs de "mono-utilisateur", pour signifier que seule est nécessaire la connaissance du code désiré (par exemple d'indice i = 1) parmi les K codes modulés et transmis. Le récepteur conventionnel consiste en une simple corrélation (ou produit scalaire) "au bon moment" du signal reçu avec le code mis en forme désiré. Grâce à l'orthogonalité des codes binaires des différentes voies, ce simple récepteur est optimum (probabilité d'erreur minimum pour un rapport  $E_b/N_0$  donné) pour un canal mono-trajet BBAG et une synchronisation (alignement du code) parfaite à la réception, avec des performances identiques à celles d'une transmission mono-voie.

Dans le cas d'un canal multi-trajet, le récepteur Rake complète le récepteur conventionnel pour tirer partie de l'énergie des trajets secondaires, dont les contributions ont pu être temporellement séparées. La bande du signal CDMA étant large par rapport au débit symbole  $1/T_s$ , on peut en effet s'attendre à pouvoir distinguer plusieurs trajets par période symbole [Cf figure 5.2(a2)]. Formellement, le récepteur Rake consiste en un filtre adapté (FA) à la forme d'onde globale incluant le code désiré mis en forme mais aussi le canal, suivi d'un échantillonnage synchrone <sup>1</sup>. Etant en présence d'une modulation linéaire, ce récepteur à FA/échantillonnage synchrone serait optimal en présence de BBAG et de trajets multiples dans le cas où l'interférence (IES et IAM) serait nulle (ou très négligeable) en sortie du Rake (cette

<sup>1.</sup> Le filtre de réception du Rake est donc  $\Phi_i^{Rx}(t) = (\Phi_i^H * h^H)(t - t_0)$ , où la notation  $(.)^H$  désigne le transformé Hermitien, tel que  $f^H(t) = f^*(-t)$  pour une fonction f. Les instants d'échantillonnages  $t = mT_s + t_0$  ont un décalage  $t_0$ , calé par convention sur le dernier retard de propagation, ou plutôt son estimé  $t_0 = \hat{\tau}_L$ .



(a1) Représentation formelle du Rake n°1 (à FAs code-canal /échantillonneur)

(b1) Rake: structure classique à L branches de corrélation (1 par trajet)





En haut deux représentations formelles : (a1) par filtre adapté à la forme d'onde globale incluant code et canal suivi d'un échantillonnage à 1 point par symbole; (a2) version équivalente faisant apparaître 1 échantillonneur par trajet en sortie du filtre adapté au code désiré puis la recombinaison des gains des trajets à RSB maximum (Maximum-Ratio-Combining - MRC).

En bas, deux structures proches de la réalisation : (b1) structure classique faisant apparaître L branches de corrélations, 1 par trajet (calcul seulement des L points ou pics de corrélation "utiles" de la figure (a2)); et (b2) structure alternative opérant la recombinaison des trajets en amont, pour ne calculer qu'une seule corrélation au code désiré par période symbole. hypothèse est souvent trop grossière). Il y a de nombreuses manières de représenter ou interpréter le Rake comme discuté dans le paragraphe 2.1.4 de [M1], ou illustré avec un peu plus de recul sur la figure 5.2. Les différentes possibilités viennent d'une part de la commutativité de la convolution (considérer d'abord les traitements relatifs au code puis au canal comme dans 5.2(a1), 5.2(a2), ou dans l'ordre inverse comme sur la figure 5.2(b2)), d'autre part de la nature discrète du canal à trajets permettant de remplacer le FA au canal par une opération de "recombinaison des trajets" (consistant à additionner les L versions à la fois recalées en temps pour compenser les retards  $\hat{\tau}_l$ , et pondérées en amplitude par les conjuguées des gains  $\hat{\alpha}_l^*$  des différents trajets l = 1, ..., L, Cf figures 5.2(a1) et 5.2(b2)). Une représentation peut également découler de l'équivalence bien connue entre l'opération formelle "FA au code / prélèvement d'un échantillon à l'instant  $\hat{\tau}_l$ " et l'opération pratique "corrélation avec le code au retard  $\hat{\tau}_l$ " (la première opération évaluant le signal complet en sortie du FA pour ne conserver ensuite qu'un échantillon comme sur les figures 5.2(a1) et (a2), alors que la deuxième calcule directement uniquement le point de corrélation utile, comme illustré sur les figures 5.2(b1) et (b2)).

La structure classique de réalisation du Rake est celle présentée figure 5.2(b1), constituée de L branches de corrélations avec le code ou L doigts du Rake (le nom de "Rake" signifiant "râteau" en anglais). La structure de réalisation alternative présentée en figure 5.2(b2) (proposée dans [M1], chapitre III.1) opère la recombinaison des trajets en amont du récepteur conventionnel, ce qui peut amener à une complexité réduite dans certains scénarios, notamment dans le cas multi-code. Quand aux représentations formelles [figures 5.2(a1) et (a2)] basées sur l'utilisation d'échantillonneurs après des opérations de filtrage, un de leur grand intérêt est d'ordre pédagogique car elles facilitent la compréhension et les explications des phénomènes en jeu. Nous avions notamment utiliser à des fins d'interprétations de telles représentations formelles ou leurs généralisations à base de bancs de filtres dans [R3, R1, L1].

Nous allons maintenant résumer ou citer quelques contributions autour des traitements dans les récepteurs CDMA, notamment pour le cas où l'interférence ne peut être négligée en sortie du récepteur Rake, ou encore pour estimer les paramètres (retards, phases, amplitudes) préalables au fonctionnement de ce récepteur.

#### 5.1.2 Egalisation multi-utilisateur multi-trajet (2001-2004)

#### 5.1.2.1 Egalisation multi-utilisateur multi-trajet en lien descendant CDMA par recombinaison indirecte de trajets

Ce travail a été initié durant la fin de ma thèse [M1] soutenue en Décembre 2001, puis valorisé par le brevet France-Télécom [B1] publié en France en 2003 (puis à l'international de 2004 à 2007 selon les pays) ainsi que par un article de conférence au GRETSI [N4] de 2003. On a considéré plus spécifiquement la technique CDMA employée dans le mode TDD (pour "Time Division Dupplex") de l'UMTS, où les codes sont orthogonaux, relativement courts ( $Q = 16 \ chips$ ), et construits à partir de la famille de Walsh-Hadamard et un code d'embrouillage spécifique à chaque cellule ([M1], chapitre I.5). Comme rappelé précédemment, l'utilisation de codes binaires orthogonaux se fait dans l'idée de pouvoir séparer les utilisateurs (récepteurs mobiles ici) par une simple corrélation avec le code désiré à la réception. Malheureusement, si les codes des différents utilisateurs sont bien orthogonaux au niveau de l'émission par la station de base dans la version TDD de l'UMTS, l'orthogonalité peut-être partiellement brisée au niveau de la réception du fait de la présence d'échos. Il s'en suit de l'interférence d'accès multiple (IAM) si on se contente du récepteur conventionnel ou du récepteur Rake. Dans ces récepteurs "mono-utilisateurs", l'interférence est considérée comme un bruit inéluctable inconnu venant renforcer le niveau de bruit thermique, et qui peut dégrader énormément les performances selon le niveau d'interférence. Une stratégie alternative possible lorsque les codes des différents utilisateurs sont connus au niveau d'un récepteur mobile, est de remplacer ou compléter le récepteur Rake par un récepteur ou égaliseur dit "multi-utilisateur" ou à "détection conjointe", qui exploite la connaissance de tous les codes pour améliorer la réception du code désiré [Verdu 1998]. Une telle approche, beaucoup plus complexe, fait perdre un peu la beauté et la magie du récepteur conventionnel, et n'est par ailleurs envisagé en pratique qu'en présence de codes courts, comme c'est le cas pour le mode TDD de l'UMTS. Après une description rapide du récepteur multi-utilisateur linéaire de référence, nous présenterons nos contributions en la matière.

Du récepteur multi-utilisateur linéaire "théorique" vers les structures de réalisation : pour un scénario de transmission multi-utilisateur (codes actifs connus) dans un lien descendant CDMA au travers d'un canal multi-trajet (supposé bien estimé), il existe de nombreux récepteurs multi-utilisateurs dans la littérature. Si l'on se restreint aux structures linéaires, pouvant initialement s'exprimer sous la forme d'un filtre de RI  $l_1(\tau)$  suivi d'un échantillonnage au temps symbole, le récepteur de référence, dit récepteur linéaire "théorique", est celui proposé par S. Verdu (figure 5.3). Ce récepteur linéaire "théorique" peut formellement être décomposé en deux parties successives. La première partie, en tête de réception, est constituée d'un Banc de Filtre Adaptés (BFA) au canal et aux différents codes mis en formes, suivis d'échantillonneurs au temps symbole. La deuxième partie consiste en un banc d'égalisation au temps symbole. Le mot "théorique" provient du fait qu'une telle décomposition formelle du récepteur linéaire découle automatiquement de l'optimisation de la RI globale de départ  $l_1(\tau)$  sous différents critères d'optimisation (Minimisation de l'erreur Quadratique moyenne "MMSE", annulation complète de l'interférence "Zero-forcing"), mais sans avoir imposé pour autant de contrainte de réalisation particulière (comme durée finie, causalité, etc …). Comme vu sur la figure 5.3, ce récepteur



Cas particulier de récepteur linéaire (globalement équivalent à un filtre unique  $l_I(\tau)$  suivi d'un échantillonnage au pas Ts)

FIGURE 5.3 – Rappel du récepteur linéaire "théorique" multi-utilisateur en CDMA établi par S. Verdu [Verdu 1998] et présenté ici pour le scénario d'un canal sélectif en fréquence [M1][R1].

(Légende annexe : on a ici une représentation formelle où chacune des K branches du "BFA + échantillonnage" [délivrant le signal analogique  $y_i(t)$  puis l'échantillon  $y_{i[m]}$ , pour i = 1, ..., K] peut être obtenue par la représentation formelle du Rake de la figure 5.2(a1)).

linéaire "théorique" revient formellement à réaliser en tête non pas seulement le récepteur Rake relatif au code désiré (mettons d'indice i = 1) mais aussi les K - 1 récepteurs Rake vis à vis des autres codes actifs (codes interférents). La tête de réception délivre ainsi à la cadence symbole, K sorties discrètes  $y_k[m], k = 1, ..., K$  qui représentent (en supposant la connaissance parfaite des paramètres du canal) une statistique suffisante ou un résumé exhaustif du signal reçu r(t) vis à vis du problème de détection, c'est à dire de la prise de décision sur les symboles. On pourrait ainsi retrouver la même tête de réception pour réaliser des récepteurs autres que linéaires, comme le récepteur "multi-utilisateur" à maximum de vraisemblance [Verdu 1998]. Dans le cas particulier du récepteur linéaire "théorique", les échantillons  $y_k[m], k = 1, ..., K$  subissent ensuite un simple traitement linéaire, consistant à une recombinaison au travers de K filtres numériques synchrones  $\{e_{k1}\}$  travaillant au pas  $T_s$ .

Concernant la réalisation pratique d'un récepteur dont la fonction serait proche de celle des récepteurs linaires "théoriques" (critères MMSE ou ZF), nous avions étudié différentes possibilités dans ma thèse, partant de deux structures [C3] brièvement rappelées ici :

- Ts-structure : structure "imposée" qui conserve la forme du "récepteur linéaire théorique" de Verdu constituée d'une tête de réception suivi d'un banc d'égalisation au pas  $T_s$ . Mais d'une part, la tête de réception est basée sur la structure de réalisation du Rake alternative proposée de la figure 5.2(b2), qui permet de mettre en commun la recombinaison des trajets, suivie d'une seule corrélation par code et période symbole. Et d'autre part, le banc d'égalisation est réalisé par Kfiltres transverses (chacun à P coefficients). La Ts-structure a certains avantages : elle exploite la nature discrète du canal, la spécificité des codes (corrélations avec des éléments binaires revient à des additions modulo 2, ...), elle est modulaire vis à vis de l'ajout ou la suppression d'un code actif, elle exploite les 2 échelles de temps (l'entrée de la tête de réception est au pas rapide  $T_c/S$ , avec un facteur de sur-échantillonnage S = 2, 4, ou 8 typiquement, mais le traitement d'égalisation est au pas lent,  $T_s = T_c \times Q$ ), le passage à l'adaptatif permet de poursuivre directement les paramètres variants du canal (phases, retards, amplitudes) comme proposé dans [C9][N1]. Elle a néanmoins un inconvénient : il est théoriquement impossible de supprimer exactement l'interférence avec une profondeur finie d'égalisation, c'est à dire avec un nombre  $P < +\infty$  de coefficients par branche. En pratique pour une profondeur P finie donnée, on n'aura donc pas de garantie sur la performance (qui dépend de la forme et la profondeur du canal, du nombre de codes, ...).
- Tc-structure : structure linéaire "libre", constituée d'un seul filtre transverse fractionné, avec une cadence rapide en entrée (pas  $T_c/S$  avec S = 2 typiquement) et faible en sortie (pas  $T_s$ ), initiée notamment par [Madhow 1994], [Tsatsanis 1996], ou [Pigeonnat 1999]. Cette structure est dite "libre" car la variable de décision  $d_1[m]$  pour décider du symbole particulier  $a_1[m]$  associé au code 1 se fait directement par un seul produit scalaire par période symbole entre les coefficients du filtre transverse  $l_1$  et les échantillons du signal reçu r, au lieu d'imposer une succession d'opérations. Elle perd certains avantages de la Ts-structure (modularité, faible complexité, ...), mais a l'avantage de pouvoir annuler exactement l'interférence à durée finie pour un nombre suffisant et déterminé de coefficients [C3].

**Récepteur à recombinaisons indirectes de trajets :** en vue de combiner les principaux avantages des 2 structures précédentes, nous avons proposé et étudié dans [B1][N4] une nouvelle structure d'égalisation conjointe pour un récepteur mobile opérant dans un système CDMA et soumis à un canal de propagation multi-trajet. Cette structure nommée RIT-structure pour "Recombinaison Indirecte de Trajets", est présentée figure 5.4.

L'idée est très simple, elle consiste à redonner un peu de degrés de liberté en amont de l'égaliseur de la Ts-structure, afin de fournir à ce dernier la potentialité d'inversibilité à durée finie. Pour cela, la tête de réception est constituée d'un banc de corrélateurs associé aux K codes actifs et opérant une recombinaison des trajets en deux groupes, au lieu de la recombinaison unique dans le BFA de la Ts-structure qui avait pour conséquence de compacter entièrement l'information. Par exemple on



 $\label{eq:FIGURE 5.4-Synoptique de la structure de réalisation proposée (Ts/RIT-Structure) pour la détection multi-utilisateur (du code désiré i = 1) par recombinaison indirecte des trajets.$ 

(Légende annexe : la tête de réception peut-être vue, pour chaque branche de code et chaque voie, comme une modification de la structure alternative du Rake de la figure <math>5.2(b2))).



FIGURE 5.5 – Représentation équivalente de la Ts/RIT-structure (pour L=2 trajets, K=1 utilisateur) : échantillonnage à pas irrégulier à L points/symbole après filtre adapté au code.

(Légende annexe : la tête de réception de cette représentation formelle peut-être vue comme une adaptation de la 2ème représentation formelle du Rake présentée sur la figure 5.2(a2)).
aura la recombinaison des trajets pairs dans le groupe 1, et des trajets impairs dans le groupe 2. Ainsi, la tête de réception a une complexité comparable à celle de la Ts-structure. Mais pour chaque code actif k, on dispose désormais de 2 sorties partielles  $(y_k^1[m] \text{ et } y_k^2[m])$  au lieu de la sortie unique du Rake classique  $(y_k[m] = y_k^1[m] + y_k^2[m])$ . Cet élément nouveau permet de conserver suffisamment de degrés de liberté pour assurer, avec une profondeur finie déterminée P, une annulation complète de l'interférence par un banc d'égalisation constitué de 2K filtres transverses (au lieu de K dans la Ts-structure) travaillant au temps symbole. La profondeur de l'égaliseur doit satisfaire  $P \ge 2W$ , où W + 1 représente la durée du canal global (incluant canal physique et code mis en forme) exprimée en période symbole. On a donc un nombre de coefficients par voie et par branche, P, qui doit être au moins le double de la durée du canal exprimée en  $T_s$ , soit quelques coefficients en pratique. Cette potentialité d'annulation complète de l'interférence à durée finie était déjà acquise dans la Tc-structure. Cependant, la nouvelle structure exploite le caractère discret du canal, l'emploi de corrélations et d'opérations au temps symbole, assurant ainsi une complexité de détection et de calcul des coefficients beaucoup plus faible. De plus, en cas de détection multi-code, seule la partie au temps symbole doit être dupliquée.

Finalement, l'idée exploitée dans la Ts/RIT-structure poursuit celle apparue quelques années auparavant dans le domaine de l'égalisation fractionnée pour un système monoutilisateur mono-porteuse à excès de bande standard (compris entre 0 et 1). Pour un tel système, un échantillonnage à 2 points/symbole permet de rendre un système linéaire inversible à l'aide d'un égaliseur transverse fractionné de durée finie, par application du théorème de Bezout<sup>2</sup> (le système est également rendu identifiable de manière aveugle à l'ordre 2 [Slock 1994][Tong 1995]), ces propriétés étant non vérifiées en cas d'échantillonnage synchrone à seulement 1 point/symbole. Nous avons étendu et adapté ce principe au contexte multi-utilisateur tout en tirant parti des propriétés de corrélation des signaux à spectre étalé, avec un échantillonnage qui se fait après FA au code et de manière irrégulière à l'intérieur d'une période symbole, afin qu'il soit en phase avec les pics de corrélation. Cette interprétation de la Ts-RIT structure en lien avec l'égalisation fractionnée à pas irrégulier est illustrée sur la figure 5.5 pour le cas mono-utilisateur et 2 trajets. A noter que la profondeur du canal discret équivalent à égaliser n'est pas égale ici à la profondeur du canal physique, mais à peu près au double, en raison des opérations de FA au canal partiel réalisées en amont.

#### 5.1.2.2 Autres contributions à l'égalisation multi-utilisateur en bref

Pour finir cette partie consacrée à l'égalisation multi-utilisateur en CDMA, on peut noter que certaines structures étudiées dans ma thèse (la Ts-structure, modulable, ou ses dérivées) ont été réutilisées ou adaptées pour d'autres travaux. Notamment, nous les avons utilisées dans [C9] pour réaliser la poursuite des phases et amplitudes des trajets conjointement à l'égalisation. Par ailleurs, en dehors et à la suite de mes travaux, l'étude de la Ts-structure a été poursuivie, pour être adaptée à d'autres contextes que le mode mode TDD de l'UMTS et dans une perspective d'implémentation sur une architecture reconfigurable, par David CIBAUD [Cibaud 2004] lors de sa thèse [Cibaud 2006] à France-Telecom R&D Meylan, sous l'encadrement de mes directrices de thèses Marylin ARNDT et Geneviève JOURDAIN.

<sup>2.</sup> Dit simplement, si on suppose un canal discret équivalent au pas  $T_s$ , modélisé par un polynôme  $H_1(z)$  à W + 1 coefficients (où  $W \ge 1$ ) et un filtre égaliseur  $L_1(z)$  modélisé par un polynôme à P coefficients, la solution exacte de  $H_1(z).L_1(z) = 1$  implique théoriquement un nombre de coefficients P infini (déterminés par  $L_1(z) = 1/H_1(z)$ ). Alors que si on utilise une deuxième voie (un deuxième peigne d'échantillonnage par exemple) impliquant un canal discret équivalent  $H_2(z)$  supposé de profondeur W + 1 et sans zéro commun avec  $H_1(z)$ , on peut maintenant résoudre de manière exacte  $H_1(z).L_1(z) + H_2(z)L_2(z) = 1$  avec des filtres  $L_1(z)$  et  $L_2(z)$  ayant seulement un nombre fini de coefficients, soit  $P \ge W$  coefficients chacun.

#### 5.1.3 Synchronisation/poursuite en CDMA (2002-2007) : algorithmes et étude théorique des performances statiques

Ces contributions ont été principalement réalisées ou initiées lors de la thèse de Eric SIMON [Simon 2004] soutenue en Novembre 2004 sur un sujet de thèse proche et dans la continuité du mien, ce qui nous a amené à collaborer. Ces contributions ont été publiées dans les revues [R5, R2, R3] et conférences [C4, C5, C7, C8, C9, N3] de 2003 à 2007. L'article de synthèse en français [R3] est joint en annexe. L'objectif de la thèse de Eric était l'étude des problèmes de synchronisation dans un environnement multi-utilisateur CDMA, en liaison descendante. En supposant une acquisition grossière de la synchronisation déjà réalisée, seul le régime de poursuite a été abordé, avec des algorithmes aidés par les décisions ("decision directed" en anglais).

Partant d'algorithmes de synchronisation standards initialement conçus pour un contexte monoutilisateur (ou mono-code), ces travaux ont permis de proposer des améliorations et optimisations pour les rendre plus robustes dans un contexte multi-utilisateur (ou multi-code). Les algorithmes ont été développés et étudiés sans exploiter de connaissance à priori sur l'évolution des paramètres à poursuivre (cadre "non-Bayésien"). Au niveau théorique, ce sont ainsi des études de performances statiques qui ont été menées, c'est à dire pour des paramètres (retards, phases) supposés fixes, mais pour une observation en présence de bruit additif. Les variances des estimateurs ont été obtenues en adaptant les outils généraux des boucles d'asservissements [Gardner 1979, Blanchard 1975] au contexte des communications [Mengali 1997, Meyr 1998] et du CDMA. Les améliorations proposées sont basées sur le concept de pré-filtrage. Cela a consisté à introduire, dans les boucles d'estimation, un pré-filtre conçu selon différents critères en fonction des scénarios visés. Cette démarche étend le concept de pré-filtrage initialement proposé par D'Andrea et Luise dans [D'Andrea 1996] à de nouveaux contextes (l'objectif des travaux initiaux de [D'Andrea 1996] était de réduire la gigue de l'algorithme de récupération d'horloge de Gardner, en modulation QAM mono-porteuse). Nous allons rappeler brièvement les algorithmes standards, afin d'amener les contributions associées au cas des canaux mono-trajet, puis multi-trajet.

#### 5.1.3.1 Synchronisation de retard et de phase en contexte mono-trajet CDMA

On s'intéresse ici aux estimés  $\hat{\tau}_0$  et  $\hat{\theta}_0$  du retard de propagation  $\tau_0$  et de la phase  $\theta_0$  du signal reçu en lien descendant (figure 5.1) au travers d'un canal mono-trajet (gain unitaire) :

$$r(t) = T_s e^{j\theta_0} \sum_{k=1}^{K} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} a_{k[n]} \phi_k(t - nT_s - \tau_0) + n(t)$$
(5.2)

avec  $T_s = QT_c$  le temps symbole,  $T_c$  le temps chip, Q le facteur d'étalement,  $a_{k[n]}$  les symboles QPSK iid associés au code k, n(t) un bruit BBAG complexe de DSP  $2N_0$ ,  $\phi_k(t) = (c_k * h_e)(t)$  la convolution entre le code d'étalement numéro k et le filtre demi-Nyquist d'émission. Les codes sont supposés orthogonaux, soit  $\sum_{q=0}^{Q-1} = c_k[q].c_i[q]^* = 0$ , pour  $k \neq i$ .

On suppose la structure relativement générale de détection et synchronisation conjointe présentée figure 5.6. L'étude a démarré avec des algorithmes standards de synchronisation de retard et de phase à l'aide des décisions. Ces algorithmes d'estimation peuvent être obtenus [Simon 2004] par approximation à partir d'un critère de maximum de vraisemblance (ou de minimisation d'EQM associée), en supposant un seul utilisateur, les symboles connus, et en utilisant une structure bouclée (algorithme séquentiel récursif) qui découle de l'algorithme du gradient pour maximiser (ou minimiser) la fonction de cout. De manière plus générale, le principe de l'estimation par structure bouclée consiste à prédire le futur estimé (pour l'itération m + 1) à partir de l'estimé actuel (à l'itération m) et d'un signal d'erreur, préalablement filtré. Les relations d'itération de la boucle de retard et de la boucle de phase sont les suivantes [Mengali 1997, Meyr 1998] :

$$\hat{\tau}_{0[m+1]} = \hat{\tau}_{0[m]} + (g_T * v_T)_{[m]}$$
(5.3)

$$\hat{\theta}_{0[m+1]} = \hat{\theta}_{0[m]} + (g_P * v_P)_{[m]}$$
(5.4)

où  $g_T$  et  $g_P$  sont les R.I. discrètes des filtres de boucle (ou de simples coefficients réels positifs, appelés pas des algorithmes, pour des boucles d'ordre 1). Et  $v_{T[m]}$  et  $v_{P[m]}$  sont respectivement les signaux d'erreur de retard et de phase<sup>3</sup> calculés à l'itération m. De manière pratique, le choix des signaux d'erreur revient à définir les détecteurs d'erreur de retard ("Timing Error Detector", TED) et de phase ("Phase Error Detector", PED) qui délivrent ces signaux. Ainsi, les algorithmes de synchronisation considérés utilisent les structures classiques d'une boucle à verrouillage de retard (DLL, pour "Delay-Locked Loop") ou de phase (PLL, "Phase-Locked Loop"), mais avec des détecteurs d'erreurs adéquats, c'est à dire adaptés au contexte et à la modulation numérique des signaux en présence.

Algorithmes standards : dans la structure formelle de synchronisation présentée figure 5.6, les algorithmes fonctionnent (formellement) à partir de la sortie du filtre adapté au code mis en forme désiré (supposé ici être le numéro 1), c'est à dire à partir du signal  $z_1(t) = (r * \phi_1^H)(t)$ , qui peut s'exprimer à partir de (5.2) sous la forme :

$$z_1(t) = T_s e^{j\theta_0} \sum_{k=1}^K \sum_{n=-\infty}^{+\infty} a_{k[n]} \gamma_{k1}(t - nT_s - \tau_0) + \eta_1(t)$$
(5.5)

avec  $\eta_1(t) = (n * s_1^H)(t)$  le bruit filtré, et  $\gamma_{k1}(\tau) = (\phi_k * \phi_1^H)(\tau)$  la fonction d'inter-corrélation déterministe entre les codes k et le code désiré (1). Cette forme d'onde  $\gamma_{k1}(\tau)$  s'interprète aussi comme l'impulsion de mise en forme globale émission-réception des symboles de l'utilisateur k après filtre adapté,  $\phi_1^H(\tau)$ .

Pour la synchronisation du retard, l'algorithme standard en CDMA est donné par la boucle "earlylate", représentée figure 5.7. Le signal d'erreur de retard est défini par [R2] :

$$v_{T[m]} = \operatorname{Re}\left\{\hat{a}_{1[m]}^{*}e^{-j\hat{\theta}_{0[m]}} \times \left(z_{1}\left(mT_{s} + \hat{\tau}_{0[m]} + \frac{T_{c}}{2}\right) - z_{1}\left(mT_{s} + \hat{\tau}_{0[m]} - \frac{T_{c}}{2}\right)\right)\right\}$$
(5.6)

où  $z_1(t)$  est donc la sortie du filtre adapté au code mis en forme désiré numéro 1. Le signal d'erreur  $v_T$  délivré en sortie du détecteur TED calcule, après compensation de la modulation des symboles (en utilisant les décisions  $\hat{a}_{1[m]}$  supposées justes) et de la rotation de phase due au canal (à partir de l'estimé  $\hat{\theta}_{0[m]}$ ), la différence entre les deux échantillons en avance et en retard de  $T_c/2$ , d'où le nom "early-late". L'étude théorique de la caractéristique de ce détecteur TED a été menée dans [R2][Simon 2004] à l'aide de la S-courbe<sup>4</sup>. L'idée de principe, illustrée sur la figure 5.9, est très simple : si on néglige l'interférence

<sup>3.</sup> Dans le cas particulier où les signaux d'erreur  $v_{T[m]}$  et  $v_{P[m]}$  sont construits comme des signaux opposés aux gradients d'erreurs quadratiques instantanées vis à vis de  $\tau$  et  $\theta$  respectivement, les équations d'itération (5.3) et (5.4) correspondent (pour des boucles d'ordre 1) à des algorithmes du gradient stochastique ou LMS [Brossier 1997].

<sup>4.</sup> En pratique, la caractéristique du détecteur représente la valeur (ou moyenne) du signal d'erreur  $v_T$ , mesurée en boucle ouverte et sans bruit, en fonction de l'erreur statique de retard  $\Delta \tau = \tau_0 - \hat{\tau}_0$ . Mathématiquement, elle est définie par la S-courbe [Meyr 1998], qui est l'espérance du signal d'erreur conditionnellement à des valeurs constantes des erreurs de retard, soit  $S_T(\Delta \tau) = E\{v_{T[m]} | \tau_{0[m]} - \hat{\tau}_{0[m]} = \Delta \tau\}$ . En boucle ouverte et pour une erreur  $\Delta \tau$  donnée, le signal d'erreur se décompose ainsi en  $v_{T[m]} = S_T(\Delta \tau) + N_{T[m]}$ , où la S-courbe  $S_T$  représente la partie déterministe fonction de l'erreur de retard, à laquelle se rajoute une partie aléatoire  $N_T$  appelée bruit de boucle (idéalement indépendante de  $\Delta \tau$ ). Pour la boucle "early-late", on obtient  $S_T(\Delta \tau) = A^2 T_s$ . Re $\{\gamma_{11}(-\Delta \tau + T_c/2) - \gamma_{11}(-\Delta \tau - T_c/2)\}$ , qui dépend donc seulement des 2 échantillons "early-late" prélevés sur l'auto-corrélation  $\gamma_{11}$  (Cf figure 5.9).



FIGURE 5.6 – Synoptique général (représentation formelle) du récepteur mono-trajet avec synchronisation conjointe de retard et de phase (le code désiré est le code  $n^01$ ).



FIGURE 5.7 – Détail de la branche de synchronisation de retard (représentation formelle) : par boucle "early-late" (boucle classique sans le préfiltre p, ou version améliorée avec le préfiltre).



FIGURE 5.8 – Détail de la branche de synchronisation de phase : par boucle à remodulation.



FIGURE 5.9 – Illustration du principe de fonctionnement du détecteur d'erreur de retard de la boucle "early-late" à partir de la fonction d'auto-corrélation  $(\gamma_{11}(\tau))$ , (a) : sans erreur de synchronisation, (b) : en présence d'une erreur  $\Delta \tau = \tau_0 - \hat{\tau}_0 \neq 0$ .

(les termes en  $\gamma_{k1}$  dans (5.5)) et le bruit, les deux échantillons "early" et "late" se trouvent de part et d'autre d'un pic de corrélation à symétrie paire (dû à  $\gamma_{11}$  dans (5.5)). En cas d'erreur de synchronisation de retard ( $\tau_0 - \hat{\tau}_0 \neq 0$ ), un déséquilibre entre les deux échantillons va apparaître, et leur différence va générer un signal d'erreur  $v_T$ , approximativement proportionnel à l'erreur de retard  $\Delta \tau = \tau_0 - \hat{\tau}_0$ . La contre-réaction de la boucle va ainsi contrôler l'interpolateur (ou l'instant d'échantillonnage  $\hat{\tau}_0$ ) pour réduire le signal d'erreur  $v_T$  et ainsi l'erreur  $\Delta \tau$ .

Pour la synchronisation de la phase, un algorithme standard est la boucle à re-modulation, représentée figure 5.8. Le signal d'erreur de phase est défini par [R2] :

$$v_{P[m]} = \operatorname{Im}\left\{\hat{a}_{1[m]}^{*}e^{-j\hat{\theta}_{0[m]}} \times z_{1}(mT_{s} + \hat{\tau}_{0[m]})\right\}.$$
(5.7)

Ce détecteur d'erreur de phase (PED) utilise ainsi les échantillons  $z_1[m] = z_1 \left(mT_s + \hat{\tau}_{0[m]}\right)$  supposés aux bons instants de la période symbole (aux maxima des pics de corrélation) pour calculer le signal d'erreur  $v_{P[m]}$ . Dans le cas idéal (sans bruit, sans interférence, sans erreur de synchronisation de retard, amenant à  $z_1[m] \approx T_s \cdot e^{j\theta_0} \gamma_{11}(0) \cdot \hat{a}_{1[m]}$ ), et sans erreur de décision ( $\hat{a}_{1[m]} = a_{1[m]}$ ), on peut vérifier que ce détecteur délivre un signal d'erreur proportionnel au sinus de l'erreur de phase  $\Delta \theta = \theta_0 - \hat{\theta}_0$ , avec donc une caractéristique approximativement linéaire pour de faibles erreurs de phase. La nouvelle estimation de la phase  $\hat{\theta}_{0[m]}$  est ensuite transmise à la boucle de retard pour corriger le déphasage dû au canal.

Algorithmes améliorés d'estimation conjointe du retard et de la phase : les algorithmes de synchronisation standards qui viennent d'être présentés ont été conçus au départ pour un usage monoutilisateur (un seul code). En utilisation multi-utilisateur, ils peuvent présenter certaines faiblesses. Considérant les signaux d'erreur (5.6) et (5.7), ainsi que l'expression (5.5) du signal  $z_1(t)$  en sortie du filtre adapté, on peut faire la remarque suivante [R2] : si on se place au point d'équilibre où  $\hat{\tau}_{0[m]} = \tau_0$  et  $\hat{\theta}_{0[m]} = \theta_0$ , le signal d'erreur  $v_{P[m]}$  de la boucle à remodulation ne présente pas d'interférence d'accès multiple (ou IAM) car les codes sont orthogonaux au retard nul ( $\gamma_{ki}(0) = 0$  pour  $k \neq i$ ). Mais le signal d'erreur de la boucle "early-late"  $v_{T[m]}$  utilise quant à lui des échantillons décalés de  $\pm T_c/2$ . Or en dehors du retard nul, l'orthogonalité des codes n'est plus garantie (en particulier  $\gamma_{ki}(\pm T_c/2) \neq 0$ en général), ce qui entraîne l'apparition d'IAM. Les performances de la boucle de retard peuvent être considérablement dégradées par ces interférences qui viennent relever la variance du bruit de boucle. D'où l'intérêt de prévoir un traitement visant à atténuer ces interférences.

La solution proposée pour atténuer les interférences consiste à introduire un préfiltre dans la boucle de retard dont les coefficients sont calculés de manière à minimiser la variance de l'erreur d'estimation du retard. Dans la version formelle de la boucle "early-late" de la figure 5.7, ce préfiltre est inséré entre la sortie du filtre adapté au code désiré et les échantillonneurs de la boucle de retard. Pour la structure de réalisation présentée figure 5.10, ce préfiltre est un filtre discret qui est inséré entre l'interpolateur et le corrélateur. Il a une réponse impulsionnelle réelle symétrique à durée finie  $p_{[i]}$ ,  $i = -N, \ldots 0, \ldots, N$ , qui travaille au pas  $T_c/2$ . Ce préfiltre va nous permettre de disposer d'un certain nombre de degrés de liberté pour remettre en forme les intercorrélations  $\gamma_{k1}(\tau)$  afin de les optimiser pour la récupération de rythme. Notons que ce préfiltre n'impacte pas directement le chemin de décision, ni le chemin de la boucle de phase.



FIGURE 5.10 – Structure de réalisation des algorithmes de synchronisation conjointe classique (sans le préfiltre  $p_{[i]}$ ) ou sa version améliorée (avec le préfiltre) [R2]

Une fois ce préfiltre inséré, le signal d'erreur de la boucle de retard avec préfiltre correspond toujours à l'équation (5.6) mais en remplaçant les échantillons early-late  $(z_1 (mT_s + \hat{\tau}_{0[m]} + \frac{T_c}{2}); z_1 (mT_s + \hat{\tau}_{0[m]} - \frac{T_c}{2}))$ par les échantillons préfiltrés  $(\tilde{z}_1 ('' + \frac{T_c}{2}); \tilde{z}_1 ('' - \frac{T_c}{2}))$ , où  $\tilde{z}_1$  est la version préfiltrée de  $z_1(t)$ ,

$$\tilde{z}_1(t) = \sum_{i=-N}^{N} p_{[i]} z_1(t - i\frac{T_c}{2}).$$
(5.8)

Ceci permet, pour le chemin de l'estimation de retard, de remplacer le modèle initial (5.5) de  $z_1(t)$  par

$$\tilde{z}_1(t) = T_s e^{j\theta_0} \sum_{k=1}^K \sum_{n=-\infty}^{+\infty} a_{k[n]} \tilde{\gamma}_{k1}(t - nT_s - \tau_0) + \tilde{b}(t)$$
(5.9)

avec

$$\tilde{\gamma}_{k1}(t) = \sum_{i=-N}^{N} p_{[i]} \gamma_{k1}(t - i\frac{T_c}{2})$$
(5.10)

La nouvelle forme d'onde globale  $\tilde{\gamma}_{k1}(t)$  dépend maintenant des coefficients du préfiltre. L'action du préfiltre va consister à remettre en forme les corrélations  $\gamma_{k1}(t)$  aux instants  $\pm T_c/2$  pour réduire le plus possible la variance (gigue) due aux autres utilisateurs intervenant dans la tâche de synchronisation de retard. Le détail du calcul des coefficients est donné dans [R2][Simon 2004]. Ces coefficients ont été obtenus par la résolution d'un problème de minimisation (de variance) sous contrainte (conservation du gain du détecteur d'erreur après pré-filtrage), à partir de la technique des multiplicateurs de Lagrange. Les formules de performances en variance d'estimation statique de retard ou de phase ont été établies (avec ou sans préfiltre) à partir des outils classiques utilisés pour les boucles à verrouillage de phase (Scourbes, linéarisation du problème, fonctions de transfert en boucle fermée, ...). Ces performances sont fonctions des paramètres des filtres (ou pas des coefficients) de boucles  $g_T$  ou  $g_P$ , par l'intermédiaire des notions de bandes équivalentes de bruit des boucles de retard  $B_T T_s$  ou de phase  $B_P T_s$ . Les variances d'estimation ont été comparées aux bornes de Cramer-Rao, pour des bandes équivalentes de bruit fixées (ou des fenêtres d'observations données).

Exemples illustratifs tirés de [R2], obtenus avec des codes de Walch-Hadamard avec séquence d'embrouillage de longueur Q = 16, de l'UMTS mode TDD : pour montrer l'effet du préfiltre sur les IAM, nous avons tracé sur la figure 5.11 les formes d'ondes globales  $\gamma_{21}(\tau)$  (inter-corrélations) avant et après préfiltrage (avec un nombre de coefficients N = 7) en considérant K = 2 utilisateurs et en l'absence de bruit additif. La puissance des IAM étant proportionnelle à  $\sum_n \left| \tilde{\gamma}_{21}(nT_s + \frac{T_c}{2}) - \tilde{\gamma}_{21}(nT_s - \frac{T_c}{2}) \right|^2$ , minimiser l'IAM revient donc à minimiser, pour chaque période symbole, le déséquilibre d'amplitude entre les inter-corrélations décalées de  $\pm T_c/2$ . La figure 5.11 montre la partie réelle de  $\gamma_{21}(t)$  et de  $\tilde{\gamma}_{21}(t)$  en mettant en évidence les valeurs obtenues en  $\pm \frac{T_c}{2}$ ,  $T_s \pm \frac{T_c}{2}$  et en  $-T_s \pm \frac{T_c}{2}$  (repérées par des croix '+'). On observe bien que la forme d'onde globale de l'utilisateur  $n^o 2$  filtrée par le préfiltre permet de diminuer la puissance des IAM. En termes de variances d'estimation de retard maintenant, il apparaît sur la figure 5.12 obtenue avec K = Q = 16 utilisateurs, que les performances de l'algorithme avec préfiltrage sont meilleures que celles de l'algorithme standard quelque soit la taille du préfiltre. Le gain en performance augmente avec le nombre de coefficients mais atteint un seuil à 7 coefficients (soit environ un 1/4 de la longueur du code).

