



Estimation de canal et Synchronisation pour les systèmes OFDM en présence de mobilité

Eric Simon

► **To cite this version:**

Eric Simon. Estimation de canal et Synchronisation pour les systèmes OFDM en présence de mobilité. Traitement du signal et de l'image. Université de Lille, 2015. <tel-01163710>

HAL Id: tel-01163710

<https://hal.archives-ouvertes.fr/tel-01163710>

Submitted on 15 Jun 2015

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

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

N° 41718

UNIVERSITÉ DE LILLE 1 SCIENCES ET TECHNOLOGIES

École Doctorale Sciences Pour l'Ingénieur

MEMOIRE

en vue d'obtenir

L'habilitation à diriger des recherches

Spécialité: Micro et Nanotechnologies, Acoustique et Télécommunications
préparée à l'Institut d'Electronique de Microélectronique et de Nanotechnologie

présentée et soutenue publiquement le 2 juin 2015 par:

Eric SIMON

**Estimation de canal et Synchronisation pour les systèmes
OFDM en présence de mobilité**

Membres du jury

Rapporteurs:

Pr. **Jean-Marie GORCE** Université de Lyon
Pr. **Eric GRIVEL** Université de Bordeaux
Pr. **Jérôme LOUVEAUX** Université catholique de Louvain

Examineur:

Pr. **Gilles BUREL** Université de Brest

Garante:

Pr. **Martine LIÉNARD** Université de Lille

Membres invités:

Dr. **Marion BERBINEAU** IFSTTAR Villeneuve d'Ascq
Pr. **Laurent CLAVIER** Université de Lille

A Anne-Claire ♡

Remerciements

Les travaux présentés dans ce mémoire ont été réalisés au sein du laboratoire IEMN dans le groupe TELICE, sous la responsabilité successive des professeurs Pierre Degauque et Martine Liénard. Je leur suis reconnaissant pour leurs conseils lors de la préparation de cette HDR.

Je tiens à remercier Monsieur Gorce de l'INSA Lyon, monsieur Grivel de l'université de Bordeaux et monsieur Louveaux de l'université catholique de Louvain d'avoir accepté de juger mon travail et