En conclusion, une nouvelle utilisation du concept de préfiltrage en synchronisation a été introduite, avec un préfiltre qui sert à corriger les formes d'ondes utilisées spécifiquement pour la tâche de synchronisation de retard, indépendamment de la tâche de détection des symboles. Sans correction, la variance d'estimation est élevée car les codes utilisés (codes orthogonaux de Walsh-Hadamard avec séquence d'embrouillage) sont optimaux pour la détection, mais plutôt médiocres pour la synchronisation. L'insertion d'un préfiltre de petite taille dans la boucle de retard a permis d'améliorer les performances des boucles standards de retard dans le récepteur conventionnel mono-trajet [C4, C5]. Il a aussi permis d'améliorer l'estimation conjointe de retard et de phase, étant donné l'interaction entre les deux boucles [R2], et ainsi de se rapprocher des bornes de Cramér-Rao correspondantes.



FIGURE 5.11 – Parties réelles des formes d'ondes globales de l'utilisateur  $n^{o}2$  avant préfiltrage ( $\gamma_{21}(\tau)$ ) et après préfiltrage ( $\tilde{\gamma}_{21}(\tau)$ ) [R2].



FIGURE 5.12 – Variances théoriques de l'erreur d'estimation du retard normalisé  $\sigma_{\tau}^2$  en fonction du rapport  $E_b/N_0$  pour un préfiltre de N=3,5,7 et 9 coefficients ( $K = 16, B_T T_s = 0,01$ ). La borne de Cramer-Rao modifiée mono-utilisateur est donnée en référence.

#### 5.1.3.2 Synchronisation des phases d'un récepteur Rake en contexte multi-trajet CDMA

Dans le cas multi-trajet, l'utilisation du récepteur Rake nécessite l'estimation des paramètres (retards, phases, amplitudes) de chaque trajet significatif du canal, comme indiqué en section 5.1.1.2. Grâce au fort pouvoir de résolution temporelle du CDMA (zone  $z_2^+$  du plan $T_s$ - $B_1$  de la figure 4.2), il est tentant de généraliser la stratégie mono-trajet au cas multi-trajet, en vue de poursuivre les retards/phases indépendamment pour chaque trajet. Les boucles d'estimation "mono-trajet" peuvent ainsi être dupliquées pour chaque trajet [R3]. Néanmoins, si les différents trajets ne sont pas complètement "résolus" (séparables temporellement), la boucle concernant un trajet est légèrement influencée par les autres trajets. Cette Interférence résiduelle Entre les différents Trajets (IET) dégrade les performances des boucles standards (biais d'estimation, variance d'estimation augmentée). Nous nous sommes donc attachés à améliorer les performances des boucles standards, à l'aide de préfiltres.

Nous avons tout d'abord cherché à améliorer l'estimation des retards, en introduisant un préfiltre dans la boucle "early-late" de chaque trajet, avec un critère global de minimisation d'erreur quadratique [C7]. Mais l'estimation des retards n'est en réalité pas le problème le plus difficile, en raison de la très faible variation temporelle des retards à l'échelle d'un grand nombre de symboles (une estimation fiable est possible à partir de méthodes blocs travaillant sur un bloc d'observation de grande taille). Le problème plus crucial sur lequel nous nous sommes ensuite focalisés est celui de l'estimation des phases des trajets [R5][R3], car les phases peuvent au contraire avoir une variation significative durant un temps symbole  $T_s$ , en raison de la valeur élevée du produit fréquence porteuse-période symbole (par exemple  $f_0.T_s = 8000$  en UMTS mode TDD)<sup>5</sup>. L'étude a été menée en supposant une estimation préalable des retards. L'introduction d'un préfiltre dans la boucle de phase de chaque trajet (Cf figure 5.13), a permis d'annuler le biais d'estimation et de diminuer la variance. Nous allons résumer le principe et le modèle en jeu ci-dessous (voir l'article [R5] pour plus de détail). Une discussion plus générale sur l'utilisation de la boucle à remodulation dans un contexte multi-trajet a également été menée dans l'article [R3] annexé (avec application à l'OFDM et au CDMA).



synchronisation

pré-filtre

(b) : structure de réalisation

FIGURE 5.13 – Récepteur Rake ( $l^{eme}$  branche détaillée) utilisant un préfiltre dans la boucle de synchronisation de phase, (a) : structure formelle, (b) : structure de réalisation [R3].

<sup>5.</sup> En supposant une dérive linéaire de retard de  $\delta \tau$  durant une période symbole (soit  $\delta \tau = \frac{v_m}{c} T_s$ ), la variation de phase  $\delta \theta$  engendrée dans la même période est telle que  $|\delta \theta/2\pi| = |\delta \tau/T_s| \times f_0 T_s$ . Une dérive relative de retard est donc amplifiée par le ratio fréquence porteuse à débit symbole,  $f_0/D_s$ , pour donner la dérive relative de phase.

On considère désormais que le signal émis x(t) défini en (5.1) est transmis au travers d'un canal complet à L trajets de retards connus  $\tau_l$  et d'amplitudes complexes  $\alpha_l(t) = \rho_l(t).e^{j\theta_l(t)}$ . Le signal reçu en bande de base est :  $r(t) = \sum_{l=1}^{L} \alpha_l(t).x(t - \tau_l) + n(t)$ . D'après la description formelle du Rake introduite en figure 5.2(a2) et reprise en figure 5.13(a), la tête de réception réalise toujours le filtre adapté au code mis en forme numéro 1, délivrant  $z_1(t) = (r * \phi_1^H)(t)$ , qui s'écrit dorénavant :

$$z_1(t) = T_s \sum_{k=1}^{K} \sum_{m=-\infty}^{+\infty} a_{k[m]} \cdot \chi_{k1}(t - mT_s) + \eta_1(t)$$
(5.11)

avec 
$$\chi_{k1}(\tau) = (\gamma_{k1} * h)(\tau) = \sum_{l=1}^{L} \alpha_l(\tau) \cdot \gamma_{k1}(\tau - \tau_l)$$
 (5.12)

Le modèle (5.11) est similaire au modèle mono-trajet (5.5) en remplaçant  $\gamma_{k1}(t-\tau_0).e^{j\theta_0}$  par  $\chi_{k1}(t)$ , qui représente la forme d'onde globale "Emission/Canal/Réception", de la voie k vers la voie 1.

Le récepteur Rake fonctionne ensuite avec L branches, une par trajet. Sur la branche relative au trajet l, il travaille avec les échantillons  $z_{1[m]}^{(l)} = z_1(\tau_l + mT_s)$  obtenus en échantillonnant  $z_1(t)$  aux périodes symboles  $t_m = \tau_l + m.T_s$ , en phase avec le trajet visé (le retard  $\tau_l$  est supposé bien estimé). La partie synchronisation du récepteur duplique pour chacune des L boucles, le schéma standard en construisant un signal d'erreur  $v_{\epsilon[m]}^{(l)}$  conforme à celui de la boucle à remodulation (5.7), mais en remplaçant  $z_{1[m]}$  par  $z_{1[m]}^{(l)}$ . La partie "détection" du récepteur Rake forme la variable de décision  $y_{1[m]}$  de la voie 1 en faisant une Recombinaison cohérente à Rapport Signal à bruit Maximum (MRC) des échantillons  $z_{1[m]}^{(l)}$  en sortie des L branches, soit  $y_{1[m]} = \sum_{l=1}^{L} z_{1[m]}^{(l)} \cdot \rho_l \cdot exp(-j\hat{\theta}_{l[m]})$ .

Revenons sur l'échantillon prélevé sur la branche relative au trajet #l de l'utilisateur #1:

$$z_{1[m]}^{(l)} = \underbrace{a_{1[m]} \cdot T_{s} \chi_{11}(\tau_{l})}_{\text{du au symbole utile}} + \underbrace{\eta_{1[m]}}_{bruit} + \underbrace{T_{s} \sum_{n \neq m} a_{1[n]} \cdot \chi_{11}(\tau_{l} + (m - n)T_{s})}_{IES_{1}} + \underbrace{T_{s} \sum_{n} \sum_{k \neq 1} a_{k[n]} \cdot \chi_{k1}(\tau_{l} + (m - n)T_{s})}_{IAM_{1}\{m - n\}} + \underbrace{IAM_{1}\{m - n\}}_{IAM_{1}}$$
(5.13)

L'échantillon  $z_{1[m]}^{(l)}$  contient des termes d'interférence provenant de la même voie #1, notés  $IES_1$ , ou provenant des voies autres que #1, notés  $IAM_1$ . Ces termes apparaissent par l'intermédiaire des coefficients  $\chi_{k1[n]} = T_s \chi_{k1}(\tau_l + nT_s)$  qui dépendent toujours des formes d'onde des équipements Emission/Réception (E/R), mais également du canal dorénavant. Le 1° terme de droite dans l'équation (5.13) est le seul construit à partir du symbole désiré, pondéré par le coefficient  $\chi_{11}(\tau_l)$  : il représente la partie "utile" pour la détection, les 3 autres termes étant des termes de perturbations.

En terme de "synchronisation", la boucle à remodulation de la branche l utilise le signal d'erreur  $v_{P[m]}^{(l)} = \text{Im}\{e^{-j\hat{\theta}_{l[m]}}\hat{a}_{1[m]}^*z_{1[m]}^{(l)}\}$ , construit à partir des échantillons  $z_{1[m]}^{(l)}$ . La caractéristique du détecteur d'erreur de phase est décrite par la S-courbe,  $S_P^{(l)}(\Delta\theta) = \mathbb{E}\{v_{P[m]}^{(l)} \mid \theta_l - \hat{\theta}_l = \Delta\theta\}$ , qui représente l'espérance de  $v_P^{(l)}$  conditionnellement à des valeurs fixes de l'erreur de phase. A partir de l'échantillon décrit en (5.13), on constate que seul le premier terme de droite (partie utile pour la détection) intervient dans la S-courbe. En effet, les symboles et le bruit étant décorrélés et centrés, les termes de bruit et d'interférence ( $IES_1$  et  $IAM_1$ ) ne génèrent que du bruit de boucle (composante aléatoire du signal d'erreur).

La S-courbe relative au trajet l est ainsi :

$$S_P^{(l)}(\theta_l - \hat{\theta}_l) = A^2 T_s. \text{Im}\{ \chi_{11}(\tau_l). e^{-j\hat{\theta}_l} \}$$
(5.14)

La forme de la S-courbe dépend donc uniquement du coefficient  $\chi_{11}(\tau_l)$ , qui représente l'échantillonnée de la mise en forme émission-réception convoluée par le canal, et regroupe donc les contributions des différents trajets, selon (5.12). Le point d'équilibre stable (obtenu pour  $S_P^{(l)} = 0$ ) est atteint lorsque la phase estimée  $\hat{\theta}_l$  coïncide avec la phase qui affecte les symboles désirés de la voie 1, soit  $\hat{\theta}_{eq} = \operatorname{Arg}\{\chi_{11}(\tau_l)\}$ . Idéalement, il faudrait donc que  $\operatorname{Arg}\{\chi_{11}(\tau_l)\}$  soit égal à  $\theta_l$  pour éviter un biais d'estimation. Or le coefficient  $\chi_{11}(\tau_l)$  est donné par

$$\chi_{11}(\tau_l) = \rho_l \cdot e^{j\theta_l} \cdot \gamma_{11}(0) + \sum_{i \neq l} \rho_i \cdot e^{j\theta_i} \cdot \gamma_{11}(\tau_l - \tau_i).$$
(5.15)

On voit donc que le déphasage affectant le symbole utile (argument de  $\chi_{11}(\tau_l)$ ) n'est égal au déphasage du trajet l seulement si l'approximation habituelle en CDMA,  $\gamma_{11}(\tau_l - \tau_i) \simeq 0$ ,  $i \neq l$ , est valable. Elle le sera si les trajets voisins sont suffisamment "résolus", ou espacés vis à vis du temps *chip*, du moins pour des codes ayant de bonnes propriétés d'auto-corrélation, proches du "Dirac". Dans ce cas, les L boucles à re-modulation standards permettront de bien suivre les phases des trajets [avec une variance d'estimation néanmoins supérieure au cas mono-trajet, à cause de l'interférence (IES, IAM) qui renforce le bruit de boucle]. Cependant, dans le cas de trajets non résolus (ou encore de codes ayant des fonctions d'auto-corrélations médiocres) le point d'équilibre stable de la boucle est influencé par les autres trajets et un terme de biais apparait, comme le montre l'expression de la S-courbe :

$$S_{P}^{(l)}(\theta_{l} - \hat{\theta}_{l}) = A^{2} \cdot T_{s} \cdot \rho_{l} \gamma_{11}(0) \cdot \sin(\theta_{l} - \hat{\theta}_{l}) + Im\{A^{2} \cdot T_{s} \cdot \sum_{i \neq l} \rho_{i} \cdot e^{j(\theta_{i} - \hat{\theta}_{l})} \gamma_{11}(\tau_{l} - \tau_{i})\}$$
(5.16)

Dans ce cas en effet,  $S_P^{(l)}(0) \neq 0$ , à cause du terme d'interférence entre les trajets "IET", indiqué en (5.16). Le point d'équilibre stable pour la boucle l est alors donné par :  $\hat{\theta}_{eq} = \theta_l - \Delta \theta_{eq}$ , où le biais  $\Delta \theta_{eq}$  peut se calculer à partir de la S-courbe  $S_P^{(l)}$ .

Pour répondre aux situations où l'on doit suivre de rapides variations de phases du canal, avec des trajets qui ne sont pas tous complètement résolus, nous avons adopté une stratégie originale [R5][C8]. L'originalité vient du fait que la correction "introduite" ne nécessite aucune adaptation au cours du temps lorsque les délais sont fixes (sur la durée du bloc de traitement ou "slot"), contrairement aux travaux de la littérature (répertoriés dans [R5]). La correction consiste en un pré-filtre statique inséré dans la boucle de phase, et dont le but est de maintenir à zéro le terme d'IET, indépendamment des variations de phases et d'amplitudes des trajets.

Le signal d'erreur  $v_{\epsilon[m]}^{(l)}$  est conforme à celui de la boucle à remodulation (5.7), mais en remplaçant l'échantillon  $z_1^{(l)}$  par l'échantillon pré-filtré  $\tilde{z}_1^{(l)}$ . Ainsi, formellement, c'est toujours (au travers du canal) la forme d'onde E/R  $\gamma_{11}(\tau)$  qui conditionne la détection, mais c'est une forme d'onde E/R/P  $\tilde{\gamma}_{11}(\tau)$ corrigée par le Préfiltre p qui conditionne la synchronisation, avec  $\tilde{\gamma}_{11}(\tau) = (\gamma_{11} * p)(\tau)$ . Cela donne des degrés de liberté dans l'optimisation des 2 tâches. Plusieurs critères sont possibles pour calculer les coefficients du préfiltre. Dans tous les cas, pour annuler le biais, il faut contraindre la nouvelle S-courbe, donnée en (5.16) en remplaçant  $\gamma_{11}(\tau)$  par  $\tilde{\gamma}_{11}(\tau)$ , à passer par zéro pour  $\tau_l - \hat{\tau}_l = 0$ , soit  $S_P^{(l)}(0) = 0$ . Cette condition nécessite de forcer à zéro le terme d'IET dans (5.16). Si on veut de plus que cette annulation soit indépendante des variations des phases ou amplitudes, il faut contraindre la forme d'onde corrigée (E/R/P) de telle sorte qu'elle présente une valeur nulle aux positions de chaque trajet adjacent, soit  $\tilde{\gamma}_{11}(\tau_l - \tau_i) = 0$ ,  $\forall i \neq l$ . Le calcul des coefficients du pré-filtre est détaillé dans [R5], pour différents critères utilisant ou non la connaissance des codes des interférents (approches mono-utilisateur ou multi-utilisateur), ainsi que les variances d'estimation obtenues.

#### Illustration du principe à partir de l'auto-corrélation et de la S-courbe.

La figure 5.14 (gauche) illustre l'effet du préfiltre pour un canal en lien descendant composé de 4 trajets avec les délais relatifs de 0,  $0.5T_c$ ,  $1.5T_c$  et  $2.5T_c$ , et des amplitudes de 0dB, -0.9dB, -4.9dB et -8dB. L'effet est montré sur la partie gauche de la figure 5.14 sur la partie réelle de la fonction d'auto-corrélation normalisée  $\gamma_{k'k'}$ . Sans le préfiltre la partie (a) de la figure montre que la fonction E/R initiale, construite à partir d'une séquence de Walsh-Hadamard (embrouillée), n'est pas très performante du point de vue de la synchronisation : les valeurs d'auto-corrélations non négligeables aux retards *chips* non nuls, induiront clairement de l'interférence entre trajets importante avec de tels trajets. Pour le trajet désiré l = 1, la partie (b) de la figure 5.14 (gauche) montre l'effet du préfiltre (de longueur 11 coefficients, soit une durée d'environ  $T_s/3$ ), qui force à zero la forme d'onde préfiltrée (E/R/P) aux points  $\tau_1 - \tau_2$ ,  $\tau_1 - \tau_3$  et  $\tau_1 - \tau_4$  (indiqués par une '\*' sur la figure).

La figure 5.14 (droite) montre la S-courbe du PED optimisé (partie (b)), en comparaison avec la S-courbe du PED standard (partie (a)). Pour le PED standard, on note que le passage à zéro de la S-courbe ne se fait pas à l'origine, mais à  $(\theta_l - \hat{\theta}_l) \approx -0.3 \ rad$ . Il y aura en conséquence un biais statique sur l'estimation de phase (pour un scénario statique du canal), dû à la présence des trajets adjacents. Pour la S-courbe du PED optimisé grâce au préfiltre, le passage à zéro est ramené à l'origine, permettant une estimation sans biais.



FIGURE 5.14 – forme d'onde Emission/Réception  $\gamma_{k'k'}$  (à gauche) et S-courbe résultante pour détecter la phase du trajet l = 1 (à droite). (a) : cas standard, et (b) : version avec préfiltre.

Par ailleurs, les performances en poursuite ont été testées par simulation dans [C8][R5] pour des boucles du 2nd ordre. On a supposé des modèles de variation déterministes sinusoïdaux pour les phases des différents trajets, tel que  $\theta_l(t) = \Delta \theta_l \sin(2\pi f_g^{(l)}t)$ , où les paramètres  $f_g^{(l)}$  et  $\Delta \theta_l/2\pi$  sont la fréquence

et l'amplitude de gigue. Les décalages Doppler varient de manière sinusoïdale au cours du temps (avec  $f_d^{(l)} = \Delta \theta_l f_g^{(l)}$  au voisinage de zéro), et les paramètres ont été choisis pour "balayer" des scénarios possibles en UMTS pour un mobile de vitesse  $v_m = 120 \text{ Km/h}$  (*i.e.*  $f_d \in [-220Hz; +220Hz]$ ). Les résultats de simulation (voir figures 14 et 15 de l'article [R3] joint en annexe) montrent pour des trajets non-résolus le bon fonctionnement de la boucle améliorée et l'échec de boucle standard (présence de biais évolutifs).

En conclusion, cette étude menée durant la thèse de Eric SIMON, a permis de proposer des améliorations aux structures standards de synchronisation mono-trajet mono-utilisateur (boucle "early-late") pour le retard, boucle "à re-modulation" pour la phase) afin de les adapter au contexte multi-utilisateur (ou /et multi-trajet). Les améliorations ont consisté à introduire, dans chaque boucle d'estimation, un pré-filtre conçu selon différents critères en fonction des scénarios visés. Une telle stratégie permet de donner des degrés de liberté à la tâche de synchronisation, relativement à celle de détection, et permet de tolérer l'utilisation de codes peu performants du point de vue de la synchronisation (notamment en présence de trajets multiples) mais plus intéressants pour la détection. En particulier, l'insertion d'un préfiltre exploitant la non-variation des délais des trajets adjacents (sur un bloc de données) peut apporter une solution à la poursuite de variations rapides de phase, qui ne souffre plus de problème de biais d'estimation. Une telle stratégie peut-être utilisée tant que le nombre de trajets reste faible. En perspective, la poursuite améliorée des phases peut-être aussi couplée à la poursuite des amplitudes des trajets. On peut ainsi réaliser l'estimation adaptative des paramètres du canal. On profite en effet du fait que le pré-filtre rend l'estimation relative à un trajet quasi indépendante vis à vis des autres trajets. Cette estimation des paramètres du canal peut aussi servir d'autres détecteurs plus sophistiqués que le Rake, du moment que ceux-ci ont une utilisation explicite des retards, phases (et amplitudes) des trajets. Notamment, nous avons explorés quelques-unes de ces perspectives dans [C9] avec l'estimation adaptative du canal, couplée à un récepteur linéaire multi-utilisateur proposé dans ma thèse.

#### 5.1.4 Autres en bref : détection de séquences pseudo-aléatoires (2012-2015)



FIGURE 5.15 – Générateur de séquence LFSR (représentation de Fibonacci)

J'évoque ici rapidement des contributions liées à une partie du travail de thèse de Mathieu des NOES, thèse qui vient d'être soutenue [Des Noes 2015]. Mathieu est un collègue du CEA-LETI avec qui je collabore depuis de nombreuses années, notamment depuis l'encadrement commun de la thèse de Youssef NASSER (soutenue en 2006). Il a obtenu en 2012 un dégagement de temps par son employeur pour réaliser une thèse en parallèle de son travail de chercheur sénior au CEA-LETI. Nous avons été heureux, Jean-Marc BROSSIER et moi-même d'être associé au suivi (plutôt que l'encadrement vu le contexte ...) de son travail pour le coté universitaire. Ces contributions ont commencé à être publiées, notamment depuis 2013 dans les conférences majeures en communications [C35, C36, C38, C42].

Ce travail s'intéresse à la problématique de la détection de la présence d'une séquence pseudoaléatoire (de mécanisme générateur connu) dans un signal reçu, ainsi que de l'estimation de son état initial. Cet état estimé peut permettre d'estimer quelle séquence a été émise parmi un ensemble possible. Il peut également être utilisé à des fins d'acquisition de synchronisation temporelle du récepteur si la séquence est complètement connue à l'émission. Ce genre de problématique, qui peut se formuler comme un problème de détection et de décodage conjoint, se pose dans de nombreuses applications. Dans les télécommunications cellulaires basés sur le CDMA (systèmes UMTS, CDMA2000, ...), on peut citer la recherche de cellule (généralement une séquence d'embrouillage particulière est associée à une cellule), ou l'identification de la séquence d'embrouillage d'un interférent puissant en vue de mettre en oeuvre la détection multi-utilisateur. Egalement, l'acquisition de séquences pseudo-aléatoires est une tâche fondamentale des systèmes de localisation (systèmes GPS et Galileo) qui sont basés sur l'évaluation de temps d'arrivée. On pourrait aussi citer le domaine de la cryptographie.

Les séquences pseudo-aléatoires sont très majoritairement construites à partir de registres à décalage rebouclés, d'où leur nom en anglais : Linear Feedback Shift Register sequence (LFSR). Comme montré sur la figure 5.15, on a r registres à décalage en série, et la sortie de chaque registre peut être rebouclée (selon poids 0 ou 1 des coefficients  $\{g_i, i = 1, ..., r\}$  du polynôme générateur g(x) de la séquence) pour être additionnée modulo 2 en entrée du premier registre. Les séquences LFSR possèdent de bonnes propriétés stochastiques si leur polynôme générateur est irréductible. Dans ce cas, la séquence binaire générée,  $c_{[k]}^{per}$  est périodique, et possède la période la plus grande possible,  $n = 2^r - 1$  chips, et on parle de m-séquence pour "séquence à longueur maximale". On cherche par ce mécanisme à générer une séquence ayant les propriétés proches d'un bruit blanc, avec en particulier une fonction d'autocorrélation proche d'un Dirac à temps discret, ce qui facilitera la synchronisation temporelle.

La méthode conventionnelle de synchronisation temporelle consiste à réaliser une corrélation entre le signal reçu et la séquence de référence générée localement, pour différents décalages possibles. La synchronisation est dite acquise si la corrélation dépasse un seuil prédéfini. Cette méthode est très efficace si la séquence est relativement courte. Mais dans le cas d'une séquence longue, cette méthode peut ne plus être directement applicable. On peut alors travailler sur des corrélations partielles, ce qui dégrade les performances et surtout augmente le temps de synchronisation. Mathieu a étudié des méthodes alternatives, s'appuyant sur les techniques de codage/décodage canal. L'idée principale est de regarder une m-séquence de longueur  $n = 2^r - 1$  comme un mot-code, associé à un mot d'information de longueur r bits. Le mot d'information (ou message à coder) est constitué des r bits chargés initialement dans les registres LFSR, et qui constituent l'état initial des registres de la m-séquence (registres par ailleurs cablés selon le polynôme générateur g(x) de degré r de la séquence). Plus précisément, on peut montrer que une m-séquence est un élément d'un code linéaire cyclique  $[n = 2^r - 1, k = r]$ (appelé code simplex) de très faible rendement  $k/n = \frac{r}{2^r-1}$ , et qui a pour polynôme de contrôle g(x)[MacWilliams 1981]. L'idée est donc d'appliquer des méthodes de décodage canal au mot-reçu, afin de déterminer l'état initial des registres. L'état des registres peut être interprété comme l'image du décalage temporel de la m-séquence reçue (problème de synchronisation/acquisition si on suppose connue la m-séquence émise), ou bien comme l'identifiant de la m-séquence reçue (problème d'identification de m-séquences si on suppose connus seulement le polynôme générateur, ainsi que la synchronisation temporelle).

Le principe développé pour le décodage des m-séquences est de créer une matrice de parité **H** et d'appliquer un algorithme de décodage par passage de messages sur le graphe de Tanner induit [Chugg 2005] (algorithme somme-produit, ou par passage de croyance, ou "belief progation" en anglais), permettant de retrouver l'état initial. Cette méthode a été notamment adaptée avec succès dans deux applications, la détection aveugle des codes d'embrouillages (construits à partir de 2 m-séquences) des liaisons montantes des systèmes WCDMA [C35] et CDMA2000 [C36]. Dans ces travaux, une étape de

pré-traitement permet d'abord d'éliminer la modulation des données en exploitant les caractéristiques connues de transmission de chaque système (mise en trame, méthode d'étalement, multiplexage des canaux), afin que le signal résultant ne dépende que du code d'embrouillage recherché (à un bruit résiduel près). On met alors en oeuvre les techniques de décodage itératif pour estimer l'état des registres des m-séquences utilisées pour générer ce code d'embrouillage, ce qui permet de l'identifier (identifiant sur 24 bits pour le système WCDMA). Par ailleurs, la manière de construire la matrice de parité **H**, afin qu'elle présente de bonnes propriétés vis à vis du décodage itératif (sélection des équations de parité, ... ), a été aussi étudiée pour les m-séquences dans [C38] et pour les séquences de Gold dans [C42]. Mathieu a apporté d'autres contributions théoriques dans sa thèse, liées aux probabilités de détection et de fausse alarme des mécanismes.

#### 5.1.5 Conclusion du thème 1

Les signaux de communications à spectre étalé issus des systèmes d'accès multiple à répartition par codes (CDMA) offrent des degrés de liberté supplémentaires par rapport aux systèmes travaillant à bande minimale. Nos contributions (davantage développées dans l'introduction de ce thème) ont surtout consisté à étendre des concepts utilisés en communication classiques pour les adapter aux spécificités des signaux large-bande. Dans le cadre de l'égalisation multi-utilisateur, nous avons notamment exploité la diversité de trajets apportée par la largeur de bande pour pouvoir annuler l'interférence multi-utilisateur à durée finie après un échantillonnage à pas irrégulier à l'intérieur d'une période symbole. Cela était une sorte d'extension du concept d'égaliseur fractionné introduit initialement pour annuler l'IES en communication mono-utilisateur classique. Dans le cadre de la synchronisation, c'est le concept de préfiltrage qui a été revisité. L'insertion de pré-filtres dans les boucles de synchronisation des estimateurs de retards ou de phases a permis d'améliorer les performances (minimiser la variance statique, ou diminuer le biais, ou améliorer la capacité en poursuite en cas de variation des paramètres) des estimateurs classiques (conçus initialement pour le cas mono-trajet mono-utilisateur).

On peut pointer des limitations à ces travaux, ou/et des décalages avec les recherches récentes en téléphonie mobile. Tout d'abord, au niveau applicatif, la limitation est évidente étant donné que nos algorithmes avaient été développés pour des schémas d'émission typique des systèmes de 3ème génération de téléphonie mobile, alors que les chercheurs des réseaux cellulaires préparent aujourd'hui la 5ème génération, basée sur des formes d'ondes et modèles très différents. Aussi au niveau du modèle, nos travaux sur l'égalisation / synchronisation n'ont pas considéré l'interférence entre les cellules (en dehors des travaux de thèse de Mathieu des Noes évoqués en dernier). Egalement, nous avons privilégié la simplicité d'algorithmes en ligne, qui sont mis à jour séquentiellement à la réception d'un nouveau symbole, alors que sont plutôt privilégiés aujourd'hui les traitements d'un bloc complet de symboles. Bref, nos travaux ne seront pas utiles pour les futurs réseaux cellulaires de téléphonie mobile, mais les concepts développés restent valables pour les communications à étalement de spectre CDMA.

Comme limitation plus intrinsèque de nos travaux, on peut certainement évoquer les restrictions d'utilisation au cas d'un canal avec un nombre de trajets limité (car on a souvent utilisé une branche de traitement par trajet) et aussi avec un nombre d'utilisateur et facteur d'étalement limités (car certains traitements incluent des inversions matricielles dépendant de ces dimensions). Enfin au niveau de l'analyse, les performances théoriques des estimateurs ou des détecteurs n'ont été obtenues que pour des paramètres de canal fixes ou déterministes.

### 5.2 Thème 2 : Techniques de transmission

#### 5.2.1 Introduction

Dans ce thème 2, intitulé "techniques de transmission", j'ai regroupé la partie de mes travaux qui propose de jouer aussi sur le schéma d'émission (en plus du schéma de réception correspondant), pour essayer de s'adapter au mieux à un type de canal donné, ou à un scénario de transmission donné. Ces travaux ne reposent pas sur un modèle unique, comme c'était le cas pour le thème 1 (où le schéma d'émission était conforme à la technique CDMA, avec par défaut les paramètres du mode TDD de l'UMTS), et les natures et contributions de ces travaux sont ainsi un peu plus disparates. Certaines contributions ont néanmoins pu bénéficier des savoir-faire que j'ai préalablement acquis au cours du thème 1 (CDMA et modulations linéaires multi-voie).

Nous avons vu que pour un canal physique donné, on pouvait, selon le schéma et les paramètres de transmission, être confronté au problème d'interférence (entre symboles, entre voies, ...) ou/et au problème d'évanouissements ("fading"). Le premier travail du thème 2 considère le scénario particulier du canal "flat fading" à variations lentes à l'échelle de la période symbole (point de fonctionnement Bm2 de la zone  $z_2$  de la figure 4.2). Ici, il n'y a pas de problème d'interférence lorsque l'on utilise le schéma de transmission standard, mais la performance résultante est alors très médiocre à cause de la forte probabilité d'évanouissements. Nous avons proposé et étudié un schéma introduisant de la diversité temporelle à l'émission sans perte de débit utile. Un tel schéma accepte une certaine forme possible d'interférence afin de réduire l'effet des évanouissements, ce qui permet globalement une amélioration significative des performances [R4][C6][T8]. Nous évoquerons ensuite plus brièvement d'autres travaux. Le travail de thèse de Youssef NASSER a considéré un schéma d'accès multiple qui était candidat (non retenu) pour la suite de l'UMTS, et qui combinait CDMA et OFDM avec des paramètres systèmes flexibles (permettant d'explorer différentes zones de la figure 4.2). Les performances théoriques de ce schéma ont été évaluées pour différents scénarios de canaux radio-mobiles, et notamment en présence d'erreurs de synchronisation [R6, R13][C10-C14]. Le travail de thèse de Yoann ROTH, démarré il y a un peu plus d'un an, s'intéresse à une autre problématique, celle de la transmission (pour l'instant au travers d'un canal BBAG) à très faible sensibilité (puissance utile à l'entrée du récepteur) et très faible énergie par bit. La contrainte n'est donc pas ici sur la bande passante ou l'efficacité spectrale, mais sur l'efficacité énergétique. Un schéma combinant modulations orthogonales et turbo-codage a été proposé et semble prometteur [C43]. Je citerais enfin de manière beaucoup plus anecdotique les travaux menés durant le post-doc de Alain KIBANGOU, cherchant à utiliser les modulations multi-porteuses dans le cadre d'un canal non pas radio, mais acoustique sous-marin (ASM) [C25][C28][C30].

#### 5.2.2 Technique de diversité de transmission D2SD (2003-2005)

Ce travail a été mené avec M. Ali KHALIGHI, ancien collègue ayant aussi réalisé sa thèse sous la direction de Geneviève JOURDAIN, à peu près à la même période que la mienne [Khalighi 2002a]. Cette collaboration informelle de période post-thèses nous avait permis de mettre en commun nos savoir-faire respectifs pour proposer un schéma de transmission permettant de réduire l'effet d'un canal "flat fading" lorsque nous ne disposons que d'une antenne à l'émission et à la réception. Cette technique, appelée D2SD (Delayed two-Streams Division), est une technique de transformation des symboles à l'émission, permettant d'obtenir une diversité temporelle d'ordre 2. Elle a d'abord fait l'objet de la présentation dans une conférence [C6] en juin 2003, puis de la publication dans la revue *Elsevier Signal Processing* jointe en annexe [R4], et d'un rapport technique un peu plus complet [T8]. Avant de résumer l'idée, la

performance et le positionnement de la technique D2SD, nous rappelons brièvement la problématique de la transmission au travers d'un canal "flat fading" et la nécessité d'introduire de la diversité.

Problématique de la transmission sous un canal "flat fading" : Dans ce scénario, un schéma de transmission standard amène à un modèle d'observation sans interférence au temps discret  $n.T_b$ , de type  $r[n] = \alpha[n] \cdot a[n] + \eta[n]$ , où a[n] est le symbole d'information (à 2 états équiprobables  $\in$  $\{-1;+1\}$ ), et  $\eta[n]$  est le bruit modélisé par une variable aléatoire de loi Complexe Gaussienne, notée  $\mathcal{CN}\left(0; \ \sigma_{\eta}^{2} = \frac{N_{0}}{T_{b}}\right)$ . Pour une amplitude complexe du canal  $\alpha[n]$  connue et fixée (et ainsi une énergie par bit fixée à  $E_{b} = \frac{1}{2} \cdot |\alpha|^{2}$ ), la décision par signe après correction de phase,  $\hat{a}[n] = \operatorname{sgn}\{r[n] \times \alpha[n]^{*}\}$ , amène à la probabilité d'erreur du canal Gaussien pour des symboles binaires antipodaux,  $Pe = \mathcal{Q}\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}}\right)$ , où la fonction  $\mathcal{Q}(.)$  est le complément à 1 de la fonction de répartition de la loi normale centrée réduite. La probabilité d'erreur du canal BBAG "sans fading" est ainsi une fonction quasiment exponentiellement décroissante avec le rapport  $\frac{E_b}{N_0}$ , du moins lorsque  $\frac{E_b}{N_0} \gg 1$ . Mais pour le canal "flat fading", l'amplitude complexe du canal varie au cours du temps. A l'instant  $n, \alpha[n]$  est modélisé (pour un canal de Rayleigh) par une variable aléatoire complexe Gaussienne circulaire  $\alpha[n] \sim \mathcal{CN}(0; \sigma_{\alpha}^2)$ . Il s'en suit qu'à la réception, l'énergie par bit  $E_b$  ou la puissance instantanée  $P_x = E_b/T_b$  varient au cours du temps, et sont modélisés, à 1 instant donné, par des variables aléatoires qui suivent une loi du Chi2 à deux degrés de liberté, qui correspond à la loi exponentielle. Une telle loi implique que la valeur la plus probable de la puissance instantanée est zéro (position du maximum de la loi exponentielle), et donc que la probabilité d'un évanouissement "profond" (puissance instantanée proche de zéro) est non négligeable. ce qui va avoir un impact très dommageable sur les performances de la transmission. Si on regarde les choses en moyenne (en moyennant donc selon la loi de  $E_b$ , Chi2 à 2 degrés de liberté, de moyenne  $\overline{E_b} = E\{E_b\}$ ), les performances de probabilité d'erreur moyenne  $\overline{Pe} = E\{Pe\} = E\{Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}}\right)\}$  peuvent s'exprimer en fonction du rapport (moyen)  $\frac{\overline{E_b}}{N_0}$  par [Proakis 1995] :

$$\overline{Pe} = \frac{1}{2} \cdot \left( 1 - \sqrt{\frac{\overline{E_b}}{N_0}} \right) \approx \frac{1}{4} \cdot \left( \frac{\overline{E_b}}{N_0} \right)^{-1} \quad \text{pour} \quad \frac{\overline{E_b}}{N_0} \gg 1.$$
(5.17)

La probabilité d'erreur du canal flat "fading" a donc une décroissance asymptotique avec le rapport  $E_b/N_0$  moyen qui est très lente (décroissance inverse) comparativement au cas du canal Gaussien (décroissance quasi exponentielle). Notamment, pour une probabilité d'erreur (moyenne) cible de  $10^{-4}$ , la pénalité en  $E_b/N_0$  (moyen) est de l'ordre de 25 dB. Ce canal "flat fading" permet donc une transmission sans interférence avec un schéma standard, mais avec de très mauvaises performances comparées à celles obtenues avec un canal mono-trajet "sans fading".

Motivation, principe et performances de la technique D2SD : Comme pour toute technique de diversité, l'idée est de pouvoir disposer à la réception de plusieurs observations indépendantes de la même information. Cela permet de parvenir à un canal équivalent, après traitement préalable à la réception, qui moyenne la loi de la puissance instantanée normalisée du canal de départ (loi du Chi2 à 2 degrés de libertés de moyenne 1 et variance 1) pour réduire sa dispersion et ainsi la probabilité des évanouissements profonds (typiquement selon la loi du Chi 2 à  $2 \times L$  degrés de liberté pour une diversité d'ordre L, de moyenne 1 et variance 1/L). Le plus grand gain pouvant être obtenu lors du passage de L = 1 à L = 2 branches de diversité, nous avons mené l'étude pour le cas L = 2. Ali connaissait bien les schémas de diversité à base d'antennes multiples (Multiple Input Multiple Output, MIMO), objet de sa thèse. Spatialement, on peut obtenir une diversité d'ordre 2 en réceptionnant le

signal émis sur 2 antennes ("Single Input Multiple Output") suffisamment espacées, ou bien encore en utilisant 2 antennes à l'émission combinées à un codage spatio-temporel (technique d'Alamouti).

Cependant, lorsque l'on ne dispose pas de source de diversité spatiale (une seule antenne à l'émission et une seule antenne à la réception), on peut chercher à exploiter la diversité temporelle. La manière la plus simple serait de répéter le même symbole d'information  $a \ge 2$  instants suffisamment espacées vis à vis du temps de cohérence du canal. Mais en réservant deux instants temporels pour un même symbole unique, il y a une perte d'un facteur 2 en efficacité spectrale (bit/s/Hz). Cette perte d'efficacité spectrale peut-être évitée si on est prêt à accepter une certaine dose d'interférence. Une première étude menée par Ali [Khalighi 2002b] avait consisté à introduire artificiellement de la dispersion temporelle (ou sélectivité fréquentielle) sur le train de symboles émis, par la convolution avec un canal artificiel connu introduit au niveau de l'émetteur. Le récepteur devait alors égaliser le signal reçu pour réduire l'IES artificiellement introduite dès l'émission. L'idée derrière cela était finalement de reconnaitre que pour certains scénarios, l'"interférence est à préférer aux évanouissements" en terme de pénalité induite (Cf conclusion de la partie II de ma thèse [M1]). Cependant la technique mono-voie proposée par Ali se frottait aux problèmes habituels de réalisation des égaliseurs synchrones (horizon infini, ...). Tous ces problèmes pouvaient être évités en travaillant sur 2 voies au lieu d'une (avec alors potentiellement de l'interférence entre voies se substituant à l'interférence entre symboles successifs), à l'image de la technique CDMA à Q=2 chips, ou encore à l'image d'un égaliseur fractionné qui disposerait de 2 échelles de temps pour mener une égalisation à horizon fini (Cf section 5.1.2.1). Voila les ingrédients qui nous ont amené à construire la technique D2SD.

La technique "delayed two-streams division" (D2SD) opère une transformation par pré-codage des symboles à l'émission, permettant d'obtenir une diversité temporelle d'ordre 2. Dans cette technique, 2 symboles binaires de la source  $a_1$  et  $a_2$  (à valeurs dans  $\{-1; +1\}$ ) sont transformés de manière orthogonale en 2 éléments :

$$b^+ = a_1 + \mu a_2$$
 et  $b^- = \mu a_1 - a_2$ 

Chaque élément est une combinaison linéaire des 2 symboles initiaux, et a ainsi 4 états possibles. Le coefficient  $\mu$  est un coefficient réel de mélange compris entre 0 (pas de mélange) et 1 (on transmet dans ce cas la somme des symboles de départ dans  $b^+$ , puis la différence dans  $b^-$ , avec des éléments transmis à seulement 3 états). Notons que pour  $\mu = 0.5$ , les éléments sont à 4 états équidistants. Les éléments  $b^+$  et  $b^-$  sont ensuite transmis au travers du canal "flat fading", en insérant un délai connu entre les 2 éléments (suffisamment grand devant le temps de cohérence), qui devra être compensé à la réception. Le schéma de la transmission est donné en figure 5.16, et une représentation polyphase équivalente peut être trouvée en Fig.3 de l'article annexé [R4].

Les deux observations sont ainsi :

$$r^{+} = \alpha^{+}(a_{1} + \mu a_{2}) + n^{+}$$
(5.18)

$$r^{-} = \alpha^{-}(\mu . a_1 - a_2) + n^{-} \tag{5.19}$$

où  $\alpha^+$ ,  $n^+$  sont respectivement le gain complexe du canal et le bruit pour l'élément reçu r+ (notation similaires pour  $r^-$ ). Quelques cas particuliers permettent de voir rapidement l'intérêt du précodage. Si  $\alpha^+ = \alpha^-$  (gains équilibrés), le simple filtre adapté aux codes permet de retrouver sans interférence les symboles de départ. Si  $\alpha^+ \neq 0$  et  $\alpha^- = 0$  (gains déséquilibrés, avec un évanouissement total), les 2 symboles binaires de départ peuvent encore être décodés sans interférence, car la variable survivante  $b^+$  est à 4 états. Et pour les cas intermédiaires les plus fréquents, la matrice de mélange incluant le canal (permettant de passer de  $[a_1, a_2]^T$  à  $[r^+, r^-]^T$ ) n'est plus orthogonale. La réception se fait alors en présence d'interférence. Le décodage des symboles peut se faire avec la structure très simple du détecteur à Maximum de Vraisemblance que nous avons dérivée, et qui est présentée figure 5.17. Nous



FIGURE 5.16 – Schéma synoptique de la transmission D2SD.



FIGURE 5.17 – Schéma synoptique du détecteur à Maximum de Vraisemblance.



FIGURE 5.18 – Probabilité d'erreur moyenne sous un canal de Rayleigh pour la technique D2SD (bornes minimum et maximum), la technique standard (SISO), et la technique SIMO à 2 antennes en réception.

avons aussi dérivé des bornes de performance en probabilité d'erreur pour tous les cas particuliers du rapport  $\alpha^+/\alpha^-$ , comme détaillé dans [R4] et [T8]. Ces formules ont ensuite été étendues aux cas des canaux aléatoires (Rayleigh et Rice). Par exemple pour le cas du canal de Rayleigh (où  $\alpha^+$  et  $\alpha^-$  sont des variables aléatoires complexes Gaussiennes centrées circulaires indépendantes et de même variance), nous avons pu exprimer une borne supérieure assez précise de la probabilité d'erreur moyenne en fonction de la valeur de  $\mu$  et du rapport (moyen)  $\frac{\overline{E_b}}{N_0}$ . Sa valeur asymptotique est donnée par :

$$\overline{Pe} \approx \frac{1}{4} \cdot (\mu^{-2} + (1 - \mu^2)^{-2})(1 + \mu^2)^2 \cdot \left(\frac{\overline{E_b}}{N_0}\right)^{-2} \quad \text{pour } \frac{\overline{E_b}}{N_0} \gg 1.$$
(5.20)

La variation de  $\overline{Pe}$  avec  $\mu$  est représentée Fig.6 de l'article annexé [R4]. La valeur optimale du coefficient de mélange est autour de  $\mu = 0.55$  pour un canal de Rayleigh (et  $\mu$  doit être réglé à une valeur supérieure pour le cas du canal de Rice, où les variables  $\alpha^+$  et  $\alpha^-$  ont une valeur moyenne non nulle). Cette formule de probabilité d'erreur moyenne témoigne bien d'une diversité d'ordre L = 2 (pente -L dans une échelle dB/Log). La figure 5.18 confirme que la technique D2SD présente une évolution (pente) de performance avec  $\frac{\overline{E_b}}{N_0}$  qui est similaire à celle de la technique SIMO à L=2 antennes en réception (avec un recul d'environ 3,5 dB due à la présence de l'interférence entre voies), et montre également l'amélioration significative par rapport au schéma standard sans diversité (qui a une pente -1 en échelle dB/Log).

Positionnement de la technique D2SD par rapport à la littérature : la technique D2SD est une technique de précodage qui peut-être interprétée comme une technique CDMA à K = 2 voies avec des codes orthogonaux à Q = 2 éléments non binaires, en insérant un délai entre les 2 *chips* du signal étalé (les 2 codes sont respectivement  $[1, +\mu]$  et  $[\mu, -1]$ ). Elle peut être aussi vue comme un cas particulier (à dimension 2) des techniques dites à "constellations tournées" ou à diversité de modulation introduites par Boutros et Viterbo [Boutros 1998] pour lutter contre le "fading" (ou encore par [Rainish 1996]). N'ayant pas eu connaissance de ces travaux antérieurs (avant que des "reviewers" ne nous les signalent ...), notre étude indépendante a permis d'apporter quelques éléments nouveaux pour le cas L=2 : récepteur optimal spécifique au lieu du récepteur sphérique universel, formules analytiques de performances pour le canal de Rice, en plus du canal de Rayleigh, et études de cas.

En conclusion, la technique D2SD permet la transmission au travers d'un canal "flat fading" avec de meilleures performances à rapport  $E_b/N_0$  donné comparativement au schéma standard. Elle permet de réduire l'effet d'évanouissement en introduisant une diversité temporelle d'ordre 2, avec seulement une faible complexité rajouté au système, et sans perte d'efficacité spectrale.

#### 5.2.3 Autres contributions en bref

#### 5.2.3.1 Schémas d'accès multiple OFDM-CDMA (2003-2008)

J'évoque ici rapidement les contributions liées au travail de thèse de Youssef Nasser [Nasser 2006], dont les contributions majeures ont été publiées dans les journaux [R6, R13]. La thèse de Youssef, soutenue le 04 Octobre 2006, s'est déroulée au CEA-LETI, sous l'encadrement de Mathieu des NOES, et nous avions assuré avec Geneviève JOURDAIN le suivi universitaire. Dans le cadre des études en vue de la 4ème génération des systèmes de téléphonie radio-mobile, les systèmes "OFDM-CDMA" qui combinent à la fois un accès multiple par précodage à l'aide de codes binaires (couche CDMA) et la technique multi-porteuse (couche OFDM), étaient alors de sérieux candidats. Ces systèmes, présentés en 2002 par Persson et Ottosson [Persson 2002] comme extension et généralisation des travaux initiaux de Linnartz en 1993 sur la technique MC-CDMA (pour Multi-Carrier-CDMA [Yee 1993]), consistent à faire conjointement de l'étalement temporel et fréquentiel. Cela peut permettre de gagner de la diversité tout en maitrisant le bruit des utilisateurs interférents et en profitant surtout de la simplicité de mise en oeuvre des techniques multi-porteuses sous les canaux sélectifs en fréquence.



(a) synoptique du schéma E/R

(b) principe de l'étalement dans le plan 2D

FIGURE 5.19 – Principe de l'accès multiple OFDM-CDMA.

Différentes stratégies de combinaison sont possibles. Comme montré sur la figure 5.19, les symboles de données de chaque utilisateur sont d'abord étalés par un code de taille  $N_c$  chips propre à chaque utilisateur, puis les chips des différents utilisateurs sont ajoutés terme à terme (accès multiple). Les  $N_c$  chips additionnés sont alors réparties sur un plan temps-fréquence de taille  $N_T \times N_F$  où  $N_F$  représente la taille de l'étalement fréquentiel et  $N_T$  la taille de l'étalement temporel<sup>6</sup>. Puis le processus est réitéré aux sous-bandes voisines à partir des symboles étalés suivants jusqu'à occupation de toute la bande, soit N sous-porteuses, où N est multiple de  $N_F$ . L'ensemble des N chips d'une colonne de la représentation temps-fréquence est alors transmis vers le domaine temporel via la Transformée de Fourier Discrète Inverse (TFDI), avec ajout d'un intervalle de garde pour former un symbole OFDM. puis le processus est réitéré pour l'envoi des colonnes suivantes. Ce système "OFDM-CDMA" généralise deux cas particuliers préalablement connus. D'une part, pour  $N_T=1$ , le système correspond en effet au MC-CDMA, qui utilise le code pour faire de l'étalement de spectre, amenant ainsi la diversité de fréquence manquante au schéma OFDM (tout comme le système concurrent Coded-OFDM). D'autre part, pour  $N_F=1$ , le système est équivalent à la technique "Multi Carrier Direct Sequence CDMA" (MC-DS-CDMA) qui utilise le code pour réaliser de l'étalement temporel avant la couche multi-porteuse. Ce schéma n'amène pas de diversité fréquentielle, mais il peut amener de la diversité temporelle et s'avérer plus robuste vis à vis du bruit d'accès multiple. La généralisation de l'étalement aux 2 dimensions, temporelle et fréquentielle, offrait une flexibilité pour l'accès multiple, et un degré de liberté supplémentaire pour l'optimisation des performances en fonction de la position du mobile dans la cellule ou des divers scénarios (type de canal, vitesse du mobile, taille de la constellation, rendement du codage, charge du système, ...).

Il est bien connu que les systèmes à base de porteuses multiples sont sensibles aux imperfections de synchronisation. Une contribution majeure de la thèse a été de mener une étude théorique sur la modélisation et la dégradation des performances liées aux erreurs de synchronisation des systèmes OFDM-CDMA en liaison descendante, dont la synthèse a été publiée dans la revue [R6]. Plus particu-

<sup>6.</sup> Un paquet de  $N_T$  chips est d'abord alloué sur une fréquence, puis une deuxième sur la fréquence voisine, et ainsi de suite jusqu'à ce qu'on ait  $N_F$  paquets de  $N_T$  chips chacun.

lièrement, des formules de performances en Rapport Signal à Interférence plus Bruit (RSIB) en sortie du détecteur ont été établies en tenant compte de l'orthogonalité entre les codes d'étalement pour divers défauts en présence : erreur de synchronisation de la fenêtre temporelle (fenêtre FFT) [C10], offset de fréquence porteuse [C12], et offset de fréquence d'horloge [C11]. Pour des systèmes a étalement suffisamment large (facteur de l'ordre de 32), les performances obtenues sont quasi indépendantes des codes utilisés, et ont été obtenues à l'aide des outils asymptotiques de la théorie des matrices aléatoires. Les sensibilités au bruit de phase des oscillateurs [C13] et à l'étalement Doppler [C14] ont aussi été étudiées. Une autre contribution de Youssef publiée dans la revue [R13] a été d'évaluer les performances de ces systèmes en terme du Probabilité d'Erreur Binaire (Pe) en sortie du décodeur en faisant le lien entre le RSIB en sortie du détecteur et la Pe en sortie du décodeur.

Ce travail a permis de tirer des limites tolérables sur les imperfections de synchronisation des systèmes "OFDM-CDMA". Même si ces systèmes n'ont finalement pas été retenus par les instances de standardisation, cela a été l'occasion de manipuler les outils liés aux modèles de pollution que l'on retrouve dans la plupart des systèmes à base de porteuses multiples.

#### 5.2.3.2 Communication à très faibles puissance transmise et énergie par bit (2014-2015)

Ce travail, beaucoup plus récent, a démarré avec la thèse de Yoann ROTH, en juin 2015, et a déjà été présenté à la conférence internationale SPAWC'2015 [C43] et au Gretsi [N12]. La thèse de Yoann se déroule au CEA-LETI, sous l'encadrement de Jean-Baptise DORE et Vincent BERG, et j'assure l'encadrement universitaire. Dans le contexte des communications dites Machine-to-Machine (M2M) et de l'Internet des Objets, une des problématiques concerne la définition d'une nouvelle couche physique robuste et fonctionnelle qui soit à longue portée et basse consommation au niveau d'un terminal. Les scénarios envisagés sont en revanche très bas débits (réseau à très grand nombre de noeuds émettant chacun de façon sporadique), ce qui peut amener à relâcher un peu la contrainte d'efficacité spectrale de tels systèmes, en comparaison aux systèmes sans fils à haut débit. On a ainsi défini un schéma de transmission robuste à faible puissance transmise et faible énergie par bit, avec une émetteur simple au niveau d'un terminal, et en déportant la complexité au niveau du récepteur sur la station de base.

Problématique de la transmission à faible sensibilité ou/et faible énergie par bit : la sensibilité d'un récepteur représente la puissance utile minimale d'entrée  $P_{min}$  pour atteindre une performance donnée, c'est à dire une Probabilité d'erreur cible maximum après décodage. Baisser le niveau de sensibilité d'un récepteur permet d'augmenter la portée. Etant donné que  $P_{min} = E_{b min}.D_{b}$  [où  $E_{b min}$  est l'énergie par bit minimale avec la technique de transmission utilisée pour garantir la performance visée, et  $D_{b}$  est le débit binaire], la première manière évidente de baisser le niveau de sensibilité est de travailler à très bas débit. Mais il est également possible d'élaborer des techniques de transmission capables de travailler de manière intrinsèque à plus bas niveau de  $E_{b min}$ , à des niveaux proches des bornes minimales de la théorie de l'information.

Les solutions industrielles longue portée / basse consommation actuelles travaillent à très bas débits (par exemple une centaine de bit/sec). Les solutions les plus courantes atteignent de faibles niveaux de sensibilité soit en travaillant avec des bandes très étroites (une centaine de Hz pour le système SigFox), soit en utilisant la technique de répétition avec des bandes plus larges (une ou quelques centaines de kHz). Partant d'une technique de modulation primaire à M états (et donc d'un dictionnaire à Msignaux), la répétition au niveau de l'émission par un facteur  $\lambda$  de chacun des M signaux permet, pour une même performance de décodage en présence de BBAG, de diminuer le rapport signal à bruit (SNR) requis en entrée du récepteur d'un facteur  $\lambda$  (grâce au gain de traitement d'un facteur  $\lambda$  obtenue sur le SNR après moyennage d'un facteur  $\lambda$  en tête de réception). Ainsi pour une performance donnée, si on note SNR<sub>1</sub> le SNR d'entrée requis pour la technique primaire (ou sans étalement,  $\lambda = 1$ ), le SNR d'entrée requis en utilisant un facteur d'étalement (noté SNR<sub> $\lambda$ </sub>) peut être diminué selon :

$$SNR_{\lambda} = \frac{SNR_1}{\lambda}.$$
 (5.21)

Cependant, si la technique de répétition permet bien une diminution du SNR requis, elle ne permet aucune diminution en terme d'énergie dépensée par bit,  $E_b$ , c'est à dire en terme de rapport  $E_b/N_0$ requis à l'entrée du récepteur (à DSP mono-latérale de bruit,  $N_0$  fixée). Si la technique primaire est une modulation linéaire (symboles d'alphabet M-aire mise en forme par une unique forme d'onde), la technique de répétition revient d'ailleurs simplement à changer la forme d'onde initiale (par la forme d'onde étalée), tout comme en CDMA, or les performances en probabilité d'erreur Pe vs  $E_b/N_0$  d'une modulation linéaire dépendent seulement de l'alphabet des symboles, et non de la forme d'onde (pour un canal BBAG sans interférence après filtre adapté). Plus généralement, le rapport  $E_b/N_0$  et le SNR mesurés en entrée du récepteur sont reliés par :

$$\frac{E_b}{N_0} = \frac{\mathrm{SNR}}{\eta},\tag{5.22}$$

où  $\eta$  est l'efficacité spectrale normalisée, en bit/s/Hz. Du moment qu'un facteur d'étalement est utilisé,  $\eta$  est divisé par  $\lambda$ , et ainsi  $\eta_{\lambda} = \eta_1/\lambda$ , où  $\eta_1$  (resp.  $\eta_{\lambda}$ ) est l'efficacité spectrale de la technique primaire (resp. utilisant la répétition par  $\lambda$ ). Les équations eq. (5.21) et (5.22) montrent que le gain en SNR obtenu avec un facteur d'étalement est transparent en terme de  $E_b/N_0$ . La technique de répétition, bien que souvent considérée en contexte M2M, ne permet donc pas de réduire l'énergie par bit  $E_b$ , et donc la puissance transmise  $P = E_b \times D_b$  pour un débit d'information  $D_b$  fixé. Autrement dit, la réduction de puissance par les techniques de répétition ne peut se faire que si le débit d'information binaire  $D_b$  est réduit d'autant.

Pour mesurer correctement l'efficacité énergétique d'un schéma de transmission, il faut le confronter aux valeurs limites qui découlent du théorème de la capacité d'un canal BBAG énoncées par Claude SHANNON. La capacité limite de Shannon [Shannon 1948] est le débit maximum d'information permettant l'existence d'une transmission fiable (probabilité d'erreur arbitrairement faible), pour un certain SNR et une certaine bande passante B. La limite peut se reformuler en terme d'efficacité spectrale maximum permise, ou en terme de  $E_b/N_0$  minimum requis, selon :

$$\eta \leq \log_2\left(1 + \text{SNR}\right) \quad \Leftrightarrow \quad \frac{E_b}{N_0} \geq \frac{2^{\eta} - 1}{\eta}.$$
 (5.23)

La figure 5.20 montre cette limite. Elle positionne aussi les performances  $(E_b/N_0$  requis pour Pe =  $10^{-5}$ ) de divers systèmes : modulations linéaires de type Phase-Shift-Keying à M états (M-PSK), modulation Binary-PSK (M=2) combinée à un facteur d'étalement, et modulation orthogonale *M*-aire. Cette figure rappelle et illustre que [Proakis 1995] :

- l'augmentation de l'efficacité énergétique vers la limite minimum atteignable  $(E_b/N_0$  minimum de ln2, soit -1.6 dB) n'est possible qu'au prix d'une efficacité spectrale modeste ( $\eta << 1$  bit/s/Hz).
- pour une modulation linéaire, augmenter M (M-PSK pour M=2, 4, 8, ...) permet d'améliorer l'efficacité spectrale, mais diminue l'efficacité énergétique.
- − la technique de répétition, comme déja discuté, ne permet pas de se rapprocher de la limite de Shannon en  $E_b/N_0$  (écart ≈ 11 dB pour des efficacités spectrales très faibles).
- en revanche pour une modulation non linéaire à dictionnaire orthogonal, augmenter la taille d'alphabet M diminue l'efficacité spectrale mais permet d'améliorer l'efficacité énergétique et de se rapprocher de la limite de Shannon . En effet, la probabilité d'erreur par symbole d'une telle modulation est bornée supérieurement par  $P_M < 2 \exp\left(-\log_2(M)\left(\sqrt{\frac{E_b}{N_0}} - \sqrt{\ln(2)}\right)^2\right)$  pour  $\ln(2) \leq \frac{E_b}{N_0} \leq 4 \ln(2)$ , et tend ainsi vers zéro lorsque M augmente à l'infini, tant que  $\frac{E_b}{N_0} \geq \ln(2)$ .



FIGURE 5.20 – Efficacité spectrale vs  $E_b/N_0$ , pour différentes modulations et Pe =  $10^{-5}$  [C43].

Principe du schéma de transmission "Turbo-FSK" proposé : Nous venons de rappeler que les modulations orthogonales d'ordre M élevé sont de bons candidats pour les communications bas débit contraintes en énergie. Efficace énergétiquement, elles peuvent même atteindre la limite théorique de la capacité, énoncée par Claude Shannon, pour une taille d'alphabet M infini, et donc des périodes de forme d'onde  $\frac{\log_2(M)}{D_b}$  infinies (mais avec alors une efficacité spectrale  $\eta$  qui tendrait vers zéro). Ceci n'étant pas réalisable, ni souhaitable en terme de bande passante, une alternative connue pour améliorer l'efficacité énergétique de la transmission est le codage canal, et l'utilisation du principe turbo pour le décodage.



FIGURE 5.21 – Synoptique du schéma d'émission-réception du modem Turbo-FSK.

Le schéma nommé "Turbo-FSK" proposé durant la thèse de Yoann et détaillé dans [C43], combine à la fois l'utilisation des modulations orthogonales (de type Frequency-Shift-Keying, FSK) et le traitement de type "Turbo" pour se rapprocher de la limite de Shannon avec une taille raisonnable d'alphabet. Coté émission, il peut être vu comme un schéma de modulation codée, qui remplace le schéma traditionnel "codage binaire puis modulation" par une opération conjointe. Il s'appuie sur le principe du modem Turbo-Hadamard proposé dans [Ping 2003], en remplaçant les mot-codes binaires orthogonaux de Hadamard par des formes d'ondes orthogonales de type FSK (exponentielles complexes de fréquences multiples de  $1/T_s$  sur une durée symbole  $T_s$ ).

Le schéma de l'émetteur turbo-FSK est résumé figure 5.21(a). Il travaille par blocs de  $P \times r$  bits d'information, et le codeur est composé d'un schéma de codage à concaténation parallèle à K étages,

chaque étage traitant une version entrelacée différente des bits d'information de départ. Sur chacun des étages, les bits sont découpées par mots de r bits d'information, pour lesquels 1 bit de redondance est d'abord ajouté (codage différentiel entre les parités des mots actuel et précédent, qui permet de lier l'information entre les différents mots). Dans la version de base du modem (plusieurs variantes ont ensuite été déclinées), chacun des mots de r + 1 bits est associé à 1 mot-code FSK de  $M = 2^{r+1}$  échantillons, et l'ensemble des KP mot-codes FSK d'un bloc sont émis successivement (un par un). L'efficacité spectrale de la version de base est ainsi  $\eta = r/(K \times 2^{r+1})$  bit/s/Hz.

Le récepteur (sur la station de base), schématisé sur la figure 5.21(b), procède à un turbo-décodage spécifique aux formes d'ondes FSK. Il peut se formuler à l'aide d'une tête de réception basée sur la Transformée de Fourier Discrète (ou sa version rapide FFT comme dans un récepteur OFDM), suivie par un décodeur itératif détaillé dans [C43].



FIGURE 5.22 – Efficacité spectrale en fonction de  $\frac{E_b}{N_0}$  pour Pe = 10<sup>-5</sup>, avec des blocs de taille  $N = P \times r \simeq 1024$  pour différents paramètres (K et r) du modem FSK.

En plus d'être orthogonale, la modulation de fréquence FSK est un choix intéressant du fait de son enveloppe constante, de sa robustesse aux canaux sélectifs en fréquence, de la simplicité du modulateur et du démodulateur. La modulation FSK a d'ailleurs été utilisée dans la littérature dans un schéma de codage particulier, la Bit-Interleaved-Coded-Modulation avec décodage itératif (BICMID), où les étapes de codage canal puis de modulation sont séparées, contrairement à notre schéma. Le schéma proposé "Turbo-FSK" est finalement une sorte de modulation codée, émettant avec redondance des formes d'onde FSK, qui seront interprétées à la réception comme des mot-codes. Les résultats de simulations comparés à des modulations connues utilisant un facteur d'étalement, ou encore au schéma BICMID, démontrent qu'un gain significatif est obtenu même avec des petites tailles de blocs de l'ordre de  $P \times r = 1000$  bits, comme montré sur la figure 5.22.

En conclusion, nous avons un schéma de transmission robuste à très faible énergie par bit et faible complexité à l'émission (la complexité étant déportée au niveau du récepteur), tout en travaillant avec de petites tailles de blocs comparées aux schémas turbo usuels.

#### 5.2.3.3 Communication ASM basée sur l'OFDM (2008-2010)

Je cite ici un travail auquel j'ai participé de manière anecdotique et qui ne concernait pas les communications radio mais les communications Acoustique-Sous-Marine (ASM). Il a été mené principalement au cours du post-doctorat de Alain KIBANGOU (devenu depuis un collègue du Gipsa-lab), et du stage M2R de Moctar Mossi IDRISSA (http://www.gipsa-lab.grenoble-inp.fr/projet/connect/reports.php), encadrés par mon collègue Cyrille SICLET et moi-même.

Partant de la bibliographie, nous avions mené une petite étude, assez indépendante du reste du projet CONNECT, concernant l'utilisation des modulations multi-porteuse en milieu sous-marin, et en particulier pour la communication "horizontale" de moyenne portée (200 m à quelques kms) entre 2 engins sous-marins. La transmission sur un tel canal peut s'avérer très difficile à cause des effets combinés de la non validité de l'hypothèse bande-étroite (le rapport  $\frac{f_0}{B}$  entre la porteuse acoustique et la bande peut être seulement de l'ordre de l'unité, avec par exemple  $f_0 = 10$  kHz), l'étalement important des délais ( $\Delta \tau$  peut durer jusque une centaine de msec), une forte variation du canal à l'échelle de la durée des échos à cause de la mobilité des engins. Par exemple, pour une vitesse maximale des engins de  $v_m = 3$  m/sec, le temps de cohérence  $T_{coh}$  peut être de l'ordre de 50 msec ( $\approx \frac{c}{f_0 v_m}$ , avec la célérité du son dans l'eau c = 1500 m/sec). Le canal ne peut donc pas être ici considéré comme "underspread", contrairement à nos hypothèses générales ayant menées à la représentation de la figure 4.2 (*i.e.* hypothèse  $\Delta \tau \ll T_{coh}$  n'est pas valable ici). Contrairement aux hypothèses courantes en Radio-Fréquence, il est alors nécessaire de considérer le phénomène de compression/dilatation associé à l'effet Doppler, au lieu de considérer seulement le décalage de fréquence en milieu de bande (ici les écarts de fréquence Doppler  $f_d = f \cdot \frac{v_m}{c}$  sont importants entre les fréquences f extrêmes de la bande B  $(f_d \in [10\text{Hz}; 30\text{Hz}] \text{ pour } f \in [5\text{kHz}; 15\text{kHz}] \text{ par exemple}).$ 

Ces études ont supposé des modèles déterministes de variations du canal (variation linéaire des retards, selon  $\tau_l(t) = \tau_l - a.t$ ). Des estimateurs des paramètres déterministes du canal, en particulier du paramètre de dilatation/compression Doppler (paramètre a), ont été étudiés. Durant son post-doc, Alain a considéré différentes structures de trames (nature et place des signaux pilotes, ...) en vue de faciliter l'estimation du canal ASM, et permettre une meilleure détection des données [C25][C28][C30].

#### 5.2.4 Conclusion du thème 2

Ce thème 2 regroupait des travaux un peu disparates mais proposant tous de jouer sur le schéma d'émission (en plus du schéma de réception correspondant), pour essayer de s'adapter au mieux à une problématique de transmission donné (évanouissements lents et plats en fréquence, accès multiple, puissance utile limitée à la réception, canaux non "underspread" à Doppler déterministes, ...). Nos contributions ont permis de compléter quelque peu des travaux de la littérature concernant des formules de performances des détecteurs (la probabilité d'erreur moyenne d'un schéma à diversité temporelle d'ordre 2, le RSIB des systèmes OFDM-CDMA et sa sensibilité aux erreurs de synchronisation, ...). Le sujet en cours concernant les transmissions à haute efficacité énergétique (c'est à dire à faible  $E_b/N_0$ , en sacrifiant un peu l'efficacité spectrale) est bien sûr d'actualité, et devra être poursuivi pour mieux situer le modem Turbo-FSK par rapport à d'autres schémas itératifs existants, et mieux préciser sa faisabilité (notamment concernant la synchronisation à très faible RSB).

Voila terminé ce chapitre consacré à l'étalement de spectre et autres schémas de transmissions. Les études théoriques portaient finalement surtout sur les performances de détection des récepteurs. Les performances d'estimation ayant été cantonnées à l'estimation de paramètres de synchronisation (phases / retards) supposés fixes ou déterministes. La suite des travaux sera au contraire consacrée à l'estimation dynamique, en considérant qu'au moins une partie des paramètres à estimer présente des variations aléatoires.

# Estimation dynamique Bayésienne de paramètres d'un canal aléatoire

#### Sommaire

	ction au c	hapitre	
.1 Th	ème 3 : E	stimateurs pour canaux dynamiques et bornes Bayesiennes 82	
6.1.1	Sous-thème 3a : Estimation de canal radio-mobile rapide en modulation multi-		
	porteuse $(2005-2010)$		
6.1.2	Sous-the	Sous-thème 3b : Estimation dynamique non-linéaire ou conjointe $(2009-2015)$	
	6.1.2.1	Estimation conjointe d'offset de fréquence et de canal radio-mobile rapide en OFDM (2010-2012)	
	6.1.2.2	Estimation non-linéaire de retard, phase, fréquence pour récepteur frac- tionné de signaux (type satellite) à fort excès de bande (2007-2011) 92	
	6.1.2.3	Estimation conjointe de temps d'arrivée et de gain d'un canal radio-mobile GSM en modulation à phase continue (2008-2010)	
	6.1.2.4	Estimation adaptative avec référence bruit pour la soustraction d'auto- interférence dans un terminal multi-standard (2012-2015)	
6.1.3	Conclus	ion du thème 3	
.2 Th	ème 4 : F	Performances asymptotiques et liens entre boucles de poursuite	
$\mathbf{et}$	filtres de	Kalman pour l'estimation des amplitudes complexes du canal 99	
6.2.1	Introduction au thème 4 et modèles		
	6.2.1.1	Introduction et synthèse des contributions	
	6.2.1.2	Modèle d'observation et objectifs	
6.2.2	Sous-the	Sous-thème 4a : Boucles de poursuite des amplitudes complexes "CATL" (2009-2015)10	
	6.2.2.1	Structure de la CATL (cas multi-trajet multi-porteuse)	
	6.2.2.2	Formules approchées de performance et de réglage des CATLs 10	
6.2.3	Sous-the	Sous-thème 4b : Performances asymptotiques de filtres de Kalman pour l'estimation	
6.2.3	des amplitudes complexes (2011-2015)		
6.2.3	des amp	blitudes complexes $(2011-2015)$	
6.2.3	des amp 6.2.3.1	blitudes complexes (2011-2015)	
6.2.3	des amp 6.2.3.1 6.2.3.2	blitudes complexes (2011-2015)	

## Introduction au chapitre

Ce chapitre est consacrée à l'estimation dynamique de paramètres du canal de communication. On prend ainsi en compte la variation temporelle de certains paramètres, qui sont le plus souvent l'amplitude complexe des trajets du canal, ou seulement la phase, c'est à dire l'argument de l'amplitude complexe. La variation temporelle des paramètres est modélisée par des séquences de variables aléatoires stationnaires de densité de probabilité et de fonction de corrélation données. Le thème 3 présentera nos contributions au problème d'estimation pour les modèles les plus complexes que nous avons traités (incluant distorsion temporelle, non linéarité, estimation conjointe de paramètres, ...). Ces contributions concerneront le plus souvent la modélisation du problème, la proposition d'estimateurs et la confrontation de leurs performances (obtenues le plus souvent par simulation ici) par rapport aux bornes minimales Bayésiennes que nous avons dérivées. Le thème 4 se focalisera sur un problème d'estimation plus simple, celui de la poursuite de l'amplitude complexe (ou des amplitudes complexes des composantes multi-trajets) d'un canal de communication lent, pour lequel nous avons proposé des estimateurs, et établi les formules analytiques des performances asymptotiques.

En estimation Bayésienne, au moins un des paramètres à estimer est supposé aléatoire. Les bornes minimales de performance qui nous ont servi de référence pour juger de la qualité des estimateurs sont les Bornes de Cramer-Rao Bayésiennes, BCRB ([Vilà Valls 2010][Hijazi 2008]). Ces bornes généralisent pour le cas de paramètres aléatoires les bornes de Cramer-Rao standards établies pour le cas de paramètres déterministes. La suite du paragraphe d'introduction illustre le concept de bornes Bayésiennes avec l'exemple simple d'estimation d'une amplitude complexe aléatoire  $\alpha_k$  observée en présence d'un bruit blanc Gaussien complexe centré  $w_k$ , de variance  $\sigma_w^2$ . On suppose qu'à l'instant k on dispose de l'observation courante

$$y_k = \alpha_k + w_k$$

ainsi que des observations passées. Le vecteur d'observation est ainsi  $\mathbf{y} = [y_1, y_2, ..., y_k]^T$ . On peut considérer deux cas d'estimation :

- estimation en-ligne : on construit un estimateur  $\hat{\alpha}_k$  du paramètre  $\alpha_k$  à l'instant courant k à partir des observations courante et passées, contenues dans **y**,
- estimation hors ligne (ou par bloc) : on attend la réception de tout le bloc **y** pour estimer le bloc de paramètres  $\boldsymbol{\alpha} = [\alpha_1, \alpha_2, ..., \alpha_k]^T$  par le vecteur  $\hat{\boldsymbol{\alpha}} = [\hat{\alpha}_1, \hat{\alpha}_2, ..., \hat{\alpha}_k]^T$ .

Van Trees [Van Trees 1968] a montré que l'EQM<sup>1</sup> de tout estimateur  $\alpha$  admettait une borne minimale, selon l'inégalité<sup>2</sup> matricielle suivante :

$$\mathbf{E}_{\mathbf{y},\boldsymbol{\alpha}}\left[(\hat{\boldsymbol{\alpha}}-\boldsymbol{\alpha})(\hat{\boldsymbol{\alpha}}-\boldsymbol{\alpha})^{H}\right] \geq \mathbf{B}\mathbf{C}\mathbf{R}\mathbf{B}, \quad \text{avec} \quad \mathbf{B}\mathbf{C}\mathbf{R}\mathbf{B}=\mathbf{B}^{-1}$$
(6.1)

où 
$$\mathbf{B} = \mathrm{E}_{\boldsymbol{\alpha}}[\mathbf{F}(\boldsymbol{\alpha})] + \mathrm{E}_{\boldsymbol{\alpha}}[-\Delta_{\boldsymbol{\alpha}}^{\boldsymbol{\alpha}}\ln(p(\boldsymbol{\alpha}))],$$
 (6.2)

avec 
$$\mathbf{F}(\boldsymbol{\alpha}) = \mathrm{E}_{\mathbf{y}|\boldsymbol{\alpha}} \left[ -\Delta_{\boldsymbol{\alpha}}^{\boldsymbol{\alpha}} \ln(p(\mathbf{y}|\boldsymbol{\alpha})) \right].$$

La BCRB est l'inverse de la Matrice Bayesienne d'Information, notée ici **B**, qui contient deux termes, calculés en moyennant selon la loi du paramètre  $\alpha$ .

Le premier terme de **B** est obtenu à partir de la Matrice d'Information de Fisher standard **F**, calculée à partir de la dérivée seconde<sup>3</sup> de la vraisemblance de l'observation vis à vis des paramètres à estimer (densité de probabilité conditionnelle de **y** sachant  $\boldsymbol{\alpha}$ , notée  $p(\mathbf{y}|\boldsymbol{\alpha})$ ). Ce premier terme peut être interprété comme l'information moyenne fournie par les observations **y**.

<sup>1.</sup> L'EQM minimale est ainsi donnée par la trace de la matrice **BCRB** pour le cas "hors ligne", et par le dernier (k-ème) élément de sa diagonale pour le cas en ligne.

<sup>2.</sup> l'inégalité matricielle  $\mathbf{X} \geq \mathbf{Y}$  est interprétée dans le sens que  $\mathbf{X} - \mathbf{Y}$  est une matrice semi-définie positive.

<sup>3.</sup>  $\Delta_{\mathbf{y}}^{\mathbf{x}}$  est l'opérateur de dérivée partielle du second ordre, *i.e.* sa composante en ligne k et colonne m est donnée par  $\left[\Delta_{\mathbf{y}}^{\mathbf{x}}\right]_{k,m} = \frac{\partial^2}{\partial [\mathbf{y}]_k^* \partial [\mathbf{x}]_m}$ 

Le deuxième terme de **B**, quand à lui, ne dépend que de la densité de probabilité à priori du paramètre aléatoire à estimer, notée  $p(\alpha)$ . Ce deuxième terme peut s'interpréter comme l'information moyenne fournie par la connaissance à priori des amplitudes complexes  $\alpha$  (loi et corrélation temporelle). Nous rappelons que la Borne de Cramér-Rao standard (c'est à dire non Bayésienne) est directement l'inverse de la Matrice d'Information de Fisher **F**, *i.e.*, qu'elle n'utilise pas l'information à priori.

Pour le problème donné en exemple, si on suppose que le vecteur d'amplitudes complexes  $\boldsymbol{\alpha}$  est un vecteur Gaussien complexe centré corrélé, de matrice de corrélation  $\mathbf{R}_{\boldsymbol{\alpha}} = \mathbf{E}\{\boldsymbol{\alpha}.\boldsymbol{\alpha}^{H}\}$ , les premier et deuxième termes de la matrice Bayésienne d'information **B** sont donnés par :

$$\mathbf{E}_{\boldsymbol{\alpha}}[\mathbf{F}(\boldsymbol{\alpha})] = \frac{1}{\sigma_w^2} \mathbf{I}_k \quad \text{et} \quad \mathbf{E}_{\boldsymbol{\alpha}}[-\Delta_{\boldsymbol{\alpha}}^{\boldsymbol{\alpha}} \ln(p(\boldsymbol{\alpha}))] = \mathbf{R}_{\boldsymbol{\alpha}}^{-1}$$

où  $\mathbf{I}_k$  est la matrice d'identité de taille k. La matrice de BCRB est ainsi :

$$\mathbf{BCRB} = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma_w^2} \cdot \mathbf{I}_k & + & \mathbf{R}_{\alpha}^{-1} \end{bmatrix}^{-1}$$

On pourra ainsi en déduire la borne minimale en EQM des estimateurs à partir de la matrice de corrélation  $\mathbf{R}_{\alpha}$ . Dans le pire cas où les amplitudes complexes seraient indépendantes d'un instant à l'autre ( $\mathbf{R}_{\alpha} = \sigma_{\alpha}^2 \cdot \mathbf{I}_k$ ), la borne minimale en EQM serait alors  $\sigma_w^2 \cdot (1 - \frac{\sigma_w^2}{\sigma_w^2 + \sigma_\alpha^2})$ , soit de l'ordre de la variance du bruit d'observation  $\sigma_w^2$  dans le cas de fort rapport signal à bruit ( $\sigma_{\alpha}^2 \gg \sigma_w^2$ ). Mais la borne minimale sera généralement bien inférieure, en raison des propriétés de corrélation des amplitudes complexes. Comme nous le verrons (voir par exemple section 6.2.1.2), nous supposerons le plus souvent que  $\mathbf{R}_{\alpha}$  est construite à partir de la fonction de Bessel (dans le modèle de Jakes ou environnement 2D), ou à partir d'un sinus cardinal (dans le modèle d'environnement 3D).

# 6.1 Thème 3 : Estimateurs pour canaux dynamiques et bornes Bayesiennes

# 6.1.1 Sous-thème 3a : Estimation de canal radio-mobile rapide en modulation multi-porteuse (2005-2010)

Ce premier sous-thème, d'estimation de canal rapide et réduction d'interférence en modulation multi-porteuse OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplex), a été abordé à l'occasion de la thèse de Hussein HIJAZI [Hijazi 2008] soutenue le 25 Novembre 2008 (co-encadrement avec Geneviève JOURDAIN, décédée en fin de première année). La thèse était axée sur l'étude d'algorithmes de réception en voie descendante OFDM, avec la problématique de forte mobilité. Dans cette problématique, les récepteurs standards sont parfois inopérants à cause de l'effet Doppler combiné au phénomène de trajets multiples (canal à variation rapide à l'échelle d'un temps symbole OFDM, point de fonctionnement Bm3 dans la zone  $z_3$  de la figure 4.2). De nombreuses contributions ont été publiées sur les algorithmes d'estimation de canal et compensation (revues [R8], [R10], ainsi que [R11] jointe en annexe, et conférences [C15-C17], [C20]), ainsi que sur les bornes d'estimation (revues [R7], [R9] et conférences [C19], [C22]). Nous allons à la suite préciser un peu mieux la problématique ainsi que nos contributions.

Problématique de la transmission en modulation OFDM sous un canal rapide La modulation à base de porteuses orthogonales OFDM connaît un attrait considérable depuis quelques années, et a fait son apparition dans la plupart des nouveaux standards de radio-communication (WIFI, WI-MAX, 4G, ...) ou de radio-diffusion (TNT, DVB-H, ...). Un de ses gros atouts est qu'elle permet de transformer un canal sélectif en fréquence en de multiple canaux plats en fréquence en parallèle, du moins tant que le canal à trajets multiples a des variations temporelles négligeables à l'intérieur d'un symbole OFDM de durée T (dans cette partie le temps symbole  $T_s$  est ainsi noté T, comme dans les articles associés). En effet, l'utilisation de la base orthogonale des fonctions exponentielles et du préfixe cyclique permet de préserver l'orthogonalité au travers d'un canal à trajets multiples statique. En revanche, la modulation OFDM est à priori moins robuste dans un scénario de communication à grande mobilité, où l'effet Doppler (vitesse élevée du récepteur ou/et fréquence porteuse élevée) joue un rôle important. Si le canal a des variations non négligeables sur la durée T des sous-porteuses, l'orthogonalité entre les sous-porteuses est brisée par le canal, ce qui génère de l'Interférence Entre Voies (IEV), appelées ici Interférence Entre Porteuses IEP, ou ICI en anglais, pour Inter-Carrier-Interference (formules de puissance d'ICI exprimées dans [Hijazi 2008], ch. I).



FIGURE 6.1 – Distribution de la puissance d'une sous-porteuse sur les différentes sous-porteuses voisines à la réception (canal de Rayleigh à spectre de Jakes) [Hijazi 2008]

Le caractère variable du canal peut être mesuré par le produit  $f_d.T$  appelé étalement Doppler normalisé. Plus ce produit est grand, plus le canal varie rapidement durant un symbole. On considère en général la puissance d'ICI négligeable tant que  $f_dT \leq 10^{-2}$ . En revanche, un canal ayant  $f_dT \geq 0.1$ sera considérée comme très rapide (à l'échelle du temps symbole OFDM, T), avec une ICI conséquente, comme le montre la figure 6.1. Dans de tels scénarios, l'ICI dégrade fortement les performances d'un récepteur classique, ou même le rend inopérant. La problématique de la forte mobilité en OFDM est ainsi un enjeu important, les récepteurs OFDM standards ne fonctionnant pas au dela d'une certaine vitesse, à cause de l'effet Doppler combiné au phénomène de trajets multiples. Des discussions en début de thèse avec des industriels R&D du domaine (comme Olivier ISSON, à l'époque chez ST-Micro-electronics) nous avaient en particulier motivé à contribuer à la résolution de ce problème, afin de repousser les limites de vitesse de fonctionnement des récepteurs OFDM.

Démarche d'estimation et modèle : Notre démarche a consisté tout d'abord à estimer directement les paramètres variables du *canal physique*, au lieu d'estimer le canal à temps discret équivalent, ou sa fonction de transfert en fréquence, comme dans les méthodes conventionnelles. Les paramètres du canal physique sont les retards de propagation et les gains complexes du canal à trajet multiples. Comme déjà mentionné dans la section 5.1.3.2 (voir la note de bas de page), étant donné la fréquence porteuse élevée comparée au débit symbole, on pourra avoir des retards quasi fixes à l'échelle d'un temps symbole (en raison du ratio très faible entre vitesse du mobile  $v_m$  et célérité de l'onde c), mais des gains complexes des trajets ayant des variations non négligeables (en particulier des variations de phases) pour des vitesses élevées du mobile. Nous ne nous sommes ainsi quasiment pas intéressés à l'estimation des retards, qui peut théoriquement être menée à bien pour l'ensemble d'un "slot" de communication sans trop de problème<sup>4</sup> (si ce n'est la complexité calculatoire en cas d'utilisation d'algorithmes à haute résolution). Nous nous sommes plutôt intéressés à l'estimation des variations temporelles des gains complexes à l'intérieur d'un symbole OFDM, en supposant les délais fixes et bien estimés. Cette démarche revient à poursuivre directement les paramètres variables, plutôt qu'une fonction de ces paramètres. C'est d'ailleurs la démarche que l'on retrouve dans quasiment toutes les méthodes d'estimation de canal présentées dans ce document de HDR<sup>5</sup>.

Les équations d'observation (en sortie de la TFD du récepteur OFDM), pour un système OFDM comprenant N sous-porteuses et un préfixe cyclique de longueur  $N_g$  au travers d'un canal à L trajets de délais  $\tau_l$  supposés fixes et connus, sont données par (6.3) :

$$\mathbf{y}_{(n)} = \mathbf{H}_{(n)} \mathbf{x}_{(n)} + \mathbf{w}_{(n)}$$

$$\left[\mathbf{H}_{(n)}\right]_{k,m} = \frac{1}{N} \sum_{l=1}^{L} \left[ e^{-j2\pi (\frac{m-1}{N} - \frac{1}{2})\frac{\tau_l}{T_c}} \sum_{q=0}^{N-1} \alpha_l^n (qT_c) e^{j2\pi \frac{m-k}{N}q} \right]$$
(6.3)

où  $\mathbf{x}_{(n)}$  est le *n*-ème symbole OFDM à transmettre (vecteur comprenant N symboles QAM élémentaires),  $\mathbf{y}_{(n)}$  est le *n*-ème symbole OFDM reçu,  $\mathbf{w}_{(n)}$  est le bruit blanc complexe Gaussien centré de matrice de covariance  $\sigma^2 \mathbf{I}_N$ , et  $\mathbf{H}_{(n)}$  est la matrice du canal durant le *n*-ème symbole OFDM. La matrice serait diagonale si les gains complexes des différents trajets étaient constants durant le temps symbole OFDM [soit  $\alpha_l^n(qT_c) = \alpha_l^n$ ,  $\forall q = -N_g, ..., N-1$ , où  $T_c = T/(N + N_g)$  est le pas échantillon]

<sup>4.</sup> L'estimation des retards peut être obtenue avec une précision suffisante par l'algorithme "Maximum Description Length" estimant le nombre de trajets, puis par l'algorithme "ESPRIT" estimant les positions des trajets, comme montré dans [R8])

<sup>5.</sup> Un certain nombre de méthodes développées au départ pour l'estimation des paramètres du canal physique ont ensuite été adaptées pour estimer le canal discret équivalent ou la fonction de transfert (par exemple [R14]-sections II.A, [C26]-section II.A et V, [R21]-Appendix A), mais elles ne seront pas présentées dans ce document.

et représenterait la fonction de transfert du canal aux fréquences des différentes sous-porteuses (comme dans la section 6.2.1.2 du thème 4). Dans le cas contraire de variation rapide, la diagonale de la matrice ne donne que la moyenne temporelle de la fonction de transfert évaluée sur le symbole courant, et la présence d'éléments non diagonaux va amener de l'ICI. Il convient ainsi d'estimer les variations temporelles des gains complexes à l'intérieur du temps symbole OFDM,  $\alpha_l^n(qT_c)$ ,  $\forall q = -N_g, ..., N - 1$ , afin de pouvoir reconstruire la matrice du canal en vue de supprimer l'ICI. Dans cette étude, nous avons supposé de plus que chacun des gains complexes des différents trajets suivait à priori le modèle de Rayleigh à spectre de Jakes.

Modélisation polynomiale des variations, et Bornes : Durant chaque symbole OFDM nous devons estimer (à partir de N observations) un nombre relativement large d'échantillons de gains complexes, égal à  $L \times v$  (où  $v = N + N_g$ , et L est le nombre de trajets). Nous avons proposé un modèle plus compact de représentation de ces échantillons à seulement  $L \times N_c$  paramètres, où  $N_c \ll v$ . Ce modèle est basé sur *l'approximation polynomiale des variations temporelles des gains complexes de Rayleigh-Jakes* à l'intérieur d'un symbole OFDM (ou durant plusieurs symboles). Ainsi, les échantillons  $\alpha_l^{(n)}(qT_c)$  du gain complexe aux instants  $q \in [-N_g, N-1]$ , et la forme vectorielle associée  $\alpha_l^{(n)} = [\alpha_l^{(n)}(-N_gT_c), ..., \alpha_l^{(n)}((N-1)T_c)]^T$  s'expriment à l'aide d'un polynôme, à une erreur additive de modélisation près :

$$\begin{aligned}
\alpha_{l}^{(n)}(qT_{c}) &= \sum_{d=0}^{N_{c}-1} c_{d,l}^{(n)} q^{d} + \xi_{l}^{(n)}[q], \\
\alpha_{l}^{(n)} &= \alpha_{\mathbf{pol}_{l}}^{(n)} + \xi_{l}^{(n)} \quad \text{avec} \quad \alpha_{\mathbf{pol}_{l}}^{(n)} = \mathbf{Q}^{T} \mathbf{c}_{l}^{(n)}.
\end{aligned} \tag{6.4}$$

Le vecteur  $\mathbf{c}_{l}^{(n)} = [c_{1,l}^{(n)}, ..., c_{N_{c},l}^{(n)}]^{T}$  regroupe les  $N_{c}$  coefficients d'un polynome de degré  $N_{c}-1$ , le vecteur  $\boldsymbol{\xi}_{l}^{(n)} = \boldsymbol{\alpha}_{l}^{(n)} - \boldsymbol{\alpha}_{\mathbf{pol}_{l}}^{(n)} = \left[\boldsymbol{\xi}_{l}^{(n)}[-N_{g}], ..., \boldsymbol{\xi}_{l}^{(n)}[N-1]\right]^{T}$  représente l'erreur du modèle, et  $\mathbf{Q}$  est une matrice de passage entre les coefficients et la représentation temporelle du polynôme, dont les  $N_{c} \times v$  éléments sont  $[\mathbf{Q}]_{k,m} = (m - N_{g} - 1)^{(k-1)}$ .

En considérant le polynôme issu de la régression linéaire (coefficients  $\mathbf{c}_l^{(n)} = (\mathbf{Q}\mathbf{Q}^T)^{-1} \mathbf{Q}.\boldsymbol{\alpha}_l^{(n)})$  et la fonction de corrélation du processus de Jakes (matrice  $\mathbf{R}_{\boldsymbol{\alpha}_l}^{(p)} = \mathrm{E}\{\boldsymbol{\alpha}_l^{(n)}\boldsymbol{\alpha}_l^{(n-p)H}\}$  à  $v \times v$  éléments donnés par  $\left[\mathbf{R}_{\boldsymbol{\alpha}_l}^{(p)}\right]_{k,m} = \sigma_{\boldsymbol{\alpha}_l}^2 J_0[2\pi f_d T(k-m+pv)]$ ), nous avons exprimé l'erreur quadratique moyenne de l'approximation. On a pu conclure en [R7] que pour des vitesses très élevées telles que  $f_d T \leq 0.5$ , l'EQM de l'approximation polynomiale était négligeable ( $< 4.10^{-7}$ ) avec  $N_c = 5$  coefficients, comme montré sur la figure 6.2. Et pour des étalements Doppler plus modérés tels que  $f_d T \leq 0.1$ , des polynômes à seulement  $N_c = 2$  ou 3 coefficients peuvent être suffisants selon la précision recherchée, comme illustré sur la figure 6.3.

Cette étude sur l'approximation polynomiale a été utile pour donner des indicateurs nouveaux sur la caractérisation du processus de Rayleigh-Jakes et pour la mise en place d'algorithmes (en particulier le troisième proposé dans la thèse de Hussein [Hijazi 2008][R11], qui consiste à poursuivre seulement les coefficients des polynômes). Mais nous avons aussi exploité l'approximation polynomiale pour mener un premier calcul approché des Bornes de Cramer Rao Bayésienne (BCRB) de l'estimation des gains complexes d'un canal de Rayleigh-Jakes en OFDM à délais connus, sous la contrainte d'utilisation de l'approximation polynomiale [R9][C22]. Cette première formule approchée donnait ainsi une borne pour les algorithmes utilisant l'approximation polynomiale, mais elle s'est révélée quasiment correspondre à la BCRB exacte sans contrainte polynomiale, obtenue quelques années plus tard ([R17]-sections IV, cas particulier sans CFO). Les Bornes ont été données pour différents cas : symboles connues totalement



FIGURE 6.2 – EQM de l'approximation polynomiale (canal à puissance unitaire à L = 6 trajets,  $v = 144, N = 128, N_g = 16$ ) [R7]



FIGURE 6.3 – Exemple de variation temporelle d'un gain complexe et de son approximation polynomiale pour  $f_d T = 0.1$ , et  $N_c = 2$  (haut) ou  $N_c = 3$  coefficients (bas), durant 12T.

(DA pour "Data-Aided") ou partiellement (pilotes), ou symboles inconnus (NDA pour "Non Data-Aided"). Nous avions aussi considéré préalablement dans [R7][C19] le scénario plus simple d'un canal lent (sans variation à l'intérieur d'un symbole OFDM, modélisation polynomiale alors non nécessaire). Des exemples de BCRB approchées issues de [R9] sont présentées figure 6.4. La figure de gauche montre comment l'exploitation des observations passées (ou futures) peut améliorer l'estimation sur le symbole courant. La figure de droite, qui représente la BCRB approchée pour un canal très rapide ( $f_dT = 0.5$ ) en fonction du nombre de coefficients de l'approximation polynomiale, montre que l'utilisation de  $N_c = 5$  coefficients n'est utile qu'à fort RSB, et que  $N_c = 3$  coefficients sont suffisants avec un RSB < 15 dB.



FIGURE 6.4 – Borne de Cramer-Rao Bayesienne (modifiée, contexte NDA, 4-QAM) [R9] : - à gauche : en fonction du nombre d'observations K pour RSB = 10 dB,  $f_dT = 0.1$  et  $N_c = 2$ , - à droite : en fonction de  $N_c$  pour  $f_dT = 0.5$ .

**Principe des trois algorithmes proposés :** Pour pallier au problème de l'interférence entre sousporteuses lié à la forte mobilité, les méthodes de compensation proposées dans la thèse de Hussein consistent globalement en :

- l'estimation du canal à variation rapide (variations à l'intérieur d'un symbole OFDM),
- la reconstruction et l'annulation des termes d'interférence (égalisation).
- un processus itératif entre les deux tâches précédentes (la première estimation n'utilisant généralement que les symboles des sous-porteuses pilotes, alors que les estimations suivantes peuvent utiliser aussi les symboles décidées relatifs aux sous-porteuses de données).



FIGURE 6.5 – Diagramme général des algorithmes itératifs d' "estimation de canal" et "Suppression d'interférence" pour  $f_d T \leq 0.1$  [R10][R8].



FIGURE 6.6 – Détail du bloc d' "estimation de canal" pour le deuxième algorithme [R8].

Tout d'abord, dans le cas d'un canal modérément rapide (i.e.  $f_d T < 0.1$ ), les deux algorithmes proposés ont la même structure générale présentée figure 6.5. Ils peuvent être vus comme des extensions d'algorithmes paramétriques de la littérature [Yang 2001] qui délivrent une valeur par période symbole du gain complexe de chaque trajet, à partir de la connaissance des délais, et de symboles pilotes régulièrement espacés en fréquence. Cette valeur estimée (par un estimateur LS, pour "Least Square") correspond dans notre scénario d'évolution, à la valeur temporelle moyenne. A partir de cette première étape d'estimation des valeurs moyennes des gains complexes durant chaque symbole (pas T), nos deux algorithmes délivrent une estimation des variations temporelles avec un pas beaucoup plus fin (pas échantillon  $T_c = \frac{T}{n}$ ) par interpolation, comme schématisé sur la figure 6.6 (concerne l'algorithme 2). Le premier algorithme [R10][C15, C16] utilise le fait que la valeur moyenne d'un processus de Rayleigh-Jakes sur une durée T est extrêmement proche de la valeur centrale en T/2 pour des vitesses modérées, comme montré théoriquement dans [R10]. Ainsi, une interpolation passe-bas classique de ces valeurs moyennes dans le domaine temporel délivre les variations des gains complexes au pas échantillon. La matrice globale du "canal équivalent" (incluant les coefficients d'IEP) peut ainsi être formée, puis les symboles de données sont détectés grâce à un égaliseur à Suppression Successive d'Interférence (SSI). Un processus itératif entre l' "estimation de la matrice du canal" et la "détection SSI" permet d'améliorer les deux opérations.

Afin de diminuer la complexité du premier algorithme avec quasiment les mêmes performances, un deuxième algorithme [R8][C17] remplace l'interpolation passe-bas classique par une interpolation polynomiale d'ordre  $N_c$  (pour un bloc de  $N_c$  symboles OFDM). Pour les vitesses considérées, les coefficients des polynômes peuvent en effet être obtenus avec une qualité suffisante à partir seulement de l'observation des *valeurs moyennes* des gains complexes sur chaque symbole, comme montré dans l'article [R8] (Cf Fig. 1). L'approximation polynomiale (ici par bloc) facilite l'interpolation et les manipulations sur la matrice du canal.

Lorsque le canal présente de plus fortes variations temporelles (*i.e.*  $0.1 < f_d.T < 0.5$ ), un troisième algorithme a été proposé (article [R11] annexé, [C20]). En cas de forte variation temporelle à l'échelle d'un symbole, il n'est en effet plus forcément pertinent de réaliser l'estimation globale seulement à partir des moyennes estimées. Nous avons alors cherché à faire l'estimation dans le cadre du filtre de Kalman. Pour cela, nous avions besoin d'un modèle dynamique au moins approché des processus de Rayleigh-Jakes. Il a été construit à partir d'un modèle auto-régressif (AR) combiné à l'approximation polynomiale (équation 6.4).

L'approximation polynomiale permet d'une part de modéliser les variations temporelles des gains complexes à l'intérieur d'un symbole, et de re-écrire le modèle d'observation (6.3) pour le n-ème symbole OFDM comme une fonction linéaire (au bruit additif près) des coefficients :

$$\mathbf{y}_{(n)} = \mathcal{K}_{(n)} \mathbf{c}_{(n)} + \boldsymbol{\epsilon}_{(n)} + \mathbf{w}_{(n)}$$
(6.5)

où  $\mathbf{c}_{(n)} = [\mathbf{c}_1^{(n)T}, ..., \mathbf{c}_L^{(n)T}]^T$  contient les coefficients des polynômes de tous les *L* trajets, et  $\mathcal{K}_{(n)}$  est une matrice qui dépend des symboles et des retards des trajets. Le vecteur  $\boldsymbol{\epsilon}_{(n)}$  contient les termes d'erreurs du à l'approximation polynomiale, et sera négligé dans l'algorithme.

D'autre part, l'évolution dynamique des coefficients des polynômes  $\mathbf{c}_l^{(n)}$  d'un symbole OFDM à l'autre a été approchée par des processus AR d'ordre p (des ordres de 1 à 5 ont été testés) :

$$\tilde{\mathbf{c}}_{l}^{(n)} = -\sum_{i=1}^{p} \mathbf{A}_{l}^{(i)} \tilde{\mathbf{c}}_{l}^{(n-i)} + \mathbf{u}_{l}^{(n)}$$
(6.6)

où les matrices  $\mathbf{A}_{l}^{(1)}, ..., \mathbf{A}_{l}^{(p)}$  et  $\mathbf{U}_{l}$  (covariance du vecteur de bruit d'état complexe Gaussien  $\mathbf{u}_{l}^{(n)}$ ), de taille  $N_{c} \times N_{c}$ , sont les paramètres du modèle AR, obtenus par la résolution des équations de Yule-Walker.

La suppression d'interférence a été faite avec un égaliseur utilisant la décomposition QR de la matrice du canal estimée (Q est une matrice orthogonale, et R est une matrice triangulaire supérieure). Le processus itératif entre estimation de canal et détection des symboles est opéré à chaque nouveau temps symbole OFDM. Un exemple du résultat de l'estimation de canal est donné figure 6.7. On a au final, pour des scénarios à vitesse très élevées, un récepteur fonctionnel et une amélioration significative des performances d'estimation de canal et de détection des symboles, comparé aux algorithmes précédents, comme montré sur la figure 6.8.



FIGURE 6.7 – Exemple d'estimation d'un gain complexe (2ème trajet) par filtre de Kalman au cours de 10 symboles OFDM ( $f_d.T = 0.3$ ,  $N_c = 3$ , RSB = 20 dB,  $\nu = 144$ ) [Hijazi 2008].



FIGURE 6.8 – Performances de l'algorithme de Kalman / détection QR ( $N_c = 3$ ,  $f_dT = 0.3$ , taux pilotes = 1/4, AR d'ordre p = 1) : en terme d'EQM (gauche) avec pour référence la borne BCRB, et en terme de TEB (droite) avec pour référence la performance avec canal connu [Hijazi 2008].

**Conclusion et perspectives du sous-thème 3a :** Les travaux de thèse de Hussein ont contribué à la problématique de forte mobilité en OFDM, par l'étude de l'approximation polynomiale du processus de Rayleigh-Jakes, des bornes de performances sur l'estimation paramétrique des gains du canal sous un modèle à priori Rayleigh-Jakes à retards connus, et la proposition de 3 méthodes d'estimation de canal et suppression d'interférence. Les premières méthodes sont relativement simples mais ne sont adaptées que pour des variation modérées (interpolation linéaire ou polynomiale des valeurs moyennes des paramètres estimés sur chaque symbole OFDM, appliquées par bloc de symboles OFDM). La dernière méthode proposée, plus complexe, est plus adéquate aux très fortes variations de canal (modélisation polynomiale des variations des paramètres, modélisation Auto-Régressive des coefficients des polynômes, filtrage de Kalman au rythme symbole OFDM, couplé à un égaliseur QR). Hussein a
obtenu le prix de thèse de Grenoble-INP pour ces travaux, et les algorithmes basés sur l'estimation polynomiale (algorithmes 2 [R8] et 3 [R11]) ont été relativement bien cités dans la littérature. Dans les perspectives à court terme de ce travail, les algorithmes d'estimation de canal ont été étendus pour traiter conjointement la synchronisation de porteuse, comme cela sera discuté brièvement dans la souspartie 3b du même thème.

Par ailleurs, quelques points autour de ce travail m'ont à la fois moins satisfait et motivé à changer un peu de direction : la complexité et le formalisme des algorithmes sont relativement lourds, les formules de performance ou le réglage des algorithmes ne sont pas facilement interprétables car ils ne font pas apparaitre de manière simple les paramètres physiques en jeu (fréquence Doppler, distribution de retards, RSB). L'étude s'est bien attachée à donner des formes analytiques, mais à base de produit de grosses matrices blocs au travers desquelles se cachent les paramètres physiques. Aussi, l'idée d'estimer la pente ou la courbure du processus évolutif de Ravleigh-Jakes devait pouvoir se faire de manière plus simple que celle utilisée ici (un modèle AR-p pour chaque coefficient polynomial), à l'image de ce qui se fait dans les boucles de phase (en jouant simplement sur l'ordre des boucles). Une partie de la lourdeur vient de la problématique de forte mobilité (présence d'ICI, ...). Aussi, j'ai eu envie d'étudier, déjà dans le cas plus simple de mobilité réduite (qui concerne tout de même la majorité des systèmes ...), si on pouvait arriver à des estimateurs plus simples mais tout aussi proches (voir plus proches) des bornes minimales, et surtout à des formules de performances plus interprétables et exploitables. Ce sont toutes ces raisons qui m'ont amenées à m'intéresser au 4-ème et dernier thème de ce mémoire (étude des performances asymptotiques des boucles de poursuite et des algorithmes de Kalman, pour les canaux à vitesses modérées). Mais avant cela sera abordé rapidement le deuxième sous-thème du thème actuel.

# 6.1.2 Sous-thème 3b : Estimation dynamique non-linéaire ou conjointe (2009-2015)

Dans ce sous-thème, on s'est particulièrement intéressé au problème d'estimation d'un processus dynamique (comme les gains complexes ou le bruit de phase d'un canal à variations temporelles aléatoires) conjointement à l'estimation d'un autre paramètre (ou d'un jeu de paramètres) supposé constant sur le bloc de traitement. Dans nos études, cela a concerné essentiellement les tâches conjointes d'estimation de canal (dynamique) et de synchronisation. Le ou les paramètres constants sont des paramètres de synchronisation tels que le résidu de fréquence porteuse ou CFO (Carrier Frequency Offset), ou le temps d'arrivée/offset temporel (permettant de synchroniser la fenêtre du temps symbole). Le modèle d'observation est non linéaire vis à vis de ce(s) paramètre(s) constant(s), alors qu'il peut être linéaire vis à vis du processus dynamique (ou linéarisé après approximation, typiquement pour de faibles variations de phase  $\Delta \theta$  selon  $e^{j\Delta \theta} \approx 1 + j \Delta \theta$ . Il existe différentes approches pour traiter de tels problèmes en traitement du signal. Tout d'abord, le problème peut être formulé à l'aide d'un système dynamique Bayésien, avec des états cachés qui sont les gains complexes (ou phases) variables du canal au cours du bloc d'observation. L'évolution temporelle du processus est approchée par un modèle récursif adéquat (modèle auto-régressif, modèle Brownien ou de marche aléatoire ...). Afin de pouvoir estimer le jeu de paramètres constants (CFO, temps d'arrivée, délai), les états du modèle dynamique ont aussi besoin d'être estimés (gains complexes, phases aléatoires). Nous sommes dans un cadre qui se prête à l'utilisation de deux approches classiques que nous avons adoptées, en ce qui concerne les algorithmes :

- Filtrage ou lissage. Dans cette optique, nous avons utilisé le filtrage de Kalman étendu ([R14], [R12], [C29], [C31], [C21]), ou bien simplement des algorithmes adaptatifs conjoints ([R24], [C41]).
- 2. Algorithme Expectation-Maximisation (EM). Plusieurs de nos contributions d'estimation conjointe ont utilisé ou ont été inspirées par l'algorithme EM ([R17], [R15], [C23]). Cet algorithme EM avait été notamment introduit dans la littérature en combinaison avec un lisseur de Kalman

pour estimer les paramètres d'un système de reconnaissance vocale en présence d'états inconnus [Digalakis 1993], avant d'être utilisé pour de nombreux autres problèmes d'estimation et d'apprentissage (Cf [T10], [C23] pour les références bibliographiques).

Et en ce qui concerne les bornes de variance minimale d'estimation des algorithmes conjoints, elles ont été obtenues grâce aux outils des bornes de Cramer-Rao Hybrides ([C24], [R17]), prenant en compte la co-existence de paramètres aléatoires et de paramètres déterministes. A la suite, nous allons surtout préciser les différents contextes applicatifs de nos contributions.

# 6.1.2.1 Estimation conjointe d'offset de fréquence et de canal radio-mobile rapide en OFDM (2010-2012)

Le travail autour de la problématique des récepteurs OFDM à forte mobilité, initié lors de la thèse de Hussein HIJAZI (Cf sous-thème précédent), a ensuite été poursuivi avec Hussein devenu enseignantchercheur au Liban et avec mon collègue de Lille, Eric SIMON. Les travaux initiaux ont été complétés pour considérer le cas d'antennes multiples, et surtout traiter le problème de l'estimation conjointe de canal rapidement variable et de l'offset de fréquence. Le facteur commun de ces travaux est une approximation de la variation des L gains complexes du canal à l'intérieur d'un symbole par projection sur des fonctions de base BEM (Basis Expansion Model) de type polynomiale (d'autres bases BEM de la littérature comme "Karhunen-Loeve", "prolate spheroidal", "complex exponential" ont également été testées avec des résultats assez proches de la base polynomiale). La dynamique de chaque coefficient de la base est ensuite modélisée par un processus AR (comme cela avait été initié dans [R11], et présenté dans le sous-thème 3a, algorithme 3). Mais à cause de la présence de l'offset de fréquence  $\nu$ , les modèles d'observation initiaux (6.3) ou (6.5) après approximation polynomiale, ont cette fois des matrices de canal  $\mathbf{H}_{(n)}$  ou de mélange  $\mathcal{K}_{(n)}$  qui dépendent de l'offset de fréquence  $\nu$ , et de manière non linéaire (voir équation (8)-(12) de l'article [R17] annexé, ou eq. (4)-(5) de [R14]).

Le modèle d'observation du *n*ème symbole MIMO-OFDM  $\mathbf{y}_n$  en sortie de démodulation, après transmission dans un canal MIMO multi-trajet  $\mathbf{H}_n$  à  $N_T$  antennes d'émission et  $N_R$  antennes de réception, devient<sup>6</sup> :

$$\mathbf{y}_{n} = \mathbf{H}_{n} \ \mathbf{x}_{n} + \mathbf{w}_{n} \quad \text{avec} \quad \mathbf{H}_{n} = \begin{bmatrix} \mathbf{H}_{n}^{(1,1)} & \cdots & \mathbf{H}_{n}^{(1,N_{T})} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{H}_{n}^{(N_{R},1)} & \cdots & \mathbf{H}_{n}^{(N_{R},N_{T})} \end{bmatrix}$$
(6.7)

où cette fois, un terme de CFO  $\nu^{(r,t)}$  apparait pour chacune des branches MIMO (r,t) de la matrice du canal :

$$[\mathbf{H}_{n}^{(r,t)}]_{k,m} = \frac{1}{N} \sum_{l=0}^{L_{(r,t)}-1} \left[ e^{-j2\pi(\frac{m}{N} - \frac{1}{2})\tau_{l}^{(r,t)}} \sum_{q=0}^{N-1} e^{j2\pi\frac{\nu^{(r,t)}q}{N}} \alpha_{l,n}^{(r,t)}(qT_{c}) e^{j2\pi\frac{m-k}{N}q} \right]$$
(6.8)

En utilisant l'approximation polynomiale (6.4), (6.5), le vecteur d'état  $\boldsymbol{\mu}_n = \begin{bmatrix} \mathbf{c}_n^T, \, \boldsymbol{\nu}_n^T \end{bmatrix}^T$  à estimer à l'instant *n* contient le vecteur de coefficients polynomiaux  $\mathbf{c}_n$  et le vecteur de CFO  $\boldsymbol{\nu}_n$ . Le modèle d'observation (6.7) peut se re-écrire :

$$\mathbf{y}_n = g\left(\boldsymbol{\mu}_n\right) + \mathbf{w}_n \tag{6.9}$$

où la fonction non-linéaire g du vecteur d'état  $\boldsymbol{\mu}_n$  est définie par  $g(\boldsymbol{\mu}_n) = \mathcal{K}_n(\boldsymbol{\nu}) \cdot \mathbf{c}_n$ . La matrice  $\mathcal{K}_n$  dépends des données et des retards de propagation, comme expliqué dans le sous-thème précédent

<sup>6.</sup> le vecteur  $\mathbf{y}_n$  de taille  $N_R \times N$  concatène les observations des N sous-porteuses pour chacune des  $N_R$  antennes de réception

(eq. (6.5)), mais également du vecteur de CFO  $\nu_n$ , et de manière non linéaire. La non linéarité dans l'équation d'observation (6.9) est ainsi causée par les CFOs. Par contre, les coefficients polynomiaux sont toujours reliés linéairement à l'observation. Généralisant ce qui avait été fait précédemment, la dynamique de chacun des  $N_c$  coefficients polynomiaux  $\mathbf{c}_n$  est approchée par un modèle auto-régressif, selon (dans le cas du premier ordre) :

$$\mathbf{c}_n = \mathcal{A}_{\mathbf{c}} \cdot \mathbf{c}_{n-1} + \mathbf{u}_{\mathbf{c}n} \tag{6.10}$$

où  $\mathcal{A}_{\mathbf{c}}$  est une matrice bloc diagonale de taille  $LN_c \times LN_c$  et  $\mathbf{u}_{\mathbf{c}n}$  est un vecteur Gaussien complexe.

Deux approches ont été développées pour faire l'estimation conjointe (du vecteur  $\mu_n$ ).

Approche par Kalman étendu [R14] : Afin d'utiliser le filtre de Kalman étendu, nous avons également approché l'évolution des CFOs  $\nu_n$  par un modèle AR(1) (même si en principe les CFOs peuvent être considérés comme constant sur un bloc d'observation) :

$$\boldsymbol{\nu}_n = \boldsymbol{\mathcal{A}}_{\boldsymbol{\nu}} \cdot \boldsymbol{\nu}_{n-1} + \mathbf{u}_{\boldsymbol{\nu}n} \tag{6.11}$$

où la matrice de transition  $\mathcal{A}_{\boldsymbol{\nu}} = a \mathbf{I}_{N_R N_T}$  est proche de l'identité (*a* choisi typiquement entre 0.99 et 0.9999), puisque les CFOs sont quasiment constants sur un bloc d'observation. Ainsi, le vecteur d'état global  $\boldsymbol{\mu}_n = \begin{bmatrix} \mathbf{c}_n^T, \ \boldsymbol{\nu}_n^T \end{bmatrix}^T$  à l'instant *n* présente une équation d'état linéaire

$$\boldsymbol{\mu}_n = \boldsymbol{\mathcal{A}} \cdot \boldsymbol{\mu}_{n-1} + \mathbf{u}_n \tag{6.12}$$

où  $\mathcal{A} = \text{blkdiag} \{\mathcal{A}_{\mathbf{c}}, \mathcal{A}_{\nu}\}$  représente la matrice de transition globale, et  $\mathbf{u}_n = [\mathbf{u}_{\mathbf{c}n}^T, \mathbf{u}_{\nu n}^T]^T$  est le vecteur de bruit d'état. A partir de l'équation d'observation (6.9) et de l'équation d'état (6.12) le filtre de Kalman étendu peut être appliqué. Comme dans le sous-thème précédent, l'algorithme peut-être initialisé à partir de données pilotes, puis on peut faire des itérations en utilisant les décisions via un égaliseur adéquat.

Approche par algorithme EM [R17] (article joint en annexe) : Dans cette approche, nous considérons un traitement par bloc plutôt qu'un traitement en ligne comme avec l'algorithme de Kalman étendu. Dans le problème de l'acquisition qui nous intéresse ici, les symboles transmis  $\mathbf{x}_n$  durant le bloc sont supposés connus. Ainsi, nous considérons un bloc d'observation de K symboles observés  $\mathbf{y} = [\mathbf{y}_0^T, ..., \mathbf{y}_{K-1}^T]^T$  afin d'estimer les coefficients polynomiaux des gains complexes  $\mathbf{c} = [\mathbf{c}_0^T, ..., \mathbf{c}_{K-1}^T]^T$ et le CFO  $\nu$  (cas mono-antenne). L'estimation directe par Maximum de Vraisemblance (MV) de  $\nu$  est très délicate en raison de la non connaissance des gains complexes. L'algorithme EM est une méthode itérative pour trouver l'estimateur MV d'un paramètre constant en présence de paramètres inconnus (dits de nuisance ou inobservés). Il est constitué de 2 étapes : l'étape de moyennage ("expectation", ou E-step) et l'étape de maximisation (M-step). Pour décliner l'algorithme EM, nous considérons les données reçues  $\mathbf{y}$  comme des donnés incomplètes, et définissons les données complètes comme étant  $\mathbf{z} = [\mathbf{y}^T, \mathbf{c}^T]^T$ . Puisque l'état est décrit par un modèle Markovien du premier ordre (AR(1)), la fonction de vraisemblance des données complètes est :

$$p(\mathbf{z};\nu) = p(\mathbf{c}_0) \prod_{n=0}^{K-1} p(\mathbf{c}_n | \mathbf{c}_{n-1}) \prod_{n=0}^{K-1} p(\mathbf{y}_n | \mathbf{c}_n; \nu)$$

Et la fonction de log-vraisemblance des données complètes est :

$$\ln(p(\mathbf{z};\nu)) = C - \frac{1}{\sigma^2} \sum_{n=0}^{K-1} (\mathbf{y}_n - \mathbf{m}_n(\nu))^H (\mathbf{y}_n - \mathbf{m}_n(\nu)) + \ln p(\mathbf{c}_0) + \sum_{n=0}^{K-1} \ln p(\mathbf{c}_n | \mathbf{c}_{n-1})$$
(6.13)

où C est une constante. Chaque itération i = 0, 1, ... de l'algorithme EM pour l'estimation de  $\nu$  à partir de **y** consiste en 2 étapes :

**E-step** : à partir de l'observation **y** et du dernier estimé  $\hat{\nu}^{(i)}$  délivré à l'itération *i* précédente, nous calculons la moyenne conditionnelle de la log-vraisemblance, soit la fonction Q :

$$Q(\nu, \hat{\nu}^{(i)}) = \mathbb{E}_{\mathbf{c}|\mathbf{v}, \hat{\nu}^{(i)}} \left[ \ln p(\mathbf{z}; \nu) \right]$$
(6.14)

Comme détaillé dans l'article [R17] joint en annexe, le calcul de la fonction Q peut se faire de manière relativement simple étant donné la nature Gauss-Markovienne du problème : la fonction Q se calcule à partir des coefficients des polynômes estimés  $\hat{\mathbf{c}}_{n|K}^{(i)}$  par lissage de Kalman sur tout le bloc  $n = 0, \ldots, K - 1$  en utilisant la valeur de  $\nu$  délivrée à l'itération *i* précédente, et à partir aussi de la variance correspondante  $\mathbf{S}_{n|K}^{(i)}$ . Lorsque l'on suppose  $\nu$  connu, le problème d'estimation des coefficients polynomiaux redevient en effet un problème linéaire Gaussien, qui se résout par lissage de Kalman (filtrage aller-retour sur le bloc). L'étape E-step est ainsi une étape d'estimation des coefficients  $\mathbf{c}_n$ .

**M-step** : cette étape délivre le nouvel estimé  $\hat{\nu}^{(i+1)}$ , qui correspond à la valeur de  $\nu$  qui maximise  $Q(\nu, \hat{\nu}^{(i)})$  :

$$\hat{\nu}^{(i+1)} = \operatorname{argmax}_{\nu} Q(\nu, \hat{\nu}^{(i)}) \tag{6.15}$$

Elle délivre ainsi un estimé de  $\nu$  en supposant les coefficients polynomiaux connus.

La procédure d'itération entre les 2 étapes est répétée jusqu'à ce que la séquence  $\hat{\nu}^{(0)}, \hat{\nu}^{(1)}, \ldots$  converge, ce qui peut prendre 2, 3, ou plus de 50 itérations selon les scénarios (bruit, Doppler, canal, ...), comme vu sur les figures 1,2,3 de [R17] joint. Cet algorithme EM permet de formaliser ou de justifier formellement des procédés itératifs déjà intuitivement utilisés pour l'estimation conjointe (turbo égalisation, ...). L'article [R17] présente aussi le calcul des bornes de Cramer-Rao hybrides concernant l'estimation conjointe du CFO constant et des gains dynamiques du canal.

# 6.1.2.2 Estimation non-linéaire de retard, phase, fréquence pour récepteur fractionné de signaux (type satellite) à fort excès de bande (2007-2011)

Nous nous sommes intéressés au travers de la thèse de Jordi VILA-VALLS [Vilà Valls 2010], coencadrée avec J.M. BROSSIER, au problème de la synchronisation de retard, phase, fréquence à faible Rapport Signal à Bruit pour des récepteurs satellites mobile de radio-localisation tels que Galiléo. Dans les communications numériques traditionnelles basées sur des filtres 1/2Nyquist à très faible excès de bande, un échantillonnage à 1 ou 2 points par éléments (chips, au débit  $1/T_c$ ) en sortie du filtre adapté à la mise en forme est généralement suffisant pour capter toute l'information nécessaire aux différents traitements (estimation, détection). Mais dans le contexte satellite, les formes d'ondes utilisées présentent en pratique un très fort excès de bande par rapport à la bande minimum de Nyqusit  $B_{min} = 1/T_c$ . Pour Galiléo, la bande est même infinie en théorie, étant donné que les impulsions biphases utilisées de type BOC (pour Binary Offset Carrier modulation) sont à durée limitée à un temps chip  $T_c$ , comme on peut le voir sur la figure 6.9. Nous nous sommes alors en particulier intéressés à quantifier l'amélioration des performances d'estimation en fonction du facteur de sur-échantillonnage (en contexte supervisé ou "Data-Aided"). Pour un facteur de sur-échantillonnage supérieur à 1 vis à vis du temps chip, le signal observé (après filtre adapté à la mise en forme BOC) n'est pas stationnaire mais cyclo-stationnaire (Cf figure 6.10), et le bruit coloré. On sort ainsi un peu des hypothèses les plus courantes (observation discrète stationnaire à bruit blanc), et un travail de formalisation a d'abord été nécessaire afin d'arriver aux équations d'états.



FIGURE 6.9 – Forme d'onde BOC et sa fonction d'auto-corrélation [R12]



# FIGURE 6.10 – Signal émis et signal après filtre adapté à la réception (canal idéal et sans bruit), et échantillons avec facteur de sur-échantillonnage S=1,2,4 échantillons par *chip* [R12].

En particulier, après quelques manipulations du modèle initial, le modèle (simplifié) d'observation fractionné à temps discret au pas  $T_c$  en sortie du filtre adapté BOC peut se formuler :

$$y_k = A_k(\tau)e^{j\theta_k} + b'_k \tag{6.16}$$

où  $b'_k$  est le bruit coloré,  $\theta_k$  est le bruit de phase du canal, et  $A_k$  est le signal utile à temps discret qui dépend des *chips* émis, du facteur de sur-échantillonnage S, de la forme d'onde BOC, et du retard de propagation  $\tau$ , et qui a une puissance non stationnaire (mais cyclo-stationnaire). On parle de synchronisation fractionnée pour le problème d'estimation à partir du signal fractionné  $y_k$ .

Jordi a d'abord traité le problème initial de l'estimation dynamique non linéaire de la phase [R12], en supposant un modèle d'évolution Brownien selon :

$$\theta_k = \theta_{k-1} + w_k$$
, avec  $w_k \sim \mathcal{N}\{0; \sigma_w^2/S\}$ , séquence iid Gaussienne.

Il a dérivé les bornes de Cramer-Rao Bayesiennes [C18] ainsi que l'algorithme d'estimation basé sur le filtre de Kalman étendu [C18], qui a montré des performances proche des bornes pour des vitesses raisonnables d'évolution du bruit de phase. Ces performances se sont révélées également très comparables à celles de méthodes Bayésiennes beaucoup plus complexes, comme le filtrage particulaire. Le travail a ensuite été étendu pour traiter l'estimation conjointe de la phase Brownienne et de l'offset de fréquence, en dérivant notamment les bornes hybrides dans [C24]. Le modèle de phase Brownienne  $\theta_k$  à dérive constante  $\delta$  (matérialisant l'offset de fréquence) suivant a alors été considéré pour compléter le modèle précédent :

$$\theta_k = \theta_{k-1} + \delta_{k-1} + w_k$$
  
$$\delta_k = \delta_{k-1}$$

Enfin, dans une problématique de localisation, il faut pouvoir estimer précisément le temps d'arrivée en présence des variations de phase. Nous avons alors considéré dans l'article [R15] joint en annexe le problème de l'estimation de ce temps d'arrivée  $\tau$  (supposé constant sur un bloc de traitement), conjointement à l'estimation dynamique de la phase  $\theta_k$  et de l'offset de fréquence  $\delta_k$ . L'algorithme proposé, schématisé sur la figure 6.11, est proche de l'algorithme EM : il combine un lisseur de Kalman étendu pour la poursuite de la phase et de l'offset de fréquence (vus comme les paramètres de nuisance), et la maximisation d'une fonction Q pour estimer itérativement le retard (considéré comme le paramètre d'intérêt).



FIGURE 6.11 – Synoptique de l'estimation conjointe de phase-fréquence et de retard

En conclusion de cette étude, on a pu montrer qu'il n'est pas nécessaire d'utiliser des techniques sophistiquées pour résoudre des problèmes faiblement non linéaires, comme celui de l'estimation de phase. Les performances obtenues avec la méthode sous-optimale du filtre de Kalman étendu sont proches des bornes Bayésiennes minimales de performances. On a pu observer aussi que la synchronisation fractionnée (*i.e.* à partir d'un sur-échantillonnage du signal reçu vis à vis du temps chip) s'est révélée intéressante surtout à bas RSB, ce qui est le contexte habituel des communications par satellite.

# 6.1.2.3 Estimation conjointe de temps d'arrivée et de gain d'un canal radio-mobile GSM en modulation à phase continue (2008-2010)

Je dirais juste quelques mots de cette étude associée au projet ANR LURGA ([T10], [C23]). Si le domaine applicatif est différent de la thèse de Jordi, la méthodologie reste très proche. Notre contribution dans ce projet a consisté au calcul de bornes théoriques et au développement de méthodes d'estimation de temps d'arrivée à partir des séquences d'apprentissage des signaux GSM, en supposant un canal radio-mobile à évolution lente et de type Rayleigh-Jakes.

L'estimateur optimal de retard pour un signal déterministe noyé dans un bruit blanc Gaussien est basé sur le filtre adapté. Il consiste à calculer la fonction d'inter-corrélation entre le signal bruité reçu

et le signal attendu suivi de la recherche de la position du maximum de cette inter-corrélation. Lorsque le signal reçu est affecté d'un offset fréquentiel dû au Doppler ou aux imprécisions des oscillateurs, cette méthode se généralise en remplaçant la fonction d'inter-corrélation par une inter-ambigüité. Cette approche classique est optimale lorsque les paramètres de nuisance (ici, les valeurs des gains complexes du canal au fil du temps) sont constants sur l'échantillon dont dépend l'estimateur. Dans le cas contraire, la perte de cohérence entre le signal reçu et son modèle a priori dégrade l'estimation. Une stratégie d'amélioration peut consister alors à adjoindre au traitement classique un pré-traitement destiné à rétablir autant qu'il est possible cette cohérence, en estimant, pour les compenser, les évolutions des amplitudes complexes du canal. Cela peut encore se faire de manière itérative, au travers de l'algorithme EM. En effet, la formulation globale du problème d'estimation du retard  $\tau$  en présence de nuisances provenant des fluctuations de phase et d'amplitude (c'est-à-dire amplitudes complexes) amène à un modèle d'observation proche de (6.16), en remplaçant cette fois le déphasage  $e^{j\theta_k}$  par un gain complexe  $\alpha_k$ . Le modèle est alors linéaire vis à vis des paramètres de nuisance  $\alpha_k$ . Le signal utile sur-échantillonné  $A_k(\tau)$  a une expression et des propriétés différentes de ce que l'on avait avec la modulation BOC, due à la modulation GMSK qui est à enveloppe quasi-constante et à faible excès de bande. La dynamique d'évolution à priori des  $\alpha_k$  est différente de celle des  $e^{j\theta_k}$ , mais peut être approché classiquement par un modèle AR. Une des méthodes développée dans le postdoc de H. ABEIDA pour le projet LURGA était ainsi basée sur l'algorithme EM, de manière similaire au schéma de la figure 6.11, en remplaçant le lisseur de Kalman étendu d'estimation des phases par un lisseur de Kalman d'estimation des amplitudes complexes  $\alpha_k$  (similairement aussi à ce qui a été présenté pour l'estimation du CFO dans la section 6.1.2.1).

On a ainsi pu chiffrer l'apport significatif de cette méthode dynamique d'estimation conjointe du retard et de l'amplitude complexe, par rapport à une recherche classique de maximum sur la fonction d'ambiguïté. On peut noter néanmoins que contrairement à l'étude précédente avec la modulation BOC, le sur-échantillonnage n'amène quasiment pas d'amélioration sur l'estimation étant donné les propriétés de la modulation GMSK (enveloppe quasi-constante, quasi-stationnarité).

# 6.1.2.4 Estimation adaptative avec référence bruit pour la soustraction d'auto-interférence dans un terminal multi-standard (2012-2015)

Ce travail a été mené durant la thèse de Robin GERZAGUET [Gerzaguet 2015], qui était sous contrat CIFRE entre la société ST (sous l'encadrement de Fabrice BELVEZE) et notre laboratoire Gipsa-lab (directeur de thèse : Jean-Marc BROSSIER, co-encadrant : moi-même), avec un temps à peu près partagé entre les deux entités. Le sujet concernait la problématique de "radio sale" (ou "dirty-RF" en anglais) au niveau des terminaux multi-standards, combinant traitement du signal adaptatif en lien avec la réalité des composants utilisés en communications numériques (entre-autre les défauts des composants Radio-Fréquence). A partir d'une problématique industrielle amenée par ST, Robin a pu formaliser théoriquement le problème et les solutions apportées. Cette collaboration fructueuse a permis à la fois des publications académiques dans des revues [R22][R24] et conférences [C41][N9],[N10], [N11] mais également une validation expérimentale des algorithmes sur une plateforme radio-logicielle (acquise en cours de thèse par le laboratoire GIPSA), et à partir de signaux réels issus des pueces de ST. Après une description rapide de la problématique, nous préciserons l'objet des algorithmes d'estimation conjointe développés. Toutes les illustrations de cette section sont issues d'expérimentations.

**Problématique de la "dirty-RF" et nature des algorithmes proposés pour la réduction des auto-interférences :** Les émetteurs-récepteurs actuels tendent à faire cohabiter plusieurs standards de communication sur une même puce. Ces puces sont ainsi amenées à traiter des signaux de formes



FIGURE 6.12 – Spectre bande de base d'un signal OFDM reçu (fréq. porteuse 800.1 MHz, fréq. echant. 1.92 MHz) sur une carte USRP-N210 montrant une spur autour de -100 kHz (fréquence à priori provenant de la 8ème harmonique d'une horloge de 100 MHz) [N11].

très différentes, et les composants analogiques subissent de fortes contraintes d'encombrement et de conception liées aux différentes normes supportées. Les auto-interférences, c'est à dire les interférences générées par le système lui-même, sont ainsi de plus en plus présentes dans les architectures actuelles. Notamment dans les puces de ST, les signaux de faible niveau reçus peuvent être pollués par des signaux parasites émanant de fuites d'horloges (phénomènes de *"spurs"*, Cf figure 6.12), ou par des images non-linéaire du signal émis (phénomène de "Tx leakage"). Plutôt que de mettre des contraintes fortes sur les parties analogiques, le concept de "dirty-RF" consiste à accepter une pollution partielle du signal d'intérêt et à réaliser, par l'intermédiaire d'algorithmes de traitement numérique du signal, une atténuation de l'impact de ces pollutions auto-générées.

La société ST était attachée à ce que les algorithmes de compensation puissent travailler "en ligne" (excluant les méthodes de type bloc) avec une complexité raisonnable, et qu'ils aient une certaine capacité de réaction auto-adaptative en cas de re-configuration brusque d'un des nombreux paramètres du terminal (comme ceux utilisés pour la commande automatique de gain, la synthèse de fréquences ...). Etant donné que l'on dispose généralement d'une connaissance à priori des pollueurs (fréquence approximative des *spurs*, signaux émis à la source), les algorithmes devaient pouvoir utiliser des références "bruit", plus ou moins précises. L'utilisation de méthodes adaptatives à soustraction de bruit basées sur l'algorithme LMS ("Least-Mean Squares") s'est alors imposée, avec les contributions suivantes :

Estimation conjointe de gain/retard pour la réduction du Tx-Leakage [R24][C41][C45] : L'étude des imperfections RF a montré qu'une image non-linéaire (essentiellement module carré) du signal large-bande émis en bande de base se retrouvait dans la chaine de réception, à un retard analogique près (voire aussi filtrage dû au duplexeur) et à une atténuation près (éventuellement lentement variable au cours du temps). La référence utilisée est ainsi une version numérique de l'image du signal émis en bande de base, qu'il sera nécessaire de recaler en amplitude et retard en vue d'être soustraite au niveau de la chaine de réception en bande de base. Le problème est ainsi similaire à un problème d'estimation conjointe de retard et d'amplitude complexe, qui aurait pu être abordé par un traitement bloc de type EM. Mais il a donc ici été traité en ligne, à l'aide de deux algorithmes LMS imbriqués (un pour le retard, l'autre pour l'amplitude). Dans l'article [R24] joint en annexe, des formules de performance en "Signal to Interference Ratio" des algorithmes de réduction d'interférence ont été établies en fonction des pas des algorithmes. Ces formules dépendent des variances des estimateurs d'amplitudes complexes et de retard, dont les formules ont aussi été établies. A noter que pour une atténuation connue, le problème est similaire à celui de la synchronisation de retard à partir d'une séquence d'apprentissage. L'étude de la S-courbe du détecteur de retard équivalent a été dérivée, ce qui a permis d'établir les formules de variance de l'estimation de retard à l'aide des outils dédiés aux performances asymptotiques des boucles de poursuite dans [C45] (élu "Best Paper" de la conférence Crowncom 2016).

#### Estimation conjointe de l'amplitude complexe et de l'offset de fréquence pour la réduction

**de** spurs : Contrairement au problème précédent du Tx-leakage, la référence pour le problème des spurs est un signal bande étroite (exponentielle complexe de fréquence pure à priori connue), et il n'y a donc pas à estimer de retard, mais seulement les corrections d'amplitude/phase à appliquer à la référence numérique en vue de la soustraction. Les performances ont été établies [R22][N9][N10] en supposant que la phase des spurs était à évolution Brownienne et entachée d'un offset de fréquence dues respectivement au bruit de phase et à l'imprécision des oscillateurs réels. Mais en présence d'un offset non négligeable entre fréquence de spur à priori et réelle, l'estimation de ce dernier, conjointement aux amplitudes/phases des spurs, s'est avérée nécessaire [N11] et efficace, comme illustré sur la figure 6.13.



FIGURE 6.13 – Exemple de résultats d'expérimentation [N11] obtenus avec l'algorithme d'estimation conjointe de suppression de *spur* appliqué au signal OFDM de la Fig. 6.12:

- haut : estimation de l'amplitude complexe (gauche) et de l'offset de fréquence (droite),

- bas : effet sur les constellations QPSK des porteuses autour de la *spur* polluante sans (en rouge) et avec (en bleu) application de l'algorithme.

Surcouche-adaptative Enfin une sur-couche adaptative à l'algorithme LMS a été proposé pour faire évoluer le pas de l'algorithme au cours des itérations. Le but est d'améliorer la vitesse et la réactivité de l'algorithme comparativement à un LMS à pas  $\mu$  constant, tout en maintenant des performances asymptotiques prédictibles et paramétrables. Cela permet notamment de faire face à de soudaines reconfigurations des paramètres du terminal. Dans cette surcouche adaptative nommée MUFF pour "Multiplicative Update combined with a Forgetting Factor", le pas  $\mu_n$  est mis à jour de manière multiplicative et avec un facteur d'oubli, selon (dans le cas de l'estimation  $\hat{\alpha}_n$  d'un paramètre scalaire) :

$$\mu_{n+1} = \left[ \left| \mu_n \times (\gamma + \varepsilon |G(n)|) \right| \right]_{\mu_{\min}}^{\mu_{\max}} , \qquad (6.17)$$

où  $0 < \gamma < 1$  est le facteur d'oubli,  $\varepsilon > 0$  est un facteur d'échelle, et  $[\bullet]_{\mu_{\min}}^{\mu_{\max}}$  signifie que la valeur du pas est limitée entre une valeur maximum  $\mu_{\max}$  (afin d'assurer la stabilité) et une valeur minimum  $\mu_{\min}$  (choisie pour assurer les performances asymptotiques optimales).  $G(n) = \frac{\partial \hat{\alpha}_n}{\partial \mu}$  est une fonction de charge qui peut s'exprimer récursivement. En mode de poursuite, la valeur attendue de |G(n)| est proche de zéro, ce qui entraine une décroissance géométrique (de raison  $\gamma$ ) du pas vers  $\mu_{\min}$ , alors qu'en cas de reconfiguration, la forte valeur attendue de |G(n)| provoque une augmentation du pas selon  $\mu_{n+1} = K(n) \times \mu_n$ , avec  $K(n) = \gamma + \varepsilon |G(n)| \gg 1$ . Cette surcouche a été appliquée avec succès pour accélérer la convergence de différents algorithmes de soustraction de bruit comme celui de suppression des *spurs* [R22][N10], mais aussi dans d'autres contextes comme celui de l'estimation d'un canal de Rayleigh flat fading [C37].

# 6.1.3 Conclusion du thème 3

Les travaux regroupés sous le titre "Estimateurs pour canaux dynamiques et bornes Bayésiennes" avaient en commun un problème d'estimation dynamique (au moins un des paramètres à estimer varie au cours du temps de manière aléatoire) et un modèle d'observation relativement complexe. La complexité était due au scénario de canal de communication (rapide à l'échelle du temps symbole, générant distorsion temporelle par effet Doppler, et interférences entre sous-porteuses pour un système OFDM), ou/et à une observation non-linéaire vis à vis d'un des paramètres à estimer, éventuellement conjointement à d'autres paramètres.

La plupart de ces travaux ont nécessité un effort de formalisation ou d'approximation du problème (approximation polynomiale, approximation de la dynamique du vrai processus par un modèle séquentiel plus simple, ...). Les algorithmes d'estimation ont alors pu reposer sur des outils classiques d'estimation (algorithme de Kalman ou Kalman étendu, algorithme Expectation-Maximization, algorithme du gradient stochastique LMS), et des calculs de bornes ont pu être menés.

Les limitations ou insatisfactions que je ressens le plus pour ces travaux sont liées au non aboutissement, la plupart du temps, à des formules analytiques simples de performances (éventuellement après approximation). Plus précisément, concernant les bornes Bayésiennes du problème d'estimation, les formules théoriques de variances minimales ont la plupart du temps pu être établies mais sous des formes complexes (incluant des inversions de grosses matrices, etc..). Ces formules de bornes (non reproduites dans ce document) peuvent être tout de même tracées pour fournir des abaques de référence pour les estimateurs, mais elles ne s'interprètent pas ou ne s'exploitent pas facilement. Concernant maintenant les estimateurs, les performances analytiques n'ont la plupart du temps pas été établies mais ont seulement été mesurées par simulation (à l'exception d'une partie du travail de thèse de Robin Gerzaguet qui a fourni des formules analytiques de performances pour l'estimation des amplitudes complexes des *spurs* [R22], ou des amplitudes/retards du Tx-leakage [R24][C45], et qui aurait pu être placée dans le thème 4).

# 6.2 Thème 4 : Performances asymptotiques et liens entre boucles de poursuite et filtres de Kalman pour l'estimation des amplitudes complexes du canal

### 6.2.1 Introduction au thème 4 et modèles

#### 6.2.1.1 Introduction et synthèse des contributions

Ce dernier thème présente les travaux d'estimation de canal (cas mono-trajet mono-porteuse ou multi-trajet multi-porteuse) pour lesquels nous avons pu obtenir des formules analytiques approchées très simples de performance et de réglage des paramètres des algorithmes, directement en fonction des paramètres du modèle physiques du canal (RSB, étalement Doppler, étalement des délais), contrairement aux travaux du thème 3. La synthèse présentée est un peu plus fournie que dans les deux thèmes précédents, peut-être parce que j'ai davantage participé directement à ces développements, et qu'il sont aussi globalement plus récents. Les canaux de communication considérés sont ici à variations lentes ou modérées (*i.e.* négligeables durant une période symbole, soit  $f_d T \leq 10^{-2}$ ) et sans IES, ce qui représente le cas le plus fréquent des systèmes opérationnels (zone  $z_3$  du plan  $T_s$ - $B_1$  de la figure 4.2). Les algorithmes considérés sont soit basés sur le filtre de Kalman construit à partir d'un modèle d'état récursif (marche aléatoire "RW" pour "Random Walk" en anglais, ou modèle Auto-Régressif AR) approchant le "vrai" modèle (supposé) de canal, soit basés sur des boucles de poursuite des amplitudes complexes dénommées "CATL" (pour "Complex Amplitude Tracking Loop" en anglais), qui sont des filtres adaptatifs récursifs à coefficients constants, exhibant une complexité modérée par rapport aux filtres de Kalman. La structure bouclée des CATLs est inspirée par celle des boucles à verrouillage de phase numériques, DPLL (pour "Digital PLL"), ou encore par le principe de prédiction / correction d'un filtre de Kalman qui agirait en mode asymptotique (c'est à dire après convergence de ses coefficients).

Chronologiquement, j'ai d'abord mené les travaux sur les CATLs avec Hussein HIJAZI et Eric SIMON en vue de simplifier et rendre plus exploitables les algorithmes basés sur le filtre de Kalman développés par Hussein dans sa thèse (et pour lesquels nous n'avions pas de formule simple de performance). L'utilisation des CATLs d'ordre r = 2 pour l'estimation vectorielle d'un canal multi-trajet en OFDM a ainsi été proposée dans [C27], révélant par simulation de bonnes performances asymptotiques par rapport aux algorithmes courants de la littérature. Nous avons alors dérivé dans [T11] et [R19] (joint en annexe) les performances analytiques des CATLs vectorielles d'ordre r = 1 et 2, à partir d'une analyse d'EQM Asymptotique (AMSE) dans le domaine fréquentiel et de certaines approximations. Si le point de départ de ces études était bien l'adaptation théorique, pour de nouveaux problèmes d'estimation vectorielle, d'anciens outils scalaires dédiés aux DPLL que j'avais appris à manipuler dans mon passé industriel, la valorisation en terme de publication dans les revues n'a pas pu se faire directement sous cet angle. Cela explique la publication de nombreux résultats intermédiaires ou connexes. En effet, certains reviewers de la communauté traitement du signal, pas forcément spécialistes de PLL, doutaient du fait que les performances asymptotiques des CATLs puissent surpasser ou rivaliser avec des algorithmes de référence de la littérature basés sur le filtre de Kalman. Nous avons du alors mieux positionner théoriquement les CATL vis à vis des filtres de Kalman. C'est ainsi que, s'inspirant de liens établis dans les années 90 entre certains filtres de Kalman et les PLL numériques d'ordre r = 2 [Patapoutian 1999][Christiansen 1994], nous avons d'une part présenté nos algorithmes CATL dans le cas scalaire mono-porteuse mono-trajet comme pouvant dériver de filtres de Kalman en mode asymptotique (Cf [R20]-ch III-A, [R19]-Appendix B) avant de présenter le cas vectoriel multiporteuse multi-trajet. Et d'autre part, nous avons mené dans la foulée d'autres études focalisées sur les performances asymptotiques des filtres de Kalman (beaucoup plus facilement valorisables que les

Paper	$_{ m algo}$	model /order	modulation / channel	Doppler	optimization type	comments
Ros et al., 2010 (conf. [C27])	CATL	RW 1, 2	OFDM multipath	Jakes	global numeric	CATL 1st proposition, no AMSE formula
Ros et al., 2014 (journal [R19])	CATL	RW 1,2	OFDM multipath	Jakes	global theory/numeric	$f_n T_{(\text{Jakes})}$ : theory $\zeta$ : numeric
Ros et al., 2011 (conf. [C32])	KF	RW 2	single-carrier single-path	Jakes	global theory	asympt. RW2-KF (var. $\sigma_u^2$ ) seen as CATL ( $\zeta = \frac{\sqrt{2}}{2}$ , $f_n T \approx \frac{1}{2\pi} (\frac{\sigma_u}{\sigma_{LS}})^{\frac{1}{2}}$ )
Shu et al., 2012 (conf. [C34])	CATL	PLL 3	single-carrier single-path	Jakes	constrained theory/numeric	$f_n T_{(\text{Jakes})}$ : theory $m \approx 3, \zeta \approx 0.37$ : numeric
Shu et al., 2014 (journal [R20])	CATL	RW 3	single-carrier single-path	Jakes	constrained theory	$f_n T_{(\text{Jakes})}, \ m \approx 3.19,$ $\zeta \approx 0.39 : \text{theory}$
Shu et al., 2013 (journal [R18])	KF	RW 3	single-carrier single-path	General, Jakes	global theory	asympt. RW3-KF (var. $\sigma_u^2$ ) seen as CATL ( $m = 2$ , $\zeta = \frac{1}{2}, f_n T \approx \frac{1}{2\pi} \left(\frac{\sigma_u}{\sigma_{LS}}\right)^{\frac{1}{3}}$ )
Shu et al., 2015 (journal [R23])	CATL	RW 1,2,3	OFDM multipath	General, Jakes, 3D	global theory	$f_n T_{(\text{opt})}$ and AMSE w.r.t. $S_{\alpha}$ . $\zeta_{(\text{opt})}, m_{(\text{opt})}$ for a given $r$
Shu et al., 2015 (journal [R21])	KF (per path)	RW 1,2,3	OFDM multipath	Jakes	global theory	simplified per-path KF vs the joint multipath KF

TABLE 6.1 – Table extraite et complétée de l'article de synthèse [R23] précisant le contexte de nos contributions majeures sur la CATL et les liens avec le filtre de Kalman (Random-Walk) asymptotique

études très voisines sur nos CATLs ...).

Plus précisément, le stage de Master recherche de Soukayna GHANDOUR-HAIDAR a d'abord fourni les performances asymptotiques approchées d'un algorithme de référence de la littérature pour l'estimation scalaire du canal de "Rayleigh-Jakes", qui est un filtre de Kalman basé sur un modèle AR1 et optimisé avec un critère "Correlation Matching", CM [Ghandour-Haidar 2010]. Nous avons montré que le réglage de cet algorithme (dénommé  $AR1_{CM}$ -KF) pourtant couramment utilisé dans la littérature, n'était finalement pas très bon dans le cas de variations temporelles lentes, et qu'il pouvait être largement amélioré [R21] (par exemple en utilisant un critère de variance au lieu du critère CM). Il n'y avait donc pas de contradiction à ce que les performances asymptotiques de cet algorithme de référence (mais finalement "mal réglé" par le critère CM de la littérature ...) soient largement surpassés par celles d'autres algorithmes, tels nos CATLs bien réglées.

Toujours dans le cas scalaire, nous avons ensuite exploité des relations de passage approchées en mode asymptotique entre filtres de Kalman basés sur un modèle RW (notés filtres RW-Kalman) et CATL, afin d'adapter l'analyse des CATLs pour mener au réglage optimal et aux performances analytiques approchées des filtres RW-Kalman [C32]. Ces travaux ont ensuite été poursuivis durant la thèse de Huaquiang SHU [Shu 2013] (co-encadrée avec Eric SIMON), pour notamment étendre à l'ordre r = 3 l'étude des CATLs ([R20][C34]) et du RW-Kalman ([R18] joint en annexe) en contexte mono-trajet, puis pour généraliser ou exploiter ces résultats en contexte vectoriel multi-porteuse multitrajet ([R23], et [R21] joint en annexe). La table 6.1 synthétise nos publications majeures autour de la CATL et du filtre RW-Kalman.

Par ailleurs, durant la thèse de Soukayna GHANDOUR-HAIDAR [Ghandour-Haidar 2014] (coencadrée avec Jean-Marc BROSSIER), l'optimisation du filtre de Kalman basé sur un modèle AR1 a été poursuivie pour des scénarios d'estimation de canal où le spectre Doppler différe des cas usuels : canal avec à la fois l'émetteur et le récepteur mobiles [C39], et canal avec relais multi-bond [C33].

Nous allons dans la suite détailler un peu plus le sous-thème 4a consacré aux contributions sur les CATLs, puis le sous-thème 4b concernant les contributions sur le filtre de Kalman. Mais avant cela, nous précisons brièvement le modèle d'observation considéré dans ce thème 4.

#### 6.2.1.2 Modèle d'observation et objectifs

Les modèles présentés correspondent à un seul bond de communication, d'un émetteur fixe vers une récepteur mobile (scénario par défaut, hormis en section 6.2.3.2).

Modèle à priori de canal et objectif d'estimation : toutes les contributions de ce thème s'intéressent à la poursuite des amplitudes complexes du canal, supposés WSS-US et à spectre Doppler borné, de fréquence maximale  $f_d$ . Plus précisément, les L amplitudes complexes du canal multi-trajet  $\alpha_{(k)}^{(l)}$  sont des variables aléatoires indépendantes, par défaut Gaussiennes complexes circulaires (modèle de Rayleigh, ainsi nommé en raison de la loi de Rayleigh suivie par les modules  $|\alpha_{(k)}^{(l)}|$ ). De plus, les processus  $\alpha_{(k)}^{(l)}$  sont supposés stationnaires au second-ordre au cours du temps d'indice symbole k, avec une Densité Spectrale de Puissance DSP (ou spectre Doppler) à bande limitée dans l'intervalle  $[-f_d; +f_d]$ . L'utilisation des CATLs ne nécessite pas de connaissance à priori supplémentaire. Toutefois, les formules de performance seront en particulier appliquées pour 2 modèles à priori courants de spectre Doppler :

• Spectre Doppler de Jakes (ou 2D) : dans ce modèle [Jakes 1974] qui est le plus courant et qui correspond à un rayonnement angulaire isotrope dans un plan (donc à 2 Dimensions) autour du récepteur mobile, le spectre Doppler a une forme en 'U' définie par

$$\Gamma_{\alpha^{(l)}(Jakes)}(f) = \begin{cases} \frac{\sigma_{\alpha^{(l)}}^2}{\pi f_d \sqrt{1 - \left(\frac{f}{f_d}\right)^2}}, & \text{si} \quad |f| < f_d \\ 0, & \text{si} \quad |f| \ge f_d, \end{cases}$$
(6.18)

et les coefficients de corrélation à l'indice de retard q sont donnés par

$$\mathcal{R}^{(q)}_{\alpha^{(l)}(Jakes)} = \sigma^2_{\alpha^{(l)}} \times J_0(2\pi f_d T q), \tag{6.19}$$

où  $J_0$  est la fonction de Bessel d'ordre 0 du premier ordre, et T est le pas temporel (temps symbole).

• Spectre Doppler du modèle 3D : Clark et al. [Clarke 1997] ont montré que dans un environnement intérieur, un rayonnement isotrope volumique pouvait être plus adéquat, ce qui amène au modèle 3D, caractérisé par un spectre Doppler constant sur  $[-f_d; +f_d]$ :

$$\Gamma_{\alpha^{(l)}(3D)}(f) = \begin{cases} \frac{\sigma_{\alpha^{(l)}}^2}{2f_d} & \text{si} \quad |f| \le f_d, \\ 0 & \text{si} \quad |f| > f_d, \end{cases}$$
(6.20)

avec les coefficients de corrélations définis par

$$\mathcal{R}_{\alpha^{(l)}(3D)}^{(q)} = \sigma_{\alpha^{(l)}}^2 \times \operatorname{sinc}(2f_d T q).$$
(6.21)

Modèle de la transmission pour le canal paramétrique multi-trajet (à retards fixes connus) en modulation multi-porteuse : le modèle multi-trajet OFDM est similaire à (6.3), mais simplifié car cette fois la matrice du canal  $\mathbf{H}_{(k)}$  est diagonale ( $\mathbf{H}_{(k)} = \text{diag}\{\tilde{\boldsymbol{h}}_{(k)}\}$ ), étant donné que les amplitudes complexes des L différents trajets sont supposées constantes durant un temps symbole OFDM. Le modèle d'observation sur les N sous-porteuses après transmission dans le canal multi-trajet et démodulation par FFT et suppression du préfixe cyclique est ainsi :

$$\mathbf{y}_{(k)} = \operatorname{diag}\{\boldsymbol{h}_{(k)}\} \cdot \mathbf{x}_{(k)} + \mathbf{w}_{(k)}, \qquad (6.22)$$

$$= \operatorname{diag}\{\mathbf{x}_{(k)}\} \cdot \boldsymbol{h}_{(k)} + \mathbf{w}_{(k)}, \qquad (6.23)$$

avec 
$$\left[\tilde{h}_{(k)}\right]_{n} = \sum_{l=1}^{L} \left[\alpha_{(k)}^{(l)} \cdot e^{-j2\pi(\frac{n-1}{N} - \frac{1}{2})\tau^{(l)}}\right]$$
 (6.24)

où le vecteur  $\tilde{\boldsymbol{h}}_{(k)}$  contient les éléments d'indice n = 1, ..., N de la réponse en fréquence du canal pour le kème symbole, évalués respectivement aux fréquences des sous-porteuses  $f = -\frac{N}{2} \Delta f + (n-1)\Delta f$ , où  $\Delta f = \frac{1}{NT_s}$  est l'écart inter-porteuse, comme indiqué en (6.24). Le vecteur  $\tilde{\boldsymbol{h}}_{(k)}$  peut ainsi être réécrit comme un produit scalaire  $\tilde{\boldsymbol{h}}_{(k)} = \mathbf{F} \boldsymbol{\alpha}_{(k)}$  entre une matrice de Fourier  $[\mathbf{F}]_{k,l} = e^{-j2\pi(\frac{k-1}{N}-\frac{1}{2})\tau^{(l)}}$ qui dépend seulement de la distribution des retards, et le vecteur contenant les L amplitudes complexes à estimer  $\boldsymbol{\alpha}_{(k)} = [\alpha_{(k)}^{(1)} \dots \alpha_{(k)}^{(L)}]^T$ . En insérant cette écriture de  $\tilde{\boldsymbol{h}}_{(k)}$  dans (6.23), on exprime l'observation  $\mathbf{y}_{(k)}$  comme une fonction linéaire bruitée (par le vecteur de bruit  $\mathbf{w}_{(k)}$ ) des paramètres à estimer,  $\boldsymbol{\alpha}_{(k)}$ , similairement au résultat de l'approximation polynomiale (6.5) mais avec ici un seul coefficient/polynôme, et un modèle exact (matrice de mélange diag $\{\mathbf{x}_{(k)}\}\mathbf{F}$ ). Et si l'estimation est faite seulement à partir de  $N_p$  sous-porteuses pilotes supposés régulièrement espacées toutes les  $L_f$ sous-porteuses aux positions  $\mathcal{P} = \{n_p | n_p = (p-1)L_f + 1, p = 1, ..., N_p\}$ , le modèle d'observation devient :

$$\mathbf{y}_{\mathbf{p}(k)} = \mathcal{K}_{(k)} \boldsymbol{\alpha}_{(k)} + \mathbf{w}_{\mathbf{p}(k)} \tag{6.25}$$

avec  $\mathcal{K}_{(k)} = \text{diag}\{\mathbf{x}_{\mathbf{p}(k)}\}\mathbf{F}_{\mathbf{p}}$ . Les vecteurs  $\mathbf{x}_{\mathbf{p}}$ ,  $\mathbf{y}_{\mathbf{p}}$  et  $\mathbf{w}_{\mathbf{p}}$ , de taille  $N_p$ , correspondent respectivement aux symboles pilotes transmis, aux symboles après démodulation, et au bruit sur les sous-porteuses pilotes. La matrice  $\mathbf{F}_{\mathbf{p}}$  de taille  $N_p \times L$  est la matrice de Fourier pour les sous-porteuses pilotes, avec des éléments définis comme précédemment (égaux donc à  $[\mathbf{F}_{\mathbf{p}}]_{n_p,l} = e^{-j2\pi(\frac{n_p-1}{N}-\frac{1}{2})\tau^{(l)}}$ , où  $n_p \in \mathcal{P}$ ).

Modèle de la transmission pour le cas mono-trajet mono-porteuse : afin d'étudier les briques de base, une partie de nos travaux a considéré le modèle "flat fading" à L = 1 seul trajet pour lequel le modèle d'observation (6.25) devient scalaire et se simplifie (à un facteur éventuel de gain près) en :

$$y_{(k)} = \alpha_{(k)} + \mathbf{w}_{(k)}.$$
 (6.26)

# 6.2.2 Sous-thème 4a : Boucles de poursuite des amplitudes complexes "CATL" (2009-2015)

Comme dit précédemment (Cf table 6.1), la CATL a été étudiée pour le cas mono-trajet monoporteuse et pour le cas multi-trajet OFDM, et pour différents ordres r = 1, 2, 3 de l'algorithme. L'algorithme scalaire pour le cas mono-trajet mono-porteuse (dénommé RW*r*-CATL dans la suite) peut-être vu comme une brique de base de l'algorithme vectoriel du cas multi-trajet multi-porteuse (dénommé RW*r*-LS-CATL dans la suite). Nous allons dans la suite présenter directement le cas multitrajet OFDM tel que traité dans les premiers travaux [R19][C27], et en suivant la trame du dernier article de synthèse sur les CATLs [R23]. La CATL est vue ici comme une structure imposée inspirée par la DPLL (la dérivation et le lien avec le filtre RW-Kalman en canal mono-trajet seront abordés ultérieurement, dans le sous-thème 4b, section 6.2.3.1).

### 6.2.2.1 Structure de la CATL (cas multi-trajet multi-porteuse)



FIGURE 6.14 – Structure de la CATL inspirée de la DPLL (cas de la boucle d'ordre r = 2) [R19].

Le schéma initial de la CATL en OFDM multi-trajet est présenté figure 6.14. On a une structure imposée récursive qui délivre à l'instant k l'estimé vectoriel  $\hat{\alpha}_{(k|k)}$  des amplitudes complexes  $\alpha_{(k)}$ , selon les équations (pour l'ordre r = 3) ci-dessous :

(6.27)
$_{1)}\Big\},\qquad \qquad (6.$

$$\hat{\boldsymbol{\alpha}}_{(k|k)} = \hat{\boldsymbol{\alpha}}_{(k|k-1)} + \mu_1 \boldsymbol{v}_{\boldsymbol{\epsilon}(k)}.$$
(6.28)

Filtre de boucle :  $v_{Lag1(k)} = v_{Lag1(k-1)} + v_{\epsilon(k)},$ 

**Estimation finale :** 

 $\boldsymbol{v}_{\text{Lag2}(k)} = \boldsymbol{v}_{\text{Lag2}(k-1)} + \boldsymbol{v}_{\text{Lag1}(k)}, \tag{6.30}$ 

 $\boldsymbol{v}_{\mathbf{c}(k)} = \mu_1 \boldsymbol{v}_{\boldsymbol{\epsilon}(k)} + \mu_2 \boldsymbol{v}_{\mathbf{Lag1}(k)} + \mu_3 \boldsymbol{v}_{\mathbf{Lag2}(k-1)}, \tag{6.31}$ 

Générateur commandé : 
$$\hat{\boldsymbol{\alpha}}_{(k+1|k)} = \hat{\boldsymbol{\alpha}}_{(k|k-1)} + \boldsymbol{v}_{\mathbf{c}(k)},$$
 (6.32)

(6.29)

La structure de la CATL est similaire à celle d'une DPLL incluant les éléments détecteur d'erreur, filtre de boucle Proportionnel-(double) Intégral, générateur commandé [Mengali 1997][Meyr 1998]. Elle est contrôlée par les r coefficients réels positifs du filtre de boucle, soit  $\mu_1$ ,  $\mu_2$  et  $\mu_3$  pour une boucle d'ordre r = 3. Quelques différences avec la DPLL : on traite ici des grandeurs complexes (amplitudes) au lieu de réelles (phases modulo  $2\pi$ ), les éléments sont vectoriels (L trajets) et non scalaires. Egalement on délivre en (6.28) l'estimation finale  $\hat{\alpha}_{(k|k)}$  à l'instant k par correction, à partir de l'observation courante (mesure), de la prédiction  $\hat{\alpha}_{(k|k-1)}$  obtenue à l'instant précédent k - 1, alors que la sortie d'une DPLL serait directement la valeur prédite. On peut donner une structure équivalente de type "prédiction/correction" de la CATL représentée figure 6.15.





Dans cette structure, les éléments Générateur commandé, Filtre de boucle et Estimation finale ont été combinés pour faire apparaître directement l'équation de *prédiction* :

$$\hat{\alpha}_{(k+1|k)} = \hat{\alpha}_{(k|k)} + \mu_2 v_{\text{Lag1}(k)} + \mu_3 v_{\text{Lag2}(k-1)}, \qquad (6.33)$$

ce qui amène à l'estimation finale par une équation de récurrence plus compacte équivalente aux équations (6.28)(6.31)(6.32) de la CATL :

$$\hat{\boldsymbol{\alpha}}_{(k|k)} = \hat{\boldsymbol{\alpha}}_{(k-1|k-1)} + \mu_1 \boldsymbol{v}_{\epsilon(k)} + \mu_2 \boldsymbol{v}_{\text{Lag1}(k-1)} + \mu_3 \boldsymbol{v}_{\text{Lag2}(k-2)}.$$
(6.34)

On en déduit que l'estimation finale résulte d'un filtrage récursif du signal d'erreur selon :

$$\hat{\boldsymbol{\alpha}}_{(k|k)} = \hat{\boldsymbol{\alpha}}_{(k-1|k-1)} + \mathcal{F}\{\boldsymbol{v}_{\boldsymbol{\epsilon}(k)}\}, \qquad (6.35)$$

où  $\mathcal{F}\{ . \}$  est l'opération de filtrage appliquée à chaque composante du signal d'erreur, et qui s'exprime dans le domaine des Z par :

$$\mathcal{F}(z) = \mu_1 + \mu_2 \times \frac{z^{-1}}{1 - z^{-1}} + \mu_3 \times \frac{z^{-2}}{(1 - z^{-1})^2}.$$
(6.36)

La structure CATL étant posée, il faut choisir un signal d'erreur  $\boldsymbol{v}_{\epsilon(k)}$  en (6.27) pour piloter la boucle, à partir d'une fonction  $f\{\cdot\}$  de l'observation courante des sous-porteuses pilotes  $\mathbf{y}_{\mathbf{p}(k)}$  et de la prédiction précédente  $\hat{\boldsymbol{\alpha}}_{(k|k-1)}$ . Dans [C27], nous avions considéré deux signaux d'erreurs, visant à minimiser l'erreur quadratique instantanée (pour le symbole courant k) entre les pilotes observés  $\mathbf{y}_{\mathbf{p}(k)}$ et le modèle non bruité prédit  $\mathcal{K}_{(k)}\hat{\boldsymbol{\alpha}}_{(k|k-1)}$  [soit la fonction de coût  $S(\hat{\boldsymbol{\alpha}}) = (\mathbf{y}_{\mathbf{p}} - \mathcal{K}\hat{\boldsymbol{\alpha}})^{H}(\mathbf{y}_{\mathbf{p}} - \mathcal{K}\hat{\boldsymbol{\alpha}})$ ]. Nous allons retenir ici le premier signal d'erreur, de type LS (Least-Square), qui minimise directement  $S(\hat{\alpha})$  pour le symbole en cours. Le deuxième signal d'erreur proposé dans [C27], visait quand à lui à minimiser  $S(\hat{\alpha})$  de manière séquentielle d'un symbole à l'autre par descente de gradient, ce qui rendait la CATL strictement équivalente dans le cas d'une boucle d'ordre 1 à l'algorithme LMS de pas  $\mu_1$ . Mais ce signal d'erreur souffrait généralement d'Interférence Entre les composantes des différents Trajets, à moins de cas particuliers de canaux (canal avec délais espacés de multiples de la période d'échantillonnage, ou canal mono-trajet)<sup>7</sup>. Le signal d'erreur de type LS retenu ici, qui ne souffre pas d'IET et amène à l'algorithme dénommé RW*r*-LS-CATL, est défini en remplaçant (6.27) par :

Signal d'erreur LS : 
$$\boldsymbol{v}_{\boldsymbol{\epsilon}(k)} = \underbrace{\mathbf{G}_{(k)}\mathbf{y}_{\mathbf{p}(k)}}_{\hat{\boldsymbol{\alpha}}_{\mathbf{LS}(k)}} - \hat{\boldsymbol{\alpha}}_{(k|k-1)} \quad \text{avec } \mathbf{G}_{(k)} = \left(\boldsymbol{\mathcal{K}}_{(k)}^{H}\boldsymbol{\mathcal{K}}_{(k)}\right)^{-1}\boldsymbol{\mathcal{K}}_{(k)}^{H} \quad (6.37)$$

L'intérêt de ce signal d'erreur (détecteur) est que l'opérateur LS,  $\mathbf{G}_{(k)}$ , produit une première estimation instantanée non biaisée et sans IET,

$$\hat{\boldsymbol{\alpha}}_{\mathbf{LS}(k)} = \boldsymbol{\alpha}_{(k)} + \mathbf{w}_{\mathbf{LS}(k)}, \qquad (6.38)$$

qui sera ensuite affinée par le filtrage temporel opéré par la boucle.

Dans (6.38),  $\mathbf{w}_{\mathbf{LS}(k)}$  représente le bruit de boucle centré de variance  $\sigma_{\mathbf{LS}}^2$ . Ainsi l'opérateur LS délivre un modèle d'observation vectoriel des amplitudes complexes bruitées, équivalent, pour chacune des composantes au cas mono-trajet mono-porteuse (6.26). Il en découle la représentation de la figure 6.16 de la RW*r*-LS-CATL, comme la juxtaposition parallèle de *L* RW*r*-CATLs mono-trajet mono-porteuse, opérant après l'opérateur LS de tête. L'étude et les performances de la CATL vectorielle sont donc liées à celles de la CATL mono-trajet mono-porteuse. Notons que si l'opérateur LS réalise un forçage à zéro de l'interférence entre trajets par l'opérateur pseudo-inverse en (6.37), ce dernier peut en contre-partie produire une amplification du bruit. En effet, la variance moyenne du bruit de boucle par trajet ( $\sigma_{\mathbf{LS}}^2 = \frac{1}{L} \sum_{l=1}^{L} \sigma_{\mathbf{LS}^{(l)}}^2$ ) est liée au bruit d'observation  $\sigma_{\mathbf{w}}^2$  d'entrée par :

$$\sigma_{\mathbf{LS}}^2 = \lambda \cdot \frac{\sigma_{\mathbf{w}}^2}{N_p}, \quad \text{avec} \quad \lambda = \frac{N_p}{L} \cdot \text{Trace}\left\{ (\mathbf{F}_{\mathbf{p}}^H \mathbf{F}_{\mathbf{p}})^{-1} \right\},$$
(6.39)

où le facteur d'amplification  $\lambda \geq 1$  dépend de la distribution des retards des trajets. Ce facteur est minimum (égal à 1) si  $\mathbf{F}_{\mathbf{p}}^{H}\mathbf{F}_{\mathbf{p}}$  est une matrice diagonale égale à  $N_{p}\mathbf{I}_{L}$ , ce qui se produit seulement si les retards sont multiples de la période d'échantillonnage (*i.e.* si  $\tau^{(l)}$  sont entiers).

A partir de ce signal d'erreur, l'étude de la boucle vectorielle se résume ainsi à celle de la boucle scalaire. En effet, en combinant (6.37) et (6.28) on peut exprimer le signal d'erreur selon  $\boldsymbol{v}_{\boldsymbol{\epsilon}(k)}(1-\mu_1) = \hat{\boldsymbol{\alpha}}_{\mathbf{LS}(k)} - \hat{\boldsymbol{\alpha}}_{(k|k)}$ , ce qui injecté dans (6.35) permet avec (6.38) d'obtenir la relation entrée-sortie de la boucle :

$$\hat{\boldsymbol{\alpha}}_{(k|k)} = \mathcal{L}\left\{\underbrace{\boldsymbol{\alpha}_{(k)} + \mathbf{w}_{\mathbf{LS}(k)}}_{\hat{\boldsymbol{\alpha}}_{\mathbf{LS}(k)}}\right\} \quad \text{avec} \quad \mathcal{L}(z) = \frac{\mathcal{F}(z)}{(1 - z^{-1})(1 - \mu_1) + \mathcal{F}(z)}, \tag{6.40}$$

qui correspond à une opération de filtrage par la fonction de transfert en boucle fermée  $\mathcal{L}$ , dont on a donné l'expression dans le domaine des Z en fonction du filtre de boucle  $\mathcal{F}(z)$ , défini en (6.36).

<sup>7.</sup> Le deuxième signal d'erreur non retenu, de type descente de gradient  $\boldsymbol{v}_{\boldsymbol{\epsilon}} = -\frac{1}{2} \cdot \boldsymbol{\nabla}_{\hat{\boldsymbol{\alpha}}}(S(\hat{\boldsymbol{\alpha}}))$ , conduit à  $\boldsymbol{v}_{\boldsymbol{\epsilon}(k)} = \mathcal{K}_{(k)}^{H} \cdot \left( \mathbf{y}_{\mathbf{p}(k)} - \mathcal{K}_{(k)} \hat{\boldsymbol{\alpha}}_{(k|k-1)} \right)$ . Cette expression montre la présence d'IET, à moins que la matrice  $\mathcal{K}_{(k)}^{H} \cdot \mathcal{K}_{(k)}$  soit diagonale, auquel cas ce 2ème signal d'erreur coïnciderait avec le signal d'erreur LS (6.37) que nous avons retenu.



FIGURE 6.16 – Structure globale de la RW-LS-CATL à L trajets (haut) et détail de la branche ou boucle associée au trajet l (bas) [R23].

#### 6.2.2.2 Formules approchées de performance et de réglage des CATLs

L'erreur quadratique moyenne asymptotique (AMSE)  $\sigma_{\epsilon}^2 = \frac{1}{L} \cdot E\left\{ ||\boldsymbol{\alpha}_{(k)} - \hat{\boldsymbol{\alpha}}_{(k|k)}||^2 \right\}$  peut être décomposée en une composante dynamique  $\sigma_{\epsilon\alpha}^2$  qui dépend de  $\alpha$ , et une composante statique  $\sigma_{\epsilon w}^2$  qui dépend du bruit de boucle w<sub>LS</sub>, selon

$$\sigma_{\epsilon}^2 = \sigma_{\epsilon\alpha}^2 + \sigma_{\epsilon w}^2. \tag{6.41}$$

Les valeurs de ces composantes dépendent de la fonction de transfert en boucle fermée de la CATL,  $\mathcal{L}(z)$ . Elles peuvent s'exprimer assez facilement à partir d'une formulation dans le domaine fréquentiel. L'étude générale des boucles montre (Cf (6.40)) d'une part que l'erreur dynamique  $\sigma_{\epsilon\alpha}^2$  résulte du filtrage passe-haut par  $1 - \mathcal{L}(z)$  des amplitudes complexes (qui ont une largeur de bande mono-latérale  $f_d$  et une DSP moyenne  $\Gamma_{\alpha}(f) = \frac{1}{L} \sum_{l=1}^{L} \Gamma_{\alpha^{(l)}}(f)$ ) :

$$\sigma_{\epsilon\alpha}^2 = \int_{-\frac{1}{2T}}^{+\frac{1}{2T}} \Gamma_{\alpha}(f) \cdot |1 - \mathcal{L}(e^{j2\pi fT})|^2 df.$$
(6.42)

Mais d'autre part, l'erreur statique  $\sigma_{\epsilon w}^2$  résulte du filtrage du bruit blanc de boucle (de variance  $\sigma_{LS}^2$ ), issu du bruit d'observation, par le filtre passe-bas  $\mathcal{L}(z)$  (qui est complémentaire au précédent  $1 - \mathcal{L}$ ):

$$\sigma_{\epsilon_{\rm W}}^2 = \sigma_{\rm LS}^2 \cdot T \int_{-\frac{1}{2T}}^{+\frac{1}{2T}} |\mathcal{L}(e^{j2\pi fT})|^2 df.$$
(6.43)



FIGURE 6.17 – Modules (dB) en fréquence normalisée des fonctions de transfert exacte  $\mathcal{L}$  et approché  $\tilde{\mathcal{L}}$ , ainsi que de 1 –  $\mathcal{L}$  pour la RW*r*-LS-CATL optimisée pour  $f_d T = 3 \cdot 10^{-3}$  [R23]

On retrouve donc le compromis habituel entre vitesse et précision selon le réglage du filtre de boucle  $\mathcal{L}$ . La table 6.2 synthétise les résultats généraux de l'estimation par CATL, pour les différents ordres r = 1, 2, 3. La première partie de la table donne l'expression de la fonction de transfert exacte  $\mathcal{L}$  exprimée dans le domaine des z, en fonction des coefficients de boucle  $\mu_1, \mu_2, \mu_3$ . Elle donne aussi l'approximation basse-fréquence  $\tilde{\mathcal{L}}$  telle que  $\mathcal{L}(e^{sT}) \approx \tilde{\mathcal{L}}(e^{sT})$  pour  $fT \ll 1$  (obtenue dans le domaine de Laplace en utilisant l'approximation  $e^{-sT} \approx 1 - sT$ ), utilisée pour faciliter l'analyse et l'interprétation physique. Après approximation, l'expression de la fonction de transfert  $\tilde{\mathcal{L}}$  coïncide avec celle d'une PLL analogique, traditionnellement paramétrée par la fréquence naturelle  $f_n$  (ou la pulsation naturelle  $\omega_n = 2\pi f_n$ ) qui est liée à la fréquence de coupure de  $\tilde{\mathcal{L}}$ , le facteur d'amortissement  $\zeta$  (pour un ordre  $r \geq 2$ ), et le ratio de capacité m (pour un ordre r = 3). Le lien entre les r coefficients de boucle  $\mu_1, \mu_2, \mu_3$  et les r paramètres physiques  $f_n, \zeta, m$  est aussi donné dans la table. Les représentations en fréquence f des modules des différentes fonctions de transfert (obtenues pour  $z = e^{j2\pi fT}$ ) sont illustrées sur la figure 6.17, montrant le caractère passe-bas de  $\mathcal{L}$ .

La deuxième partie de la table 6.2 présente les formules approchées de performance pour  $\sigma_{\epsilon\alpha}^2$  et  $\sigma_{\epsilon w}^2$ , ainsi que la valeur minimale de leur somme,  $\sigma_{\epsilon \min}^2$ , et les paramètres de boucle qui permettent d'atteindre ce minimum de variance d'estimation, notés avec un indice "(opt)". Les approximations sont valables pour  $f_d T \ll 1$ , rendant possible un choix de fréquence propre de la boucle  $f_n T$  à la fois faible devant 1 (boucle sur-échantillonnée) et supérieur ou égale à  $f_d T$  (pour assurer le suivi des variations des amplitudes complexes). L'expression approchée<sup>8</sup> de la composante dynamique  $\sigma_{\epsilon\alpha}^2$  est proportionnelle au moment d'ordre 2r du spectre Doppler,  $S_{\alpha(\text{general})}$ , et est inversement proportionnel à la puissance 2r de la fréquence propre de la boucle  $f_n$  :

$$\sigma_{\epsilon\alpha}^2 = \frac{S_{\alpha(\text{general})}}{(f_n T)^{2r}} \cdot K_r, \quad \text{avec} \quad S_{\alpha(\text{general})} = \int_{-\frac{1}{2T}}^{+\frac{1}{2T}} \Gamma_{\alpha}(f) \cdot (fT)^{2r} df.$$
(6.44)

où  $K_r$  est une constante égale à  $K_r = 1$  pour r = 1 and 2, et  $K_3 = 1/(m\zeta)^2$  pour r = 3.

L'expression approchée <sup>9</sup> de la composante statique  $\sigma_{\epsilon w}^2$  est quand à elle proportionnelle à la variance

<sup>8.</sup> Cette première approximation est obtenue en remplaçant  $\mathcal{L}$  par  $\tilde{\mathcal{L}}$  dans (6.42), puis en approchant  $|1 - \tilde{\mathcal{L}}(e^{j2\pi fT})|^2$ par une fonction linéaire de  $(f/f_n)^{2r}$  (asymptote) en basses fréquences  $(f \ll f_n)$ , soit  $|1 - \tilde{\mathcal{L}}(e^{j2\pi fT})|^2 \approx K_r \cdot \left(\frac{f}{f_n}\right)^{2r}$  pour  $f \ll f_n$  (voir partie gauche de la figure 6.17).

<sup>9.</sup> Cette seconde approximation consiste à négliger les puissances élevées de  $\omega_n T$ , sous l'hypothèse  $f_n T \ll 1$ .

	RW1-LS-CATL	RW2-LS-CATL	RW3-LS-CATL
Trans. $\mathcal{L}(z)$ func. (exact)	$\frac{\mu_1}{(1-\mu_1)(1-z^{-1})+\mu_1}$	$\frac{(\mu_1 - \mu_2)(1 - z^{-1}) + \mu_2}{[(1 - \mu_1)(1 - z^{-1})^2 + (\mu_1 - \mu_2)(1 - z^{-1}) + \mu_2]}$	$\frac{(\mu_1 - \mu_2)(1 - z^{-1})^2 + (\mu_2 - \mu_3)(1 - z^{-1}) + \mu_3}{[(1 - \mu_1)(1 - z^{-1})^3 + (\mu_1 - \mu_2)(1 - z^{-1})^2 + (\mu_2 - \mu_3)(1 - z^{-1}) + \mu_3]}$
Trans. $\tilde{\mathcal{L}}(e^{sT})$ func. (approx	$\frac{\omega_n}{s+\omega_n}$	$\frac{2\zeta\omega_n\cdot s+\omega_n^2}{s^2+2\zeta\omega_n\cdot s+\omega_n^2}$	$\frac{(m+2)\zeta\omega_n\cdot s^2 + (1+2m\zeta^2)\omega_n^2\cdot s + m\zeta\omega_n^3}{s^3 + (m+2)\zeta\omega_n\cdot s^2 + (1+2m\zeta^2)\omega_n^2\cdot s + m\zeta\omega_n^3}$
with :	$\omega_n T = \frac{\mu_1}{1 - \mu_1}$	$2\zeta \cdot (\omega_n T) = \frac{\mu_1 - \mu_2}{1 - \mu_1}$ $(\omega_n T)^2 = \frac{\mu_2}{1 - \mu_1}$	$(m+2) \cdot \zeta \omega_n T = \frac{\mu_1 - \mu_2}{1 - \mu_1} (1 + 2m\zeta^2) \cdot (\omega_n T)^2 = \frac{\mu_2 - \mu_3}{1 - \mu_1} m\zeta \cdot (\omega_n T)^3 = \frac{\mu_3}{1 - \mu_1}$
Loop filter coefficients	$\mu_1 = \frac{\omega_n T}{1 + \omega_n T}$	$\mu_1 = \frac{2\zeta\omega_n T + (\omega_n T)^2}{1 + 2\zeta\omega_n T + (\omega_n T)^2}$ $\mu_2 = \frac{(\omega_n T)^2}{1 + 2\zeta\omega_n T + (\omega_n T)^2}$	$ \mu_1 = \frac{(m+2)\zeta\omega_n T + (1+2m\zeta^2)(\omega_n T)^2 + m\zeta(\omega_n T)^3}{1+(m+2)\zeta\omega_n T + (1+2m\zeta^2)(\omega_n T)^2 + m\zeta(\omega_n T)^3} $ $ \mu_2 = \frac{(1+2m\zeta^2)(\omega_n T)^2 + m\zeta(\omega_n T)^3}{1+(m+2)\zeta\omega_n T + (1+2m\zeta^2)(\omega_n T)^2 + m\zeta(\omega_n T)^3} $ $ \mu_3 = \frac{m\zeta(\omega_n T)^3}{1+(m+2)\zeta\omega_n T + (1+2m\zeta^2)(\omega_n T)^2 + m\zeta(\omega_n T)^3} $
Condition of Stability	$0 < \mu_1 < 2$	$0 < \mu_1 < 2$ $0 < \mu_2 < 4 - 2\mu_1$	$0 < \mu_1 < 2$ $0 < \mu_3 < \mu_1 \mu_2$ $4\mu_1 + 2\mu_2 + \mu_3 < 8$
$S_{\alpha(\text{general})}$	$\int_{-\frac{1}{2T}}^{+\frac{1}{2T}} \Gamma_{\alpha}(f) \cdot (fT)^2 df$	$\int_{-\frac{1}{2T}}^{+\frac{1}{2T}} \Gamma_{\alpha}(f) \cdot (fT)^4 df$	$\int_{-\frac{1}{2T}}^{+\frac{1}{2T}} \Gamma_{\alpha}(f) \cdot (fT)^{6} df$
$\sigma^2_{\epsilonlpha}$	$\frac{S_{\alpha}}{(f_nT)^2}$	$\frac{S_{\alpha}}{(f_n T)^4}$	$\frac{S_{\alpha}}{(m\zeta)^2(f_nT)^6}$
$\sigma^2_{\epsilon \mathrm{w}}$	$\pi f_n T \sigma_{\mathbf{LS}}^2$	$2\pi f_n T(\zeta + \frac{1}{4\zeta})\sigma_{\mathbf{LS}}^2$	$2\pi f_n T \mathcal{B}(m,\zeta) \sigma_{\mathbf{LS}}^2$
$f_n T_{(\text{opt})}$	$\left(\frac{2S_{\alpha}}{\pi\sigma_{\rm LS}^2}\right)^{\frac{1}{3}}$	$\left(\frac{2S_{\alpha}}{\pi\sigma_{\mathbf{LS}}^{2}(\zeta+\frac{1}{4\zeta})}\right)^{\frac{1}{5}}$	$\left(\frac{3S_{\alpha}}{(m\zeta)^2\pi\sigma_{\mathbf{LS}}^2\mathcal{B}(m,\zeta)}\right)^{\frac{1}{7}}$
$D_r$	$\frac{3}{4}(4\pi)^{\frac{2}{3}}$	$\frac{5}{4} \left[ 2\sqrt{2}\pi(\zeta + \frac{1}{4\zeta}) \right]^{\frac{4}{5}}$	$rac{7}{3}\left(rac{3}{(m\zeta)^2} ight)^{rac{1}{7}}(\pi\mathcal{B}(m,\zeta))^{rac{6}{7}}$
$\sigma^2_{\epsilon  { m min}}$	$D_1(\sigma_{\mathbf{LS}}^2)^{\frac{2}{3}}(S_{\alpha})^{\frac{1}{3}}$	$D_2(\sigma_{\mathbf{LS}}^2)^{\frac{4}{5}}(S_{\alpha})^{\frac{1}{5}}$	$D_3(\sigma_{\mathbf{LS}}^2)^{rac{6}{7}}(S_lpha)^{rac{1}{7}}$
$m_{(\mathrm{opt})}$	-	-	14.3
$\zeta_{ m (opt)}$	-	0.5	0.16
$\mathcal{B}(m,\zeta)_{(\mathrm{opt})}$	-	1	1.99

TABLE 6.2 – Paramètres de la RW*r*-LS-CATL (1ère partie) et formules résultantes de l'optimisation MMSE asymptotique (2nde partie), pour  $f_dT \leq f_nT \ll 1$  [R23]

de bruit de boucle  $\sigma_{LS}^2$  et à la fréquence propre de la boucle  $f_n$ , avec un coefficient de proportionnalité qui dépend des paramètres secondaires m et  $\zeta$ . Il résulte un compromis sur la variance globale  $\sigma_{\epsilon}^2 = \sigma_{\epsilon\alpha}^2 + \sigma_{\epsilonw}^2$ , en fonction du choix de  $f_n$ . La minimisation de  $\sigma_{\epsilon}^2$  consiste à annuler les dérivées partielles vis à vis de chacun des r paramètres, i.e.,  $f_n$ ,  $\zeta$ , et m pour r = 3. Un résultat remarquable de l'optimisation globale est que seul le paramètre fréquence naturelle normalisée  $f_n T_{(opt)}$  dépend des paramètres de transmission, c'est à dire d'une part du spectre Doppler via son moment  $S_{\alpha}$ , et d'autre part du RSB et de la distribution des retards via le bruit de boucle  $\sigma_{LS}^2$  (Cf (6.39)). En conséquence, seul le paramètre  $f_n$  a besoin d'être réglé <sup>10</sup>, les r-1 paramètres restants m et  $\zeta$  pouvant être fixés quelque-soit le canal aux valeurs données dans la table 6.2, soit  $\zeta_{(opt)} = 0.5$  pour r = 2, ou  $\zeta_{(opt)} = 0.16$  et  $m_{(opt)} = 14.3$  pour r = 3. Nous indiquons néanmoins les expressions de  $f_n T_{(opt)}$  et de variance minimale  $\sigma_{\epsilon \min}^2$  obtenues en imposant d'autres valeurs pour  $\zeta$  et m. Elles seront utiles pour établir les performances de filtres de Kalman (sous-thème 4b), mais aussi dans l'éventualité d'autres choix de valeurs pour  $\zeta, m$ . En effet, comme montré dans [R20][C34][R23], il existe dans le plan  $\zeta, m$  une "vallée" de niveaux proches de la variance minimale absolue, à quelques pouillèmes de dB. De nombreux autres couples de valeurs de  $(\zeta, m)$  peuvent ainsi convenir (notamment le couple ( $\zeta \approx 0.4; m \approx 3$ ) avait été trouvé initialement dans [C34][R20] en imposant une contrainte supplémentaire pour faciliter l'optimisation).

La table 6.3 applique ensuite ces formules générales au cas particuliers les plus usuels de spectre Doppler : le spectre de Jakes et le spectre issu du modèle 3D. Pour ces 2 cas, on voit que le moment d'ordre 2r du spectre Doppler,  $S_{\alpha(\text{general})}$  prend la même forme, proportionnelle à la puissance 2rde la fréquence Doppler (avec un coefficient de proportionnalité qui dépend de l'ordre et du spectre choisi). C'est cette propriété qui explique que l'algorithme d'estimation RW*r*-LS-CATL présente le même comportement pour ces deux spectres (à un léger décalage près, quantifié par les coefficients de proportionnalité), avec des variances asymptotiques minimales ( $\sigma_{\epsilon \min (\text{Jakes})}^2$  et  $\sigma_{\epsilon \min (3D)}^2$ ) proportionnelles à la puissance  $\frac{2r}{2r+1}$  du produit entre fréquence Doppler normalisée  $f_dT$  et bruit de boucle  $\sigma_{\text{Ls}}^2$ (soit les puissances 2/3, 4/5, et 6/7 respectivement pour r = 1, 2, et 3).

	RW1-LS-CATL	RW2-LS-CATL	RW3-LS-CATL
$S_{lpha({ m Jakes})}$	$\frac{1}{2} \cdot \frac{\sigma_{\alpha}^2}{L} \cdot (f_d T)^2$	$\frac{3}{8} \cdot \frac{\sigma_{\alpha}^2}{L} \cdot (f_d T)^4$	$\frac{5}{16} \cdot \frac{\sigma_{\alpha}^2}{L} \cdot (f_d T)^6$
$S_{lpha( m 3D)}$	$\frac{1}{3} \cdot \frac{\sigma_{\alpha}^2}{L} \cdot (f_d T)^2$	$\frac{1}{5} \cdot \frac{\sigma_{\alpha}^2}{L} \cdot (f_d T)^4$	$\frac{1}{7} \cdot \frac{\sigma_{\alpha}^2}{L} \cdot (f_d T)^6$
$f_n T_{(\text{Jakes})}$	$\left(\frac{1}{\pi L}\frac{\sigma_a^2}{\sigma_{\rm LS}^2}\right)^{\frac{1}{3}}(f_d T)^{\frac{2}{3}}$	$\left(\frac{3}{4\pi L}\frac{\sigma_{\alpha}^2}{\sigma_{\mathbf{LS}}^2}\right)^{\frac{1}{5}}(f_d T)^{\frac{4}{5}}$	$0.6 \cdot \left(\frac{1}{L} \frac{\sigma_{\alpha}^2}{\sigma_{\mathbf{LS}}^2}\right)^{\frac{1}{7}} (f_d T)^{\frac{6}{7}}$
$f_n T_{(3D)}$	$\left(\frac{2}{3\pi L}\frac{\sigma_{\alpha}^2}{\sigma_{\rm LS}^2}\right)^{\frac{1}{3}}(f_d T)^{\frac{2}{3}}$	$\left(\frac{2}{5\pi L}\frac{\sigma_{\alpha}^2}{\sigma_{\mathbf{LS}}^2}\right)^{\frac{1}{5}}(f_d T)^{\frac{4}{5}}$	$0.54 \cdot \left(\frac{1}{L} \frac{\sigma_{\alpha}^2}{\sigma_{\mathbf{LS}}^2}\right)^{\frac{1}{7}} (f_d T)^{\frac{6}{7}}$
$\sigma^2_{\epsilon {\rm \ min\ (Jakes)}}$	$3.2 \cdot \left(\frac{\sigma_{\alpha}^2}{L}\right)^{\frac{1}{3}} (f_d T \sigma_{\mathbf{LS}}^2)^{\frac{2}{3}}$	$5.9 \cdot \left(\frac{\sigma_{\alpha}^2}{L}\right)^{\frac{1}{5}} (f_d T \sigma_{\mathbf{LS}}^2)^{\frac{4}{5}}$	$8.7 \cdot \left(\frac{\sigma_{\alpha}^2}{L}\right)^{\frac{1}{7}} (f_d T \sigma_{\mathbf{LS}}^2)^{\frac{6}{7}}$
$\sigma_{\epsilon \min (3D)}^2$	$2.8 \cdot \left(\frac{\sigma_{\alpha}^2}{L}\right)^{\frac{1}{3}} (f_d T \sigma_{\mathbf{LS}}^2)^{\frac{2}{3}}$	$5.2 \cdot \left(\frac{\sigma_{\alpha}^2}{L}\right)^{\frac{1}{5}} \left(f_d T \sigma_{\mathbf{LS}}^2\right)^{\frac{4}{5}}$	$7.8 \cdot \left(\frac{\sigma_{\alpha}^2}{L}\right)^{\frac{1}{7}} \left(f_d T \sigma_{\mathbf{LS}}^2\right)^{\frac{6}{7}}$

TABLE 6.3 – Application des formules d'optimisation MMSE donnant le réglage et les performances optimales pour les cas particuliers des spectres Doppler de Jakes et 3D [R23]

Les performances sont tracées sur la figure 6.18, en fonction du RSB (gauche), puis en fonction de  $f_dT$  (droite). On voit une amélioration avec l'ordre de la boucle, surtout lorsque l'on passe de r = 1 à r = 2, et une proximité des bornes BCRB. Utiliser un modèle d'ordre 2 ou 3 plutôt que d'ordre 1 permet en effet, en insérant une ou deux intégrations dans la boucle, de mieux prendre en compte la forte tendance (pente et courbure) de l'évolution des gains complexes qui apparait sur plusieurs périodes symbole lorsque  $f_dT \ll 1$ . On constate également que les performances asymptotiques de la CATL

<sup>10.</sup> On peut dire que notre structure imposée à r paramètres semble sur-paramétrée pour l'estimation des amplitudes complexes puisque un seul paramètre n'a besoin finalement d'être adapté aux conditions du canal. Cela n'enlève rien au fait que l'utilisation de boucles d'ordre r supérieur à 1 (usant donc d'intégration(s) du signal d'erreur) a elle bien un intérêt par rapport aux boucles d'ordre 1 en termes de performance. On retrouvera d'ailleurs ces idées avec les filtres RW-Kalman du thème 4b, établis pour les ordres r = 1 à 3 mais réglés par un seul paramètre.



FIGURE 6.18 – Performances comparatives des CATL en AMSE versus le SNR pour  $f_d T = 10^{-3}$  (gauche), puis versus  $f_d T$  pour SNR =20 dB (droite), avec  $N_p = 16$ , canal GSM [R23].

surpassent largement les performances de l'algorithme de Kalman de la littérature (AR1<sub>CM</sub> – KF) évoqué dans l'introduction. Les performances asymptotiques de la CATL sont par contre très voisines, pour un même ordre r, de celles obtenues avec le filtre RWr-Kalman appliqué au modèle complet multitrajet multiporteuse (filtre "joint multi-path KF" qui sera un peu plus discuté en thème 4b, section 6.2.3.1-B). On vérifie aussi en comparant résultat de simulation et formules théoriques approchées que les approximations que nous avons faites sont moins précises lorsque le RSB diminue ou lorsque  $f_dT$  augmente, et également lorsque l'ordre r de la boucle augmente (la généralisation des formules à l'ordre r = 4 ne serait certainement valable que pour une plage très limitée de fonctionnement).

Dans les documents [T11] et [R19] annexé (ainsi que [R20][R23]), nous avons aussi testé les limites de la CATL (précisions nécessaires sur les connaissances à priori) et mené des comparaisons à de nombreuses autres méthodes, en termes de performance d'estimation de canal ou de TEB obtenu après égalisation. Notamment, nous avons mesuré le gain potentiel significatif des méthodes qui exploitent la connaissance des retards (avec une précision spécifiée raisonnable), en comparaison aux méthodes plus conventionnelles en OFDM, qui calculent directement la fonction de transfert du canal par interpolation des valeurs du canal estimées aux fréquences pilotes.

Conclusion du sous-thème 4a sur les CATL : nous avons proposé de poursuivre les amplitudes complexes des trajets de propagation par des algorithmes adaptatifs ayant une structure proche des boucles à verrouillage de phase numériques (DPLL). En utilisant des boucles récursives d'ordre r = 2 ou 3, ces algorithmes permettent de bien exploiter la corrélation temporelle du canal, mais avec une faible complexité comparée à des algorithmes de type Kalman. Ces algorithmes CATL sont plus lents à converger que les algorithmes de type Kalman mais peuvent avoir les mêmes performances asymptotiques. Quelques travaux de la littérature comme [Gazor 1999, Lindbom 2001] avaient déjà proposé des algorithmes adaptatifs du second ordre avec des structures proches des CATL (algorithmes LMS avec prédiction/intégration, ou Wiener-LMS) pour l'estimation de canal. Si nos travaux peuvent être vus comme des extensions de tels travaux de la littérature, en considérant des modèles plus complets d'observation (modèle paramétrique vectoriel multi-trajet multi-porteuse), ils apportent surtout de nouvelles formules de performances asymptotiques approchées, qui s'expriment très simplement en fonction de l'état du canal (RSB, moment d'ordre 2 du spectre Doppler, profil des retards).

# 6.2.3 Sous-thème 4b : Performances asymptotiques de filtres de Kalman pour l'estimation des amplitudes complexes (2011-2015)

#### 6.2.3.1 Filtres de Kalman basés sur un modèle de marche aléatoire (RW-Kalman)

Dans cette section, les filtres de Kalman considérés sont construits sur un modèle d'état de type marche aléatoire (intégrée d'ordre r), encore appelé modèle Brownien. Ces filtres de Kalman sont notés RW-Kalman, pour *Random Walk*-Kalman.

# A- Cas mono-trajet, relations de passage entre filtres RW-Kalman en mode asymptotique (ou "steady state") et boucles CATL spécifiques

Nous allons présenter la démarche pour établir les relations de passage entre les filtres RW-Kalman asymptotiques d'ordres r = 1,2,3 et nos algorithmes de type CATL, pour le cas mono-trajet. Ce travail a revisité et étendu pour l'estimation de canal des résultats établis dans les années 1990 pour les PLLs d'ordre 2. Nous allons d'abord partir d'un sous-ensemble des équations du RW-Kalman pour montrer l'équivalence asymptotique avec une structure de filtrage de type CATL (paragraphe A1). Puis, nous verrons (paragraphe A.2) que les équations de Kalman restantes, dites équations de Ricatti, imposent certaines contraintes sur la paramétrisation des éléments de la structure de ce filtre. Finalement l'ensemble des relations de passage permet de s'appuyer sur l'étude des CATLs pour arriver au réglage optimal et performances analytiques approchées des filtres RW-Kalman, dans le cas mono-trajet.

#### A1- filtre RW-Kalman et sa structure de boucle CATL en mode asymptotique [R20]

• Modèle de marche aléatoire d'ordre r = 3 et filtre de Kalman RW3-KF : soit un modèle dynamique de type "Random-Walk" intégré d'ordre 3 (RW3) pour approcher à l'itération nl'évolution du gain complexe  $\alpha_{(n)}$  par un processus complexe  $\tilde{\alpha}_{(n)}$  :

$$\tilde{\alpha}_{(n)} = \tilde{\alpha}_{(n-1)} + \delta_{(n-1)} + \frac{1}{2}\xi_{(n-1)}, \qquad (6.45)$$

$$\delta_{(n)} = \delta_{(n-1)} + \xi_{(n-1)}, \tag{6.46}$$

$$\xi_{(n)} = \xi_{(n-1)} + u_{(n)}, \tag{6.47}$$

où  $u_{(n)}$  est une variable complexe circulaire Gaussienne de variance  $\sigma_u^2$ . L'équation (6.45) peut-être vue comme la version discrète du développement en série de Taylor d'un signal continu, où  $\delta_{(n)}$  et  $\xi_{(n)}$ approchent respectivement les premières et deuxièmes dérivées de ce signal. L'équation d'observation mono-trajet mono-porteuse,  $y_{(n)} = \alpha_{(n)} + w_{(n)}$  (6.26), et les équations d'états (6.45)~(6.47) peuvent être reformulées sous forme matricielle selon :

$$y_{(n)} = \mathbf{S}\boldsymbol{a}_{(n)} + \mathbf{w}_{(n)}, \tag{6.48}$$

$$\boldsymbol{a}_{(n)} = \mathbf{M}\boldsymbol{a}_{(n-1)} + \mathbf{u}_{(n)}, \tag{6.49}$$

où  $\mathbf{S} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$  est un vecteur de sélection,  $\mathbf{a}_{(n)} \stackrel{\text{def}}{=} \begin{bmatrix} \tilde{\alpha}_{(n)} & \delta_{(n)} & \xi_{(n)} \end{bmatrix}^T$  est le vecteur d'état,  $\mathbf{u}_{(n)} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & u_{(n)} \end{bmatrix}^T$  est le vecteur de bruit d'état, et  $\mathbf{M} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & \frac{1}{2} \\ 0 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$  est la matrice d'évolution. La table I de l'article [R21] annexé actualise cette matrice de taille  $r \times r$  pour le cas d'un modèle d'ordre r = 1,

2, ou 3, ainsi que les vecteurs précédents de taille r. A partir de l'équation d'observation (6.48) et de

l'équation d'évolution de l'état (6.49), on peut construire le filtre de Kalman associé, qui est composé de 2 étages :

### Equations de Prédiction :

$$\hat{a}_{(n|n-1)} = \mathbf{M}\hat{a}_{(n-1|n-1)},$$
(6.50)

$$\mathbf{P}_{(n|n-1)} = \mathbf{M} \mathbf{P}_{(n-1|n-1)} \mathbf{M}^T + \mathbf{U}, \tag{6.51}$$

**Equations de Correction :** 

$$\mathbf{K}_{(n)} = \frac{\mathbf{P}_{(n|n-1)}\mathbf{S}^{T}}{\mathbf{SP}_{(n|n-1)}\mathbf{S}^{T} + \sigma_{\mathbf{w}}^{2}},\tag{6.52}$$

$$\hat{a}_{(n|n)} = \hat{a}_{(n|n-1)} + \mathbf{K}_{(n)}(y_{(n)} - \mathbf{S}\hat{a}_{(n|n-1)}), \qquad (6.53)$$

$$\mathbf{P}_{(n|n)} = (\mathbf{I} - \mathbf{K}_{(n)}\mathbf{S})\mathbf{P}_{(n|n-1)},\tag{6.54}$$

où 
$$\hat{\boldsymbol{a}}_{(n|n-1)} \stackrel{\text{def}}{=} \begin{bmatrix} \hat{\alpha}_{(n|n-1)} & \hat{\delta}_{(n|n-1)} & \hat{\xi}_{(n|n-1)} \end{bmatrix}^T$$
 et  $\hat{\boldsymbol{a}}_{(n|n)} \stackrel{\text{def}}{=} \begin{bmatrix} \hat{\alpha}_{(n|n)} & \hat{\delta}_{(n|n)} & \hat{\xi}_{(n|n)} \end{bmatrix}^T$  sont respecti-

vement les vecteurs de prédiction et d'estimation de l'état,  $\mathbf{U} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \sigma_u^2 \end{bmatrix}$  est la matrice de bruit d'état,  $\mathbf{K}_{(n)}$  est le vecteur de gain de Kalman de taille r = 3,  $\mathbf{P}_{(n|n-1)}$  et  $\mathbf{P}_{(n|n)}$  sont respectivement les matrices (de taille  $r \times r$ ) de covariance de l'erreur de prédiction et de l'erreur d'estimation.

Afin de faire le lien avec les boucles CATL, nous définissons le signal d'erreur :

• Structure du filtre de Kalman RW3-KF en mode de poursuite (*steady-state*) et boucle RW3-CATL : avec un modèle linéaire tel (6.49)(6.48), un régime asymptotique est rapidement atteint [Kay 1993], pour lequel le gain de Kalman  $\mathbf{K}_{(n)}$  et les éléments des 2 matrices de co-variance convergent vers un état constant. Ainsi, lorsque *n* est suffisamment grand, on a :

$$\mathbf{K}_{(n)} = \mathbf{K}_{(n+1)} = \mathbf{K}_{(\infty)} \stackrel{\text{def}}{=} \begin{bmatrix} k_1 & k_2 & k_3 \end{bmatrix}^T.$$
(6.56)

En combinant le sous-ensemble d'équations (6.56),(6.50), (6.53), et (6.56) on obtient les équations de mise à jour de  $\hat{\alpha}$  par le filtre *steady-state* RW3-KF à coefficients constants  $k_1, k_2, k_3$ :

Equations de Mesure : 
$$v_{\epsilon(n)} = y_{(n)} - \hat{\alpha}_{(n|n-1)}$$
 (6.55)

et Correction: 
$$\hat{\alpha}_{(n|n)} = \hat{\alpha}_{(n|n-1)} + k_1 v_{\epsilon(n)},$$
 (6.57)

$$\hat{\delta}_{(n|n)} = \hat{\delta}_{(n|n-1)} + k_2 v_{\epsilon(n)}, \qquad (6.58)$$

$$\hat{\xi}_{(n|n)} = \hat{\xi}_{(n|n-1)} + k_3 v_{\epsilon(n)},$$
(6.59)

Equations de Prédiction : 
$$\hat{\alpha}_{(n+1|n)} = \hat{\alpha}_{(n|n)} + \hat{\delta}_{(n|n)} + \frac{1}{2}\hat{\xi}_{(n|n)},$$
 (6.60)

$$\hat{\delta}_{(n+1|n)} = \hat{\delta}_{(n|n)} + \hat{\xi}_{(n|n)},$$
(6.61)

$$\hat{\xi}_{(n+1|n)} = \hat{\xi}_{(n|n)},$$
(6.62)

L'estimé final  $\hat{\alpha}$  consiste ainsi en une version filtrée du signal d'erreur  $v_{\epsilon}$ , comme dans la CATL. En réalité, comme développé dans [R20] le sous-ensemble d'équations (6.57)-(6.62) du *steady-state* RW3-KF sont strictement équivalentes à celles de la boucle RW3-CATL pour L = 1 trajet présentées en

(6.28)-(6.32) ou (6.29),(6.30),(6.34), en posant :

$$\mu_1 = k_1; \quad \mu_2 = k_2 + \frac{1}{2}k_3; \quad \mu_3 = k_3.$$
 (6.63)

Cette équivalence entre structure de filtrage du *steady-state* RW-KF et CATL peut s'obtenir en remarquant d'une part que la première accumulation du signal d'erreur (dénommée  $v_{Lag1}$  en section 6.2.2), est reliée à l'estimation (et la prédiction) de la courbure  $\xi$  du gain complexe selon

$$\hat{\xi}_{(n|n)} = \hat{\xi}_{(n+1|n)} = \mu_3 . v_{Lag1(n)}, \tag{6.64}$$

afin de rendre les équations (6.59) et (6.62) du KF équivalentes à l'équation (6.29) de la CATL. D'autre part, l'incrément pour passer de l'estimé à la prédiction du gain complexe,  $\hat{\alpha}_{(n+1|n)} - \hat{\alpha}_{(n|n)}$ , doit être le même pour le *steady-state* KF (6.60) et la CATL (6.33), ce qui impose  $\hat{\delta}_{(n|n)} + \frac{1}{2}\hat{\xi}_{(n|n)} = \mu_2 \boldsymbol{v}_{\text{Lag1}(n)} + \mu_3 \boldsymbol{v}_{\text{Lag2}(n-1)}$ , soit une estimation de la pente  $\delta$  du gain complexe dans la CATL par :

$$\hat{\delta}_{(n|n)} = (\mu_2 - \frac{1}{2}\mu_3) v_{Lag1(n)} + \mu_3 v_{Lag2(n-1)}.$$
(6.65)

Ainsi, en utilisant (6.63), (6.64), et (6.65), l'équivalence complète entre structures de filtrage du *steady-state* RW-KF paramétrée par  $k_1, k_2, k_3$  et CATL paramétrée par  $\mu_1, \mu_2, \mu_3$  est facilement établie.

Par ailleurs, une version plus compacte (ne faisant plus apparaitre les prédictions) équivalente des équations de mise à jour (6.57)-(6.62) du *steady-state* RW3-KF est donnée par :

$$\hat{\alpha}_{(n|n)} = \hat{\alpha}_{(n-1|n-1)} + \hat{\delta}_{(n-1|n-1)} + \frac{1}{2}\hat{\xi}_{(n-1|n-1)} + k_1 v_{\epsilon(n)}, \qquad (6.66)$$

$$\hat{\delta}_{(n|n)} = \hat{\delta}_{(n-1|n-1)} + \hat{\xi}_{(n-1|n-1)} + k_2 v_{\epsilon(n)}, \tag{6.67}$$

$$\xi_{(n|n)} = \xi_{(n-1|n-1)} + k_3 v_{\epsilon(n)}, \tag{6.68}$$

où le signal d'erreur  $v_{\epsilon(n)}$  est toujours défini par (6.55). En recombinant les équations (6.66)-(6.68) du steady-state KF, et en passant dans le domaine des Z, on fait apparaître les accumulations simple  $(v_{Lag1})$  et double  $(v_{Lag2})$  du signal d'erreur selon

$$\hat{\alpha}(z)(1-z^{-1}) = k_1 \times v_{\epsilon}(z) + (k_2 + \frac{1}{2}k_3) \times \underbrace{\frac{v_{\epsilon}(z)}{1-z^{-1}}}_{v_{Lag1}(z)} . z^{-1} + k_3 \times \underbrace{\frac{v_{\epsilon}(z)}{(1-z^{-1})^2}}_{v_{Lag2}(z)} . z^{-2}, \qquad (6.69)$$

ce qui confirme une relation de récurrence d'estimation équivalente à l'équation (6.34) de la CATL.

Dans le cas particulier d'une boucle d'ordre r = 2 (c'est à dire avec  $\mu_3 = 0$  et  $\mu_2 \neq 0$ , et ainsi sans estimation de courbure, soit  $\hat{\xi}_{(n+1|n)} = \hat{\xi}_{(n|n)} = 0$ ), l'équivalence entre *steady-state* KF et CATL est établie (Cf [R19]-Appendix B annexée) pour  $\mu_1 = k_1$  et  $\mu_2 = k_2$ , avec une estimation (et prédiction) de la pente dans la CATL d'ordre 2 par  $\hat{\delta}_{(n|n)} = \hat{\delta}_{(n+1|n)} = \mu_2 \cdot v_{Lag1(n)}$ .

La fonction de transfert du *steady-state* Kalman correspond donc à celle de la CATL,  $\mathcal{L}(z)$ , de fréquence propre normalisée  $f_n T$  (expression de  $\mathcal{L}(z)$  donnée en haut de la table 6.2. Cependant, contrairement à la RW3-CATL où la boucle est réglée par le choix des 3 coefficients  $\mu_1, \mu_2, \mu_3$ , les 3 coefficients  $k_1, k_2, k_3$  du *steady-state* RW3-Kalman ne sont pas librement choisis. Ces 3 coefficients liés représentent les états de convergence du gain de Kalman, qui sont contrôlés en réalité par un seul paramètre, la variance du bruit d'état  $\sigma_u^2$ . Il nous reste à voir ce que cela impose sur les valeurs des paramètres de la fonction de transfert  $\mathcal{L}(z)$ .

# A2- Contrôle du gain du steady-state Kalman et équations de Ricatti [R18]

En supposant la convergence atteinte, le sous-ensemble d'équations (6.50) et (6.53) du steadystate RW3-KF nous a permis de révéler une fonction de filtrage  $\mathcal{L}(z)$  équivalente à celle de la RW3-CATL, et qui dépend des r = 3 constantes  $k_1, k_2, k_3$  résultantes de la convergence du gain de Kalman (6.56). Cependant, les 3 équations (6.51),(6.52) et (6.54) supplémentaires du filtre de Kalman, appelées équations de Ricatti, imposent des liens entre les r constantes du gain de Kalman, les  $2 \times r^2$  éléments constants des matrices de covariance (prédiction et estimation), la variance du bruit d'observation  $\sigma_w^2$ , ainsi que de la variance du bruit d'état  $\sigma_u^2$ . Ce dernier paramètre  $\sigma_u^2$  est finalement le seul paramètre externe que peut régler l'utilisateur du filtre RWr-KF (contre r paramètres réglables dans la CATL). L'étude de la résolution exacte et approchée des équations de Ricatti a été menée dans [C32] pour l'ordre r = 2, et dans [R18] (en annexe) pour l'ordre r = 3. En supposant un Doppler lent ( $f_dT \ll 1$ ) et une évolution du filtre suffisamment lente (choix de  $\sigma_u^2 \ll \sigma_w^2$ , permettant  $f_dT \leq f_nT \ll 1$ ), on peut montrer que l'on a  $0 < k_3 \ll k_2 \ll k_1 < 1$ . On en déduit une fréquence propre normalisée  $f_nT$ proportionnelle à la première composante du gain de Kalman,  $k_1$ , ainsi que des approximations des composantes du gain de Kalman directement fonctions du rapport des écarts-types du bruit d'état  $\sigma_u$ (paramètre à régler) et du bruit d'observation  $\sigma_w$ , selon :

$$\mathbf{RW1}: \quad 2\pi f_n T \approx k_1; \quad \text{et } k_1 \approx \frac{\sigma_u}{\sigma_w}; \tag{6.70}$$
$$\mathbf{RW2}: \quad 2\pi f_n T \approx k_1/\sqrt{2}; \quad \text{et } k_1 \approx 2(\frac{\sigma_u}{\sigma_w})^{\frac{1}{2}}, \quad k_2 \approx \frac{\sigma_u}{\sigma_w};$$
$$\mathbf{RW3}: \quad 2\pi f_n T \approx k_1/2; \quad \text{et } k_1 \approx 2(\frac{\sigma_u}{\sigma_w})^{\frac{1}{3}}, \quad k_2 \approx 2(\frac{\sigma_u}{\sigma_w})^{\frac{2}{3}}, \quad k_3 \approx \frac{\sigma_u}{\sigma_w};$$

Etant donné d'une part ces liens imposés entre les r composantes du gain de Kalman (par exemple  $k_2 \approx k_1^2/4$  pour r = 2,  $k_2 \approx k_1^2/2$  et  $k_3 \approx k_1^2/8$  pour r = 3), et d'autre part les relations entre paramètres physiques  $f_n, \zeta, m$  et coefficients des fonctions de transfert de boucle  $\mu_1, \mu_2, \mu_3$  (donnés en table 6.2 et (6.63)), on en déduit que les valeurs des paramètres physiques secondaires des RW*r*-KF sont imposées à :

**RW2**: 
$$\zeta \approx \frac{\sqrt{2}}{2};$$
  
**RW3**:  $\zeta \approx \frac{1}{2}$  et  $m \approx 2;$ 

A noter que ces valeurs de paramètres secondaires imposées pour le filtre RW-KF sont différentes des valeurs optimales de réglage des CATLs données dans la table 6.2, mais permettent de rester dans la "vallée" de très faibles variances d'estimation, à quelques pouillèmes de dB au dessus de la variance minimale (Voir figure 2 de [R23]). Seul le paramètre physique primaire  $f_nT$  pourra finalement être réglé, via la variance du bruit d'état  $\sigma_u^2$ , selon les équations (6.70). Les formules de performances de la CATL du sous-thème 4a peuvent alors être appliquées (ou des dérivations très voisines) pour ces valeurs ( $\zeta$ , m) spécifiques, afin de fournir l'expression approchée de la variance d'estimation minimale du filtre RW-Kalman,  $\sigma_{\epsilon \min}^2$ , ainsi que du bruit d'état correspondant  $\sigma_u^2$  opt (via la fréquence naturelle optimale  $f_n T_{(opt)}$  de la table 6.2). Les formules obtenues pour le filtre de Kalman RW*r*-KF, en fonction du Doppler et du RSB, sont présentées dans la table II de l'article [R21] annexé. Elles sont bien sur similaires aux formules des boucles CATL.

#### B- Cas multi-trajet OFDM, filtre RW-Kalman simplifié opérant par trajet [R21]

L'étude du filtre de Kalman RW*r*-KF étant ficelée pour le cas mono-trajet mono-porteuse, qu'en est-il du cas multi-trajet multi-porteuse? En fait, si on cherche à appliquer les équations globales du filtre de Kalman directement au modèle d'observation complet (6.25), on obtient un filtre (présenté dans [R21] annexé, section III.A et dénommé "joint-multipath KF") à complexité élevée, en  $O(N_p^3)$  où  $N_p$  est le nombre de sous-porteuses pilotes (voir Table III de [R21]). Notamment, le gain de Kalman, qui nécessite des inversions matricielles à chaque itération, est ici une matrice de dimension  $rL \times N_p$ pour un canal à L trajets, et un modèle RW de dimension r (= 1, 2 ou 3 dans nos études).

Une de nos contributions a été de montrer d'abord à l'aide des identités de Woodbury dans [R21] que ce filtre "joint-multipath KF" à haute complexité admet une structure équivalente exacte moins complexe composée d'un "opérateur LS" en tête, suivie d'un deuxième étage de traitement conjoint des amplitudes complexes des différents trajets. La tête de réception est identique à celle que nous avions adoptée pour la RWr-LS-CATL, composée de l'opérateur LS qui transforme l'observation fréquentielle initiale ( $N_p$  sous-porteuses) en une première estimation instantanée des L amplitudes complexes. Le deuxième étage affine le filtrage des amplitudes complexes par un filtre de Kalman de dimension réduite (matrice du gain de Kalman de taille  $rL \times L$ ), mais prenant en compte des traitements inter-trajets.

Nous avons dans un deuxième temps proposer de simplifier le traitement du deuxième étage, en omettant les traitements inter-trajets, à l'image donc des boucles RW*r*-LS-CATL (une boucle indépendante par trajet), dont les performances asymptotiques se sont montrées très compétitives (Cf figure 6.18). Le deuxième étage consiste alors en L branches de filtres de Kalman RW-KF mono-trajet opérant indépendamment d'un trajet à l'autre (ce qui revient à approcher la matrice du gain de Kalman par une matrice bloc diagonale). Le filtre global, appelé "per path RW-KF" est schématisé en Fig. 1 de [R21]. Il a seulement une complexité en  $O(N_p.L)$ , où L est le nombre de trajets, ce qui permet d'économiser plus de 95% de la complexité dans la plupart des configurations (voir tables IV et V de [R21]) comparativement au "joint-multipath KF" (dans sa structure initiale). Le filtre "per-path KF" peut ainsi être vu comme une simplification (ou approximation) du filtre "joint-multipath KF", mais avec des performances très similaires, ou même équivalentes dans certains cas particuliers de canal, comme établi dans [R21]. Les performances théoriques approchées et le réglage optimal sont entièrement déterminées (Cf eq. (43) et (44) de [R21]) à partir d'une part des performances de l'opérateur LS (déjà évaluées dans la structure RW-LS-CATL, équation (6.39)), et d'autre part des performances des filtres de Kalman RW-KF mono-trajet ([R21], table II).

Les interprétations et évolutions des performances asymptotiques en fonction de  $f_dT$  et du RSB du filtre de Kalman simplifié opérant indépendamment par trajet sont sensiblement les mêmes que pour l'algorithme à base de boucles, RW-LS-CATL.

# 6.2.3.2 Filtre de Kalman basé sur un modèle autoregressif d'ordre 1 (AR1-Kalman) pour l'estimation d'un canal à relais multi-bond

Cette dernière contribution sur les performances asymptotiques d'estimation de canal par filtre de Kalman, est relative au travail de stage de master-recherche puis de thèse de Soukayna GHANDOUR-HAIDAR [Ghandour-Haidar 2014] (toutes les figures de la section sont issues de la thèse de Soukayna). Contrairement aux travaux précédents (boucles et RW-KF), le filtre de Kalman est ici basé sur une approximation auto-régressive du canal [Baddour 2005], plus courante dans la littérature d'estimation de canal que le modèle de marche aléatoire "Random-Walk". Une autre différence importante concerne le contexte du canal, qui est ici constitué d'une cascade en série de plusieurs liens (ou bonds), utilisant des



FIGURE 6.19 – Diagramme d'un canal multi-bond à N relais "Amplify and Forward"

relais qui amplifient et re-émettent le signal (Amplify-and-Forward, A&F), avec des liens qui peuvent être mobile-mobile, alors que nos travaux précédents étaient focalisés sur un seul lien fixe-mobile. Un schéma de la transmission est donné figure 6.19. Dans un cadre applicatif, ce canal multi-bond peut représenter un des chemins d'un système de communication coopérative. Sur chaque lien, on a considéré deux modes de diffusion, l'environnement 2D isotrope (amenant le spectre Doppler de "Jakes" pour un canal fixe-mobile) ou l'environnement 3D (amenant un spectre Doppler plat pour un canal fixe-mobile).



FIGURE 6.20 – Auto-corrélation temporelle normalisée pour différents nombre de relais, en supposant chaque élément mobile avec  $f_d T = 5.10^{-4}$ : en 2D (à gauche), et en 3D (à droite).

Au niveau du modèle mathématique (et dans le cas mono-trajet), on peut encore représenter le lien global entre la source et la destination selon (6.26), mais d'une part le bruit additif global, w, n'est plus Gaussien, et d'autre part le gain global du canal équivalent,  $\alpha$ , résulte cette fois du produit des gains élémentaires (supposés chacun Gaussiens complexes). Il en résulte une distribution de probabilité du gain global qui n'est plus Gaussienne, et des caractéristiques à l'ordre 2 (auto-corrélations ou spectre Doppler) différentes du cas 1 bond fixe-mobile. La fonction d'auto-corrélation du gain global s'exprime à partir du produit des fonctions d'auto-corrélations des gains élémentaires (Cf figure 6.20), et donc le



FIGURE 6.21 – Spectre Doppler normalisé sur le lien "i" en environnement 2D (en haut) et 3D (en bas) pour 2 scénarios : lorsque  $R_i$  bouge et  $R_{i-1}$  est fixe (à gauche) et lorsque  $R_i$  et  $R_{i-1}$  bougent (à droite) pour différents rapports entre les fréquences Doppler  $f_i$  et  $f_{i-1}$ .

spectre Doppler global est le produit de convolution des spectres Doppler élémentaires de chaque lien. A noter que dans un lien mobile-mobile, le spectre Doppler peut s'exprimer comme la convolution de deux spectres élémentaires, mobile-fixe et fixe-mobile. Ainsi, les spectres Doppler pour un bond mobilemobile sont déduits par convolution sur la figure 6.21, dans les cas d'un modèle 2D et d'un modèle 3D. Pour un nombre important de bonds, la forme du spectre aurait tendance à devenir Gaussienne, comme développé dans la thèse de Soukayna.

Plusieurs contributions intéressantes ont émané de ce travail, nous allons résumer les 2 principales. La première contribution concerne l'éclairage d'un point "obscur" de la littérature concernant le réglage du filtre AR1-KF. Le modèle d'état AR1 utilisé pour approcher la dynamique du gain complexe est :

$$\tilde{\alpha}_k = a.\tilde{\alpha}_{k-1} + u_k$$

où  $u_k$  est le bruit d'état Gaussien complexe de variance  $\sigma_u^2$ . Contrairement au modèle RWr, le modèle AR est stationnaire, et le réglage du filtre AR1-KF se fait par l'intermédiaire du choix de la valeur du paramètre  $a \in [0; 1[$  (la variance du bruit d'état étant fixée par celle du processus  $\tilde{\alpha}$  et par la valeur de a, selon  $\sigma_u^2 = \sigma_{\tilde{\alpha}}^2(1-a^2)$ ). Dans la littérature, le paramètre a du modèle AR1 est généralement fixé par un critère de coïncidence de corrélation (CM), comme dans [Komninakis 2002] (voir [R16], [R19]-appendix A1 pour de nombreuses autres références). Cela signifie que les valeurs des coefficients de corrélation

du processus approché  $\tilde{\alpha}$  coïncident avec celles du processus exact  $\alpha$  pour les retards 0 et T, où T est la période de travail du processus discret. Il en résulte que le paramètre a prend la valeur de la fonction de corrélation normalisée du vrai processus au retard T. Par exemple, pour le canal 1 lien 2D fixemobile, le paramètre du modèle AR1 est fixé à  $a_{CM} = J_0(2\pi f_d T)$ . La première contribution a été de montrer analytiquement un phénomène que nous avions observé : le choix du critère CM, couramment utilisé dans la littérature pour fixer le paramètre du modèle AR1 en fonction de la fréquence Doppler  $f_d$ , donne des performances très pauvres comparées aux bornes minimales atteignables pour les cas particuliers de vitesses lentes  $f_d T \ll 1$  ou/et RSB important. La variance d'estimation peut en fait être nettement diminuée en abaissant la valeur du paramètre a déduite du critère CM (voir figure 6.22). Nous avons établi une nouvelle expression analytique du paramètre a, optimale au sens du critère de minimisation de la variance d'estimation (critère MAV, pour "Minimisation of Asymptotic Variance"), à la place du critère CM (d'abord pour le cas 1 bon Fixe-Mobile 2D dans [R16], puis pour un bond mobile-mobile 3D dans [C39], et un canal à 2 bonds dans [C33]).



FIGURE 6.22 – Variation de la variance d'erreur d'estimation  $\sigma_{\epsilon}^2$  en fonction du paramètre *a* du modèle AR1 pour un canal Mobile-Fixe-Mobile en 2*D* [C33]. Les points de réglage  $\star$  par critère CM de la littérature ne permettent clairement pas de minimiser l'erreur.

Une autre contribution majeure de la thèse a été de montrer que les performances analytiques approchées d'estimation d'un canal multi-bond pouvaient s'exprimer, dans le cas 2D et 3D, indépendamment du nombre de bonds ou des valeurs des fréquences Doppler élémentaires sur chaque lien  $f_i$ , comme une fonction d'une fréquence Doppler équivalente du canal  $f_{eq}$ , telle que :

$$f_{eq}^2 = f_S^2 + 2\sum_{i=1}^N f_i^2 + f_D^2,$$

où  $f_S$  et  $f_D$  sont respectivement les fréquences Doppler de la source et de la destination, et N est le nombre de bonds. La fréquence Doppler équivalente est donc déduite de la somme des carrés des fréquences élémentaires. Le facteur 2 dans la formule transcrit le fait que la mobilité affecte chaque relais à la fois à la réception et à la re-émission (hormis à la source et à la destination). Une fois que l'on utilise la fréquence Doppler équivalente, les développements et formules de performances obtenues avec le filtre de Kalman AR1-KF basé sur un modèle auto-régressif du premier ordre (avec le paramètre a du modèle AR1 bien réglé et noté  $a_{MAV}$ ) sont similaires à ceux obtenus avec le modèle marche aléatoire



FIGURE 6.23 – Variance d'estimation  $\sigma_{\epsilon}^2$  versus  $f_{eq}$  pour différents nombre de bonds pour les cas CM et MAV en mode 2D, avec SNR = 0 dB (gauche) et SNR = 10 dB (droite).

d'ordre 1 (version Kalman RW1-KF ou boucle RW1-CATL), avec une variance d'estimation qui varie comme la puissance 2/3 du produit fréquence Doppler × variance de bruit d'observation :

- Dans un mode de diffusion 3D :

$$\sigma_{\epsilon \min}^2 \approx \sqrt[3]{\frac{9}{16}\sigma_{\alpha}^2 (2\pi f_{eq}T\sigma_w^2)^2}, \quad \text{pour} \quad a_{MAV} = \sqrt{1 - \sqrt[3]{\frac{16}{9}\frac{\sigma_w^2}{\sigma_{\alpha}^2} (2\pi f_{eq}T)^4}} \tag{6.71}$$

– Dans un mode de diffusion 2D :

$$\sigma_{\epsilon \min}^2 \approx \sqrt[3]{\frac{27}{32}} \sigma_{\alpha}^2 (2\pi f_{eq} T \sigma_w^2)^2, \text{ pour } a_{MAV} = \sqrt{1 - \sqrt[3]{4} \frac{\sigma_w^2}{\sigma_{\alpha}^2} (2\pi f_{eq} T)^4}$$
(6.72)

Ces approximations ne sont valables que si  $f_{eq}$  reste relativement faible, telle que  $f_{eq}T \ll 1$ , et pour une variance de bruit d'état  $\sigma_u^2$  faible comparée à celle du bruit d'observation  $\sigma_w^2$ . La figure 6.23 confirme par simulation que la variance d'estimation dépend de la fréquence Doppler équivalente plutôt que des fréquences élémentaires. Cette figure montre aussi l'amélioration considérable en utilisant le critère MAV à la place du critère CM.

En termes d'interprétation, le fait que les performances puissent s'exprimer seulement à partir de la fréquence Doppler équivalente s'explique assez facilement. Les développements théoriques de la variance d'erreur d'estimation sont en effet très similaires à ceux développés pour le RW1-KF (donc pour la RW1-CATL, puis en rajoutant les équations de Riccati), et font intervenir comme vu pour les CATLs en section 6.2.2.2 le moment d'ordre 2 ( $S_{\alpha}$ , ou  $I_{\alpha}$  en le normalisant ici par  $1/(2\pi T)^2$ ) du spectre Doppler global  $\Gamma(f)$ , selon :

$$\sigma_{\epsilon \min}^2 \approx \left[\frac{27}{16}\sigma_w^4 I_\alpha\right]^{1/3} \quad \text{pour} \quad a_{MAV} = \sqrt{1 - \sqrt[3]{\frac{16\sigma_w^2 I_\alpha^2}{\sigma_\alpha^6}}} \tag{6.73}$$

avec : 
$$I_{\alpha} = \int_{-f_{max}}^{+f_{max}} (2\pi fT)^2 \Gamma_{\alpha}(f) df = (2\pi)^2 \times S_{\alpha}.$$
 (6.74)

Ainsi, pour calculer les performances globales, il suffit de savoir calculer le moment d'ordre 2 normalisé de la DSP  $\Gamma_{\alpha}(f)$  du gain global,  $I_{\alpha}$ . Sachant que le moment d'ordre 1 est nul et que la DSP s'exprime comme un produit de convolution des DSP élémentaires  $\Gamma_{\alpha}(f) = \Gamma_{\alpha^{(1)}}(f) \otimes \Gamma_{\alpha^{(2)}}(f) \otimes \dots$ , le moment d'ordre 2 global peut s'exprimer comme la somme des moments d'ordre 2 des gains élémentaires <sup>11</sup>, soit  $I_{\alpha} = I_{\alpha^{(1)}} + I_{\alpha^{(2)}} + \dots$  où  $I_{\alpha^{(i)}} = \int_{\mathbb{R}} (2\pi fT)^2 \Gamma_{\alpha^{(i)}}(f) df$ . Il suffit donc finalement de savoir calculer le moment d'ordre 2 des spectres élémentaires fixe-mobile de fréquence Doppler  $f_i$ . Or, que ce soit pour le modèle 2D ou le modèle 3D, le moment d'ordre 2 élémentaire  $I_{\alpha^{(i)}}$  est proportionnel à  $(f_iT)^2$ . On en déduit que le moment global  $I_{\alpha}$  est proportionnel à la somme des carrés des fréquences élémentaires, c'est à dire au carré de la fréquence Doppler équivalente. En procédant ainsi on obtient  $I_{\alpha} = \sigma_{\alpha}^2 \frac{(2\pi f_{eq}T)^2}{3}$  pour le mode 3D, et  $I_{\alpha} = \sigma_{\alpha}^2 \frac{(2\pi f_{eq}T)^2}{2}$  pour le mode 2D, que l'on peut injecter dans (6.73) pour en déduire les performances d'estimation (6.71) et (6.72).

En conclusion de ce sous-thème 4b, les travaux consacrés aux performances asymptotiques de filtres de Kalman pour l'estimation des amplitudes complexes de canal ont été menés de manière assez semblable à ceux concernant les boucles CATL. En effet, en mode asymptotique, le gain de Kalman converge et les équations de filtrage deviennent similaires à celles de boucles de poursuite, avec des coefficients de boucle fonctions de la variance du bruit d'état d'entrée du filtre de Kalman (via les équations de Riccati liant les composantes du gain de Kalman). Ainsi, l'étude des filtres RW-Kalman, basés sur des modèles de marche aléatoire d'ordre r = 1, 2,ou 3, a permis d'obtenir des tables de formules de performances approchées similaires à celles que nous avions donnés pour les CATLs. L'étude des filtres AR1-Kalman, basés sur un modèle AR(1), a quand à elle permis de proposer un réglage du filtre bien meilleur (pour les canaux lents) que celui utilisé fréquemment dans la littérature. S'appuyant sur le rôle important du moment d'ordre 2 du spectre Doppler du paramètre à estimer, l'étude a aussi mis en lumière le rôle fondamental d'une fréquence Doppler équivalente du canal multibond, qui conditionne les performances d'estimation.

# 6.2.4 Conclusion et discussion autour du thème 4

Le thème 4 traitait de l'estimation des amplitudes complexes d'un canal de propagation radiomobile WSS-US de spectre Doppler borné, par des algorithmes récursifs à base de filtre de Kalman ou à coefficients constants (boucles de poursuite, CATL). Il se focalisait sur les performances asymptotiques pour divers scénarios (environnements 2D, 3D, liens fixe-mobile, mobile-mobile, multi-bond).

Une première étape dans la mise en place de tels algorithmes adaptatifs peut consister à choisir un modèle d'évolution récursif  $\tilde{\alpha}_k$  pour approcher la vraie dynamique du processus  $\alpha_k$  [Brossier 1997] [Lindbom 2001]. Le modèle d'approximation de type AR est certainement le plus utilisé dans la littérature pour approcher des gains complexes. Nous avons d'ailleurs proposé une amélioration concernant le réglage du modèle AR d'ordre 1, qui permet de diminuer nettement la variance d'estimation pour les canaux à variations lentes ou modérées. Mais dans la plus grande partie de nos contributions, ce sont les modèles d'approximation non stationnaires de type marche aléatoire ("Random Walk" RW) ou marche aléatoire intégrée qui ont été sous-jacents de nos algorithmes adaptatifs d'estimation des gains complexes. On peut se demander la raison d'un tel choix, qui peut sembler éloigné des bonnes habitudes du domaine de l'estimation (qui guiderait plutôt vers une modèle d'approximation,  $\tilde{\alpha}$ , stationnaire et de fonctions de corrélation/spectrale proches de celles du modèle exact à priori,  $\alpha$ )?

<sup>11.</sup> Ce résultat se comprend facilement par analogie avec la somme de variables aléatoires centrées et indépendantes  $X = X_1 + X_2 + ...$ , dont la densité de probabilité globale est  $\Gamma_X = \Gamma_{X_1} \otimes \Gamma_{X_2} \otimes ...$ . On sait alors que la variance (moment d'ordre 2) de la somme est égale à la somme des variances élémentaires.

Tout d'abord, même si nous avons établi les formules de performance pour des modèles exacts (à priori) particuliers (spectres Doppler 2D et 3D), nous voulions des algorithmes qui ne soient pas dédiés seulement à un type de canal, mais aptes à s'adapter assez largement. C'est d'abord la connaissance des boucles de phase et de leur souplesse d'adaptation, héritée de mon passé industriel, qui m'a donné l'envie de les revisiter pour proposer la CATL comme structure imposée d'estimation. Le modèle RW s'est ensuite imposé dans notre travail du fait que les structures des CATLs (ou initialement des boucles à verrouillage de phase numérique, DPLL) coïncident en mono-trajet avec celles de filtres de Kalman asymptotique construits à partir d'un modèle d'état de type RW (le modèle RW est ainsi ainsi plutôt utilisé dans la littérature pour l'estimation de phase ou /et de fréquence).

Un autre argument en faveur du modèle RW, à priori plus objectif, découle des vertus de l'algorithme du gradient stochastique (LMS). En effet, l'algorithme LMS, universellement utilisé pour sa simplicité et sa capacité à fonctionner lorsque l'on a peu d'à priori sur le modèle exact, peut être vu (pour le cas mono-trajet) comme un filtre de Kalman asymptotique bâti pour un modèle d'état RW d'ordre 1 [Lindbom 2002]. On peut donc dire que ce modèle RW1 est quelque-part sous-jacent de l'algorithme universel LMS. Et l'extension aux modèles RW d'ordre supérieur (2 ou 3) permet simplement de mieux exploiter les tendances prononcées (dérives et courbures) qui apparaissent dans l'évolution des gains. On peut aussi rappeler de manière connexe (Cf section 6.2.2.1) que l'algorithme LMS correspond à une CATL d'ordre 1 dans le cas scalaire mono-trajet. Et dans le cas vectoriel multi-trajet, algorithme LMS et CATL d'ordre 1 peuvent aussi coïncider, mais pour un choix particulier de signal d'erreur de la CATL (choix que nous n'avons pas préconisé afin d'éviter l'interférence entre trajets dont souffre l'algorithme LMS dans le cas vectoriel).

Finalement, même si le modèle RW d'ordre  $r \leq 3$  ne constitue pas en soit une bonne modélisation du processus exact à estimer (il ne reflèterait pas l'évolution sur le long terme du gain complexe, ou son spectre), son utilisation pour l'estimation récursive semble à postériori pertinente, vu que les performances d'estimation sont très proches des bornes Bayesiennes minimales (en environnements 2D et 3D). Autrement dit, un modèle Markovien de faible ordre est suffisant pour capturer la dynamique des gains complexes dans une perspective d'estimation en présence de bruit, mais un ordre beaucoup plus élevé serait nécessaire dans une perspective finale de modélisation (une représentation fidèle du spectre de Jakes avec un modèle AR(p) peut nécessiter des ordres p de l'ordre de 25 ou 50 [Baddour 2005]).

Notre contribution la plus importante a été de fournir, en fonction des paramètres physiques du canal (modèle exact qui affecte le signal émis), des formules approchées simples de performances et réglage des algorithmes (basés eux sur le modèle approché de type RW-r, pour r = 1, 2,ou 3).

On peut discuter des limites de ces travaux. Je ne reviens pas sur la simplicité assumée du modèle d'observation (linéaire Gaussien). Par contre, rappelons que nos formules ont été établies en supposant des variations de canal lentes à l'échelle du temps symbole ( $f_dT \leq 0.01$ ). Pour des variations plus rapide, les algorithmes peuvent être utilisés, mais nos formules ne sont plus valables. Egalement, nous n'avons pas fait l'étude théorique de la convergence initiale des algorithmes, mais seulement des performances asymptotiques. On sait cependant que les algorithmes de type RW-Kalman sont beaucoup plus rapides dans la phase de convergence que ceux de type boucle CATL (réglés pour une même performance asymptotique). On peut ainsi tout à fait envisager de démarrer avec un algorithme RW-Kalman dans la phase d'acquisition, puis de cesser l'adaptation des coefficients du gain de Kalman, ce qui revient à commuter en mode CATL. On peut aussi reprocher que le réglage optimum des algorithmes via les formules suppose la connaissance de l'état du canal. Cependant, tout comme pour l'algorithme LMS, les boucles CATL peuvent se régler de manière auto-adaptative, ce que nous avons pu sommairement vérifier dans des travaux préliminaires [N8][C37], pour l'ordre r = 1.

Voila terminé le chapitre consacrée à l'estimation dynamique Bayésienne, il ne nous reste plus qu'à donner une conclusion générale et des perspectives à notre travail de recherche.

# **Conclusion et Perspectives**

# 7.1 Conclusion

Les travaux de recherche présentés dans ce mémoire, menés avec 8 doctorants et quelques collègues, avaient pour fil conducteur le *traitement du signal* pour les *communications numériques*. Le but de ce *traitement du signal* est finalement de permettre une communication robuste, malgré la transmission au travers d'un canal dynamique et bruité, tel que le canal radio-mobile. C'est un domaine très vaste, avec des problématiques de science appliquée très variées, qui occupe un grand nombre d'acteurs de la recherche académique et industrielle (cette dernière préparant notamment les normes puis équipements des réseaux de télécommunications à venir).

Nos travaux ne concernent qu'une infime partie de ce domaine, essentiellement choisie autour de l'estimation de canal, la synchronisation, et dans une moindre mesure l'égalisation (ou réjection d'interférence) et la proposition et l'analyse de nouveaux schémas de transmission. Je peux ainsi regretter de n'avoir que très peu abordé à ce jour, d'un point de vue théorique, des sujets que je trouve très intéressants, comme celui du codage canal et décodage itératif. Je peux aussi évoquer rapidement d'autres sujets du domaine des communications que j'ai peu abordés. Au fil des années d'après thèse, je me suis de moins en moins focalisé sur les spécificités des réseaux cellulaires de téléphonie mobile, dont les sujets dominants ont pu être : allocation de ressources, gestion de l'interférence dans les cellules, "massive MIMO" (j'avais d'ailleurs évoqué [au chapitre 1.3.5 de ma thèse] comme naturelle et prometteuse cette idée, visant à diriger les faisceaux de la station de base uniquement en direction des mobiles d'intérêt, ce qui devient envisageable aujourd'hui en terme de moyens). Mes activités n'ont pas été au coeur de sujets en effervescence comme la radio-logicielle / radio-intelligente, les communications coopératives ou les réseaux de capteurs, même si certains travaux ont eu une intersection avec ces sujets. Notamment la thèse de Robin Gerzaguet sur l'annulation des interférences dans les récepteurs multi-standards traitait de la problématique de la "dirty RF", qui est liée à la radio-logicielle. Et la thèse de Soukayna Ghandour-Haidar sur l'estimation de canaux multi-bonds, peut être vue comme une brique de base pour les communications coopératives, elles même pouvant servir dans les réseaux de capteurs.

Je ne re-liste pas ici l'ensemble de nos contributions (synthétisées dans les introductions/conclusions de chaque thème), mais en pointe quelques unes autour de l'estimation de canal. Nos contributions les plus citées dans la littérature sont celles menées avec Hussein Hijazi et Eric Simon sur les algorithmes d'estimation et compensation de canaux rapides affectées d'effet Doppler en modulation multi-porteuse, certainement en raison de l'actualité du sujet (nécessité de communication robuste à vitesse de mobile élevée malgré l'augmentation des fréquences porteuses). D'autres contributions qui nous tiennent à coeur ont consisté à adapter ou revisiter des outils relativement anciens d'estimation (notamment les boucles à verrouillage de phase et le filtre de Kalman, qui ont été initiés respectivement dans les années 1930 et 1960 ...) pour des problèmes d'estimation actuels. Cela nous a permis de construire des estimateurs récursifs de bonnes performances asymptotiques et à complexité raisonnable. Nous

avons surtout pu établir dans certains cas des formules théoriques approchées de performances, que l'on pourra espérer utiles, et qui sont en tout cas facilement utilisables (fonctions relativement simples des paramètres physiques du canal). Ce dernier point concerne les travaux du thème 4 sur les boucles de poursuite CATL et les filtres de Kalman asymptotiques pour l'estimation de canal à 1 ou plusieurs bonds, et également une bonne partie des travaux de thèse de Robin Gerzaguet, qui permettent de prévoir et dimensionner des algorithmes LMS pour la soustraction d'interférence dans les récepteurs multi-standard (fuites d'horloges affectées de décalage de fréquences et bruit de phase, ou *Tx-Leakage*).

De manière générale, une de mes aspirations était d'arriver à une analyse théorique (performance, réglage) des estimateurs ou techniques proposées, quitte parfois à ne traiter qu'une part du problème ou à considérer des modèles simplifiés. J'ai ainsi cherché à rompre avec un type de travail consistant à mesurer les performances d'une chaine complète et complexe (c'est-à-dire incluant un grand nombre de blocs et de nombreux paramètres) uniquement par simulation, même si je conçois l'utilité majeure d'un tel travail d'un point de vue applicatif ou industriel (ou lorsque la théorie est trop complexe ...).

# 7.2 Perspectives

Je vais maintenant énoncer quelques perspectives à ces travaux de recherche, et je voudrais le faire de manière assez pragmatique. L'encadrement ou co-encadrement d'étudiants en thèse est une activité que j'ai eu à coeur de pratiquer de manière quasi-continue depuis ma thèse. C'est un des cotés du métier d'enseignant-chercheur que j'ai beaucoup apprécié. Ces encadrements ont pu être faits la plupart du temps dans de bonnes conditions concernant le thème et le nombre d'étudiants (idéalement pas plus de deux étudiants encadrés en parallèle). Jusqu'à présent, environ quasi la moitié de mes encadrements de thèse (Hussein, Jordi, Huaqiang, Soukayna) ont été réalisés sur des sujets que j'ai construit en concertation avec un collègue universitaire. Et donc un peu plus de la moitié des sujets de thèse ont été amenés par la R&D des entreprises environnantes, essentiellement le CEA-LETI et ST (Youssef, Robin, Mathieu, Yoann, et tout récemment Marguerite). Je dois dire que cette combinaison m'a très bien convenue et a été enrichissante, et je ne vois donc pas de raison d'en changer. La première composante (thèses purement universitaires) m'a permis de faire avancer des sujets sur l'estimation de canal qui me tenaient à coeur, la deuxième composante (thèses extérieures) m'a permis de m'ouvrir à d'autres sujets, plus en lien avec les préoccupations actuelles des télécoms, et de garder un contact avec le monde de la R&D. L'encadrement de thèses extérieures présente à priori une prise de risque plus grande car au départ je maitrise moins le sujet et mon intérêt vis à vis de ce sujet. Je dois dire que cela s'est unanimement bien passé jusqu'à présent, avec des sujets qui rentraient suffisamment bien dans mon champs de compétence, et qui ont permis des échanges et apports réciproques avec les encadrants et étudiants en thèse extérieurs. En tant qu'universitaire, j'ai notamment veillé à la bonne formalisation et analyse théorique des problèmes, ainsi qu'à la valorisation par la rédaction d'articles scientifiques.

Dans la suite, je souhaite donc poursuivre ces deux types d'encadrement de thèses, universitaire et extérieure. Une partie des thèmes de recherche à venir découleront ainsi des opportunités de projets extérieurs qui me paraitront intéressants et entrer dans mes cordes. Par ailleurs, je peux déjà lister des thèmes qui correspondent à la poursuite de mes travaux, ou à des travaux de thèses extérieures avec le CEA-LETI déjà enclenchés. Enfin j'espère aussi avoir l'opportunité et la curiosité intellectuelle de m'ouvrir à d'autres thèmes beaucoup moins en lien avec mes travaux réalisés aujourd'hui.

## 7.2.1 Perspectives à l'estimation dynamique de canal et compensations

Nous avons développé des formules de performance et de réglage d'algorithmes de poursuite des amplitudes complexes d'un canal à évolution lente (de type boucles de poursuite ou filtres de Kalman, d'ordre r = 1, 2, 3) qui sont fonctions de l'état macroscopique du canal : rapport signal à bruit d'entrée, profil de Doppler (au travers du moment d'ordre 2r du spectre Doppler), et profil de distribution des retards des trajets (susceptible d'amplifier la variance du bruit de boucle).

Des perspectives à ces travaux pourraient d'abord consister à étendre le champs d'application des algorithmes. Tout d'abord, une perspective assez immédiate serait d'obtenir des algorithmes autoadaptatifs, c'est à dire qui peuvent se régler sans connaissance à priori sur l'état du canal (ou avec une connaissance minime). Cette perspective a déjà été entamée dans [N8][C37] pour l'ordre r = 1, elle pourrait être approfondie et envisagée pour des ordres supérieurs.

Nos algorithmes et formules ont été développés pour des ordres (du modèle dynamique) allant de r = 1 à 3. En particulier, la théorie pour les algorithmes basés sur des boucles d'ordre 3 a été développée dans la thèse de Huaqiang Shu. Mais dans l'application originelle visée (estimation de canaux radiomobiles lents de type WSS-US), le gain en performance obtenue en passant d'un ordre 2 à 3 s'est avéré très faible, puisque les performances sont déjà bonnes avec un ordre 2. Peut-être pourrait-on trouver un autre domaine d'application où le besoin d'algorithmes d'ordre 3 et l'adaptation de leur théorie s'avèreraient plus utiles. Cela pourrait être le cas de canaux davantage soumis à des dérives de fréquence Doppler (qui pourraient être liées à des accélérations de l'émetteur ou du récepteur, comme dans les applications satellite) ou à d'autres évolutions.

On pourrait aussi chercher à adapter les algorithmes de type boucle de poursuite d'ordre r au cas de canaux rapides. Sur le principe, ces algorithmes devraient fonctionner mais il resterait deux points à investiguer. Tout d'abord, les formules de performance et de réglage que nous avons établies ne sont valables que dans le cas de canaux lents (sous l'hypothèse  $f_d T \leq 10^{-2}$ , le système est très sur-échantillonné, et les calculs ont pu quasiment être menés comme en analogique). Dans le cas d'un canal rapide, il pourrait être intéressant d'étendre nos formules de performance, même si ces dernières doivent forcément avoir une forme moins simple. Ensuite, l'algorithme d'estimation à la cadence symbole des (moyennes temporelles des) amplitudes complexes devrait être complété pour prendre en compte l'interférence entre sous-porteuses comme dans le thème 3a, mais en s'appuyant cette fois sur les r paramètres estimés par la boucle (pour estimer la variation du canal à l'intérieur d'une période symbole, et reconstruire l'interférence).

Egalement, ces algorithmes considéraient le plus souvent des formes d'ondes mono-porteuses ou multi-porteuses de type OFDM avec préfixe cyclique et schémas de pilotes de type régulier (*comb-type pilot*). Dans les systèmes de 5ème génération de téléphonie mobile à venir, de nouvelles formes d'ondes plus ou moins basées sur une généralisation de l'OFDM devraient être utilisées. On pourrait essayer d'adapter nos algorithmes d'estimation de canal ou en étudier de nouveaux, plutôt de type bloc. Egalement pour ces nouvelles formes d'ondes, l'impact théorique de la mobilité et de l'effet Doppler pourrait être étudié en terme de puissance d'interférence inter-porteuses, à l'image de ce que nous avions fait dans la thèse de Hussein Hijazi (chapitre 1.2 de sa thèse). Nos algorithmes de réduction d'interférence entre sous-porteuses pourraient aussi-être adaptés.

En s'éloignant maintenant davantage de nos travaux et champs de compétence, une première perspective serait de s'appuyer non pas sur nos algorithmes mais simplement sur nos formules de variance d'estimation de canal, dans la perspective d'une aide à la décision. Par exemple dans un réseau composé de plusieurs noeuds, la précision permise sur l'estimation de canal de chaque noeud pourrait permettre
d'affiner les optimisations de l'allocation de ressources, ou des choix des noeuds à utiliser comme relais, ... Egalement, on pourrait chercher à compléter notre travail sur l'estimation de canal dans une perspective de prédiction de l'état du canal, qui est une tâche importante pour la planification des réseaux.

Une autre perspective non immédiate de nos travaux mais très intéressante serait de prendre en compte le codage canal et l'information souple au niveau du décodage pour améliorer itérativement les performances d'estimation et de synchronisation, idéalement en continuant de maitriser théoriquement les performances (au moins approximativement). De manière plus générale et plus vague, l'idée de travaux théoriques inter-disciplinaires revisitant des problème classiques de théorie de l'information/codage mais adaptés au contexte de canaux et estimation dynamiques me parait intéressante. En effet, beaucoup de théories concernant le codage/décodage ont été élaborées et optimisées pour un cadre purement statique.

# 7.2.2 Perspectives aux thèmes liés aux schémas de transmission

La première partie de mes travaux (thèmes 1 et 2) était consacrée à l'étalement de spectre et autres schémas de transmission. Concernant les systèmes à étalement de spectre, ils ont eu leur heure de gloire pour les systèmes de téléphonie cellulaires de 3ème génération, mais ne sont pas directement retenus dans les systèmes envisagés pour la 5ème génération. Ils continuent par contre à opérer dans de nombreux autres systèmes comme dans les systèmes de radio-localisation, notamment par satellite (GPS, Galileo). Etant donné aussi leur capacité à travailler à des niveaux de RSB extrêmement faibles, le concept des systèmes à étalement demeure presque incontournable lorsque l'on a besoin de discrétion ou lorsque l'on s'intéresse à la sécurité de la couche physique. Même si je peux être amené à travailler sur de tels sujets, je ne mentionnerai pas de perspective directement liée à mes travaux sur l'étalement de spectre (thème 1). Mais les concepts de l'étalement de spectre continuent à être présents dans les deux travaux à venir mentionnés.

### 7.2.2.1 Schémas de transmission à haute efficacité énergétique

Le nombre de communications sans fil a explosé ces dernières années, et ce n'est pas près de s'arrêter puisque après les personnes, ce sont maintenant les objets qui communiquent (communication M2M pour "Machine-to-Machine", IoT pour "Internet-of-Things, ...). Un enjeu très important est de pouvoir définir des systèmes de communications à haute efficacité énergétique, et de limiter l'impact sur l'environnement ("Green Telecom"). Je travaille sur ce thème de transmission à haute efficacité énergétique depuis un an et demi, grâce à l'encadrement de la thèse "extérieure" de Yoann Roth au CEA-LETI, qui est encadré sur place par Jean-Baptise Doré et Vincent Berg. La problématique de la communication des objets est assez différente de la téléphonie mobile, puisque les débits de transmission peuvent être nettement réduits, et c'est surtout l'autonomie des objets qui importe, et leur longue portée de transmission. Pour certains applications, le besoin de définir une nouvelle couche physique pour ce nouveau réseau ["Low Power Wide Area (LPWA) network"] se fait sentir. Certains standards (IEEE 802.15.4k) ou solutions industrielles existent déjà. On peut citer le système propriétaire opérationnel dénommé LoRa (Long Range) [Seller 2014], développé par la société Semtech, et qui est expérimenté en ce moment sur la place grenobloise. Ce système semble être de longue portée et basse consommation, et repose en grande partie sur la technique d'étalement de spectre (non pas ici par séquence directe et modulation linéaire multi-voie, mais comme une modulation non linéaire à base d'un dictionnaire de séquences orthogonales) couplée à un code correcteur d'erreurs.

De notre coté, le travail de thèse de Yoann a déjà permis de proposer un premier schéma nommé Turbo-FSK (Cf section 5.2.3.2 et [C43][N12]) qui combine modulations orthogonales de type FSK et codage, en s'appuyant sur le principe turbo à la réception. Ce schéma déporte la complexité sur la station de base en réception, et permet d'approcher les limites minimales atteignables de la théorie de l'information en terme d'énergie par bit pour un canal à bruit blanc additif Gaussien, avec des tailles de bloc raisonnables. Nous allons poursuivre l'étude de ce schéma et de ces variantes pour mieux les comparer aux schémas existants, les confronter à des scénarios plus réalistes de canal, ainsi que traiter le problème de la synchronisation (souple?) à très bas RSB.

#### 7.2.2.2 Acquisition intelligente compressée dans les récepteurs radio-fréquence

Un sujet encore très intéressant sur lequel je vais travailler, grâce à l'encadrement de la thèse extérieure de Marguerite Marnat qui démarre au CEA-LETI (encadrement Michaël Pélissier au CEA, et Olivier Michel et moi-même du coté universitaire), et dont le titre est "Récepteur radio-fréquence basé sur l'échantillonnage parcimonieux pour les applications de communication radio versatile et adaptative". On s'intéresse ici à un "récepteur intelligent", capable de faire un sondage de son environnement afin d'extraire un certain nombre d'informations à partir du signal d'entrée (comme la détection de la présence d'un interférent, les positions des bandes occupées, peut-être aussi des caractéristiques des signaux dans ces bandes, ...). Cela pourrait bien sur être fait théoriquement par numérisation et traitement numérique du signal (calcul de Transformée de Fourier rapide par exemple en cas de sondage de spectre), mais alors avec une consommation et une complexité prohibitive (fréquence d'échantillonnage énorme, etc ...). On veut au contraire réduire cette complexité et faire un sondage quasi analogique en profitant de la parcimonie du signal dans le domaine des fréquences (de nombreuses bandes ne sont pas utilisées en même temps) pour extraire l'information utile à moindre complexité. Cela pourrait se faire par exemple en mesurant en parallèle quelques points de corrélation analogique du signal d'entrée avec des séquences binaires pseudo-aléatoires [Mishali 2010] (cette acquisition peut s'interpréter encore comme un récepteur à étalement de spectre multi-code ...). On parle alors de « analog to information converter » plutôt que de « analog to digital converter » dans la mesure où l'on s'attache à capturer l'information désirée plutôt que le signal brut complet. C'est l'idée générale du "compressive sensing". Sauf que l'on ne cherchera pas ici à reconstruire tout le signal à partir des points de mesure acquis (problème complexe de la reconstruction) mais seulement à extraire quelques informations, ce qui peut se résumer à un problème de détection ou de classification. Dans les applications du CEA-LETI, les informations extraites pourraient être utiles à différentes fins, en particulier pour optimiser la configuration de la chaîne de réception principale analogique (étages d'amplificateurs, filtres de tête ...) jusqu'au numérique (nombre de bits et fréquences des convertisseurs analogiques numériques).

En dehors de ces 2 thèmes déjà entamés, je serais certainement amené à d'autres études concernant les schémas de transmission, en lien avec les travaux d'autres collègues (notamment sur la conception de formes d'ondes, les communications optiques, ...).

# 7.2.3 Ouverture(s)

J'ai listé un certain nombre de sujets prospectifs vis-à-vis de mes travaux antérieurs ou liés à des projets de recherche qui démarrent. Enfin j'espère aussi avoir l'opportunité et la curiosité intellectuelle de m'ouvrir à d'autres thèmes beaucoup moins en lien avec mes travaux réalisés aujourd'hui. Je n'ai pas d'idée arrêtée à ce jour, mais cela pourrait se faire au grès des rencontres humaines ou disciplinaires.

# Bibliographie

- [Baddour 2005] K.E. Baddour et N.C. Beaulieu. Autoregressive modeling for fading channel simulation. IEEE Trans. Wireless Commun., vol. 4, no. 4, pages 1650–1662, July 2005. (Cité en pages 115 et 121.)
- [Bello 1963] P.A. Bello. Characteriwation of randomly time-variant linear channels. IEEE transactions on communications and systems, vol. 11(4), pages 360–393, 1963. (Cité en page 36.)
- [Blanchard 1975] A. Blanchard. Techniques des boucles d'asservissement de phase,. École Supérieure d'Électricité, 1975. (Cité en page 54.)
- [Boutros 1998] J. Boutros et E. Viterbo. Signal space diversity : a power-and-bandwidth-efficient diversity technique for the Rayleigh fading channel. IEEE Trans. Infor. Theory, vol. 44, no. 4, pages 1453–1467, July 1998. (Cité en page 72.)
- [Brossier 1997] J.M. Brossier. Signal et communication numérique : égalisation et synchronisation. Hermes, 1997. (Cité en pages 55 et 120.)
- [Christiansen 1994] G.S. Christiansen. Modeling of PRML timing loop as a Kalman filter. In IEEE Global Telecommunications Conference GLOBECOM, volume 2, pages 1157–1161 vol.2, 1994. (Cité en page 99.)
- [Chugg 2005] K.M. Chugg et M. Zhu. A new approach to rapid PN code acquisition using iterative message passing techniques. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, vol. 23, no. 5, pages 884–897, May 2005. (Cité en page 66.)
- [Cibaud 2004] D. Cibaud, G. Jourdain et M. Arndt. Functional study of FDD equalizer in the context of TDD reconfiguration. In Proc. Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, PIMRC'2004, volume 2, pages 1292–1296, Sept. 2004. (Cité en page 53.)
- [Cibaud 2006] D. Cibaud. Etude d'implémentation d'un récepteur reconfigurable pour un terminable bi-mode tdd et fdd de l'umts. Thèse de doctorat de l'INPG, 2006. (Cité en page 53.)
- [Clarke 1997] R.H. Clarke et Wee Lin Khoo. 3-D mobile radio channel statistics. IEEE Trans. Veh. Technol., vol. 46, no. 3, pages 798 –799, aug 1997. (Cité en page 101.)
- [D'Andrea 1996] A.N. D'Andrea et M. Luise. Optimization of symbol timing recovery for QAM data demodulators. IEEE trans. Commun., vol. 44, no. 3, pages 399–406, March 1996. (Cité en page 54.)
- [Des Noes 2015] M. Des Noes. Détection itérative des séquences pseudo-aléatoires. PhD thesis, doctorat de l'Université de Grenoble, 15 Octobre 2015. (Cité en page 65.)
- [Digalakis 1993] V. Digalakis, J. R. Rohlicek et M. Ostendorf. ML Estimation of a Stochastic Linear System with the EM Algorithm and Its Application to Speech Recognition. IEEE Trans. on Speech and Audio Processing, vol. 1, no. 4, pages 431–442, 1993. (Cité en page 90.)
- [Gardner 1979] F.M. Gardner. Phaselock techniques. Wiley; second edition, 1979. (Cité en page 54.)
- [Gazor 1999] S. Gazor. Prediction in LMS-type adaptive algorithms for smoothly time varying environments. Signal Processing, IEEE Transactions on, vol. 47, no. 6, pages 1735 –1739, jun 1999. (Cité en page 110.)
- [Gerzaguet 2015] R. Gerzaguet. Méthodes de Traitement Numérique du Signal pour la Réduction d'Auto-Interférences dans un Terminal Mobile. PhD thesis, doctorat de l'Université de Grenoble, 26 Mars 2015. (Cité en page 95.)

- [Ghandour-Haidar 2010] S. Ghandour-Haidar. Estimation de canal à évanouissements lents pour les communications radio-mobiles. Rapport technique, rapport de stage de master recherche, 25 Juin 2010. (Cité en page 100.)
- [Ghandour-Haidar 2014] S. Ghandour-Haidar. Estimation de canal à évanouissements plats pour les communications sans fil à relais multi-bonds. PhD thesis, doctorat de l'Université de Grenoble, 12 Décembre 2014. (Cité en pages 101 et 115.)
- [Hijazi 2008] H. Hijazi. Estimation de canal radio-mobile à évaluation rapide dans les systèmes à modulation OFDM. PhD thesis, doctorat de l'Institut polytechnique de Grenoble, spécialité "signal, Image, Parole, Télécoms", 25 Novembre 2008. (Cité en pages vii, 80, 82, 84 et 88.)
- [Jakes 1974] W.C. Jakes. Microwave mobile communications. New-York : John Wiley, 1974. (Cité en page 101.)
- [Kay 1993] S. Kay. Fundamentals of statistical signal processing : Estimation theory. Prentice Hall PTR, April, 1993. (Cité en page 112.)
- [Khalighi 2002a] M.A. Khalighi. Etude des systèmes de communication multi-antennes : capacité de canal et détection itérative. Thèse de doctorat de l'INPG, 2002. (Cité en page 68.)
- [Khalighi 2002b] M.A. Khalighi, K. Raoof et Jourdain G. A simple prefiltering to increase the capacity of fading channels. In IEEE International Conference on Telecommunications, Beijing, CHINA, 2002. (Cité en page 70.)
- [Komninakis 2002] C. Komninakis, C. Fragouli, A.H. Sayed et R.D. Wesel. Multi-input multi-output fading channel tracking and equalization using Kalman estimation. IEEE Trans. Signal Process., vol. 50, no. 5, pages 1065–1076, May 2002. (Cité en page 117.)
- [Lindbom 2001] L. Lindbom, M. Sternad et A. Ahlen. Tracking of time-varying mobile radio channels .1. The Wiener LMS algorithm. Communications, IEEE Transactions on, vol. 49, no. 12, pages 2207 -2217, dec 2001. (Cité en pages 110 et 120.)
- [Lindbom 2002] L. Lindbom, A. Ahlen, M. Sternad et M. Falkenstrom. Tracking of time-varying mobile radio channels. II. A case study. IEEE Trans. Commun., vol. 50, no. 1, pages 156–167, Jan 2002. (Cité en page 121.)
- [MacWilliams 1981] F.J. MacWilliams et N.J.A. Sloane. The theory of error-correcting codes. North-Holland/Elsevier Science Publishers, 1981. (Cité en page 66.)
- [Madhow 1994] U. Madhow et M.L. Honig. MMSE interference suppression for direct-sequence spreadspectrum CDMA. IEEE Trans. on Communications, vol. 42, no. 12, pages 3178–3188, Dec 1994. (Cité en page 51.)
- [Mengali 1997] U. Mengali et A.N. D'Andrea. Synchronization techniques for digital receivers (applications of communications theory). Springer; 1997 edition, 1997. (Cité en pages 54, 55 et 104.)
- [Meyr 1998] H. Meyr, M. Moeneclaey et S.A. Fechtel. Digital communications receveirs. synchronization, channel estimation, and signal processing. Wiley, 1998. (Cité en pages 54, 55 et 104.)
- [Mishali 2010] M. Mishali et Y. C. Eldar. From theory to practice : Sub-Nyquist sampling of sparse wideband analog signals. IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing, vol. 4, no. 2, pages 375–391, 2010. (Cité en page 126.)
- [Nasser 2006] Y. Nasser. Sensibilité des Systèmes OFDM-CDMA aux erreurs de synchronisation en réception radio-mobile. PhD thesis, doctorat de l'INPG, spécialité "signal, Image, Parole, Télécoms", 04 Octobre 2006. (Cité en page 72.)
- [Patapoutian 1999] A. Patapoutian. On phase-locked loops and Kalman filters. IEEE Trans. Commun., vol. 47, no. 5, pages 670–672, May, 1999. (Cité en page 99.)

- [Persson 2002] A. Persson, T. Ottosson et E. Strom. Time-frequency localized CDMA for downlink multi-carrier systems. IEEE International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications, vol. 1, pages 118–122, 2002. (Cité en page 72.)
- [Pigeonnat 1999] Y. Pigeonnat. Joint detection for UMTS : complexity and alternative solutions. In Proc. Vehicular Technology Conference, VTC'99, Houston, U.S.A., volume 1, pages 546–550, May 1999. (Cité en page 51.)
- [Ping 2003] L. Ping, W. Leung et K.Y. Wu. Low-rate turbo-Hadamard codes. page 3213–3224, Dec, 2003. (Cité en page 76.)
- [Proakis 1995] J.G. Proakis. Digital communications. McGraw-Hill, third edition, 1995. (Cité en pages 35, 69 et 75.)
- [Rainish 1996] D. Rainish. Diversity transform for fading channels. IEEE Trans. Commun., vol. 44, no. 12, pages 1653–1661, Dec. 1996. (Cité en page 72.)
- [Seller 2014] O. Seller et N. Sornin. Low power long range transmitter. US Patent 20140219329 A1, vol. 4, Aug. 2014. (Cité en page 125.)
- [Shannon 1948] C. Shannon. A mathematical theory of communication. page 379–423, July, 1948. (Cité en pages 33 et 75.)
- [Shu 2013] H. Shu. Algorithmes de poursuite pour l'estimation de canal radio-mobile et performances asymptotiques : application pour les systèmes OFDM. PhD thesis, doctorat de l'Université des Sciences et Technologies de Lille, 6 Novembre 2013. (Cité en page 100.)
- [Simon 2004] E.P. Simon. Synchronisation de signaux CDMA dans un environnement multi-utilisateur. PhD thesis, doctorat de l'INPG, spécialité "signal, Image, Parole, Télécoms, 30 Nov. 2004. (Cité en pages 54, 55 et 59.)
- [Slock 1994] D.T.M. Slock. Blind fractionally-spaced equalization, perfect-reconstruction filter banks and multichannel linear prediction. In Proc. International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing, ICASSP'94, volume 4, pages 585–588, April 1994. (Cité en page 53.)
- [Tong 1995] L. Tong, X. Guanghan, B. Hassibi et T. Kailath. Blind channel identification based on second-order statistics : a frequency-domain approach. IEEE Trans. on Information Theory, vol. 41, no. 1, pages 329–334, Jan 1995. (Cité en page 53.)
- [Tsatsanis 1996] M.K Tsatsanis et G.B. Giannakis. Optimal decorrelating receivers for DS-CDMA systems : a signal processing framework. IEEE Trans. on Signal Processing, vol. 44, no. 12, pages 3044–3055, Dec 1996. (Cité en page 51.)
- [Van Trees 1968] H.-L. Van Trees. Detection, estimation, and modulation theory : Part i. John Wiley, New-York, 1968. (Cité en page 80.)
- [Verdu 1998] S. Verdu. Multi-user detection. Cambridge University Press, first edition, 1998. (Cité en pages 50 et 51.)
- [Vilà Valls 2010] J. Vilà Valls. Estimation dynamique non-linéaire de canaux de transmission pour récepteurs satellite mobiles. PhD thesis, doctorat de l'Institut polytechnique de Grenoble, spécialité "signal, Image, Parole, Télécoms", 29 Mars 2010. (Cité en pages 80 et 92.)
- [Yang 2001] B. Yang, K. B. Letaief, R.S. Cheng et Z. Cao. Channel estimation for OFDM transmission in multipath fading channels based on parametric channel modeling. IEEE Trans. Commun., vol. 49, no. 3, pages 467–479, 2001. (Cité en page 87.)
- [Yee 1993] N. Yee, J-P. Linnartz et G. Fetteweis. Multi-Carrier CDMA in Indoors wireless radio networks. In IEEE Personal Indoor and Mobile Radio Communications, pages 109–113, 1993. (Cité en page 72.)

# Annexes : quelques articles joints

Quelques articles sont joints à la suite pour illustrer en partie les différents thèmes (tous mes autres articles sont accessibles en ligne) :

- pour généralités (modulations linéaires) et thème 1 (Récepteurs CDMA) :
  - **[R3]** L. Ros, E. Simon, Y. Nasser, "Revue de la boucle à re-modulation pour la synchronisation de phase en modulation linéaire multi-voie avec trajets multiples : application en CDMA et OFDM", Revue de l'Electricité et de l'Electronique (REE),  $n^04$ , pp. 55-68, Avril 2005.

# • pour le thème 2 (Techniques de transmission) :

- [R4] M.A. Khalighi, L. Ros, "Delayed Two-Streams Division, A Diversity Technique To Improve Signal Transmission In Relatively Fast Flat Fading Channels", Elsevier Signal Processing, in vol. 85/4, pp. 705-715, April 2005.
- pour le thème 3/3a (Estimation de canal rapide en OFDM) :
  - [R11] H. Hijazi, L. Ros, "Joint data QR-Detection and Kalman estimation for OFDM time-varying Rayleigh channel complex gains", IEEE Transactions on Communications, vol. 58, n<sup>0</sup>1, pages 170-178, January 2010.

### • pour le thème 3/3b (Estimation dynamique non-linéaire ou conjointe) :

- [R17] E.P. Simon, L. Ros, H. Hijazi, M. Ghogho, "Joint Carrier Frequency Offset and Channel Estimation for OFDM Systems via the EM Algorithm in the Presence of Very High Mobility", IEEE Transactions on Signal Processing, vol. 60, n<sup>0</sup>2, pages 754-765, Feb. 2012.
- [R15] J. Vilà-Valls, L. Ros, J.M. Brossier, "Joint oversampled carrier and time-delay synchronization in digital communications with large excess bandwidth", Elsevier Signal Processing, Volume 92, Issue 1, Pages 76-88, January 2012.

**[R24]** R. Gerzaguet, L. Ros, F. Belvèze, J.M. Brossier, "Performance of a Digital Transmitter Leakage LMS-Based Cancellation Algorithm for Multi-Standard Radio-Frequency Transceivers", Elsevier Digital Signal Processing , vol. 51, pages 35-46, January 2016.

# • pour le thème 4/4a (Boucles de poursuites CATL) :

 [R19] L. Ros, H. Hijazi, E.P. Simon, "Complex Amplitudes Tracking Loop for multipath channel estimation in OFDM systems under slow to moderate fading", Elsevier Signal Processing, vol.97, pages 134-145, April 2014.

### • pour le thème 4/4b (Performances asymptotiques de filtres de Kalman) :

- [R18] H. Shu, E.P. Simon, L. Ros, "Third-order Kalman Filter : tuning and steady-state performance", IEEE Signal Processing Letter, vol. 20, n<sup>0</sup>11, Nov. 2013.
- [R21] H. Shu, L. Ros, E.P. Simon, "Simplified Random-Walk-Model-Based Kalman Filter for Slow to Moderate Fading Channel Estimation in OFDM Systems", IEEE Transactions on Signal Processing, vol. 62, n<sup>0</sup>15, pages 4006-4017, August 2014.
- [R16] S. Ghandour-Haidar, L. Ros, J.M. Brossier, "On the use of first-order autoregressive modeling for Rayleigh flat fading channel estimation with Kalman filter", Elsevier Signal Processing (fast com.), vol. 92, Issue 2, pages 601-606, Feb. 2012.

Abstract — This manuscript of "Habilitation à diriger les Recherches" (Habilitation to conduct researches) gives me the opportunity to take stock of the last 14 years on my associate professor activities and on my research works in the field of signal processing for digital communications, particularly for radio-mobile communications. The purpose of this signal processing is generally to obtain a robust transmission, despite the passage of digital information through a communication channel disrupted by the mobility between the transmitter and the receiver (Doppler effect), the phenomenon of echoes (multi-path propagation), the addition of noise or interference, or by limitations in bandwidth, in transmitted power or in signal-to-noise ratio. In order to recover properly the digital information, the receiver needs in general to have an accurate knowledge of the channel state. Much of my work has focused on receiver synchronization or more generally on the dynamic estimation of the channel parameters (delays, phases, amplitudes, Doppler shifts, ...). We have developed estimators and studied their performance in asymptotic variance, and have compared them to minimum lower bound (Cramer-rao or Bayesian Cramer Rao bounds). Some other studies have focused only on the recovering of information ("detection" or "equalization" task) by the receiver after channel estimation, or proposed and analyzed emission / reception schemes, reliable for certain scenarios (transmit diversity scheme for flat fading channel, scheme with high energy efficiency, ...).

**Keywords :** Channel estimation, Synchronization, Equalization, Digital Communications, Signal Processing, Kalman filter, Digital Phase-Locked Loops (D-PLL), Spread-spectrum technique, Coded Division Multiple Access (CDMA), Multi-carrier modulation, Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM), Multi-path channel, Doppler, Diversity.

**Résumé** — Ce mémoire de HDR est l'occasion de dresser un bilan des 14 dernières années concernant mes activités d'enseignant-chercheur et mes travaux de recherche dans le domaine du traitement du signal pour les communications numériques, et plus particulièrement les communications radiomobiles. L'objet de ce traitement du signal est globalement l'obtention d'une transmission robuste, malgré le passage de l'information numérique au travers d'un canal de communication perturbé par la mobilité entre l'émetteur et le récepteur (effet Doppler), le phénomène d'échos, l'addition de bruit ou d'interférence, ou encore par des limitations en bande-passante, en puissance transmise ou en rapportsignal à bruit. Afin de restituer au mieux l'information numérique, le récepteur a en général besoin de disposer d'une connaissance précise du canal. Une grande partie de mes travaux s'est intéressé à l'estimation dynamique des paramètres de ce canal (retards, phases, amplitudes, décalages Doppler, ...), et en particulier à la synchronisation du récepteur. Quelques autres travaux se sont intéressés seulement à la restitution de l'information (tâches de "détection" ou d' "égalisation") par le récepteur une fois le canal estimé, ou à des schémas d'émission / réception spécifiques. La synthèse des travaux commence par une introduction générale décrivant les "canaux de communications" et leurs problèmes potentiels, et positionne chacun de mes travaux en ces termes. Une première partie s'intéresse aux techniques de réception pour les signaux à spectre étalé des systèmes d'accès multiple à répartition par codes (CDMA). Ces systèmes large-bande offrent un fort pouvoir de résolution temporelle et des degrés de liberté, que nous avons exploités pour étudier l'égalisation et la synchronisation (de retard et de phase) en présence de trajets multiples et d'utilisateurs multiples. La première partie regroupe aussi d'autres schémas d'émission/réception, proposés pour leur robustesse dans différents scénarios (schéma à diversité pour canaux à évanouissement plats, schéma à forte efficacité énergétique, ...). La seconde partie est consacrée à l'estimation dynamique Bayésienne des paramètres du canal. On suppose ici qu'une partie des paramètres à estimer exhibe des variations temporelles aléatoires selon une certaine loi à priori. Nous proposons d'abord des estimateurs et des bornes minimales d'estimation pour des modèles de transmission relativement complexes, en raison de la distorsion temporelle due à la forte mobilité en modulation multi-porteuse (OFDM), ou de la présence de plusieurs paramètres à estimer conjointement, ou encore de non linéarités dans les modèles. Nous nous focalisons ensuite sur le problème d'estimation des amplitudes complexes des trajets d'un canal à évolution lente (à 1 ou plusieurs bonds). Nous proposons des estimateurs récursifs (dénommés CATL, pour "Complex Amplitude Tracking Loop") à structure imposée inspirée par les boucles à verrouillage de phase numériques, de performance asymptotiques proches des bornes minimales. Les formules analytiques approchées de performances asymptotiques et de réglages de ces estimateurs sont établies sous forme de simples fonctions des paramètres physiques (spectre Doppler, retards, niveau de bruit). Puis étant donné les liens établis entre ces estimateurs CATL et certains filtres de Kalman (construits pour des modèles d'état de type marche aléatoire intégrée), les formules approchées de performances asymptotiques et de réglage de ces filtres de Kalman sont aussi dérivées.

**Mots clés :** Estimation de canal, Synchronisation, Egalisation, Communications numériques, Traitement du signal, Filtre de Kalman, Boucle à verrouillage de phase numérique, Etalement de spectre par séquence directe, Modulation multi-porteuse, Canal multi-trajet, Doppler, Diversité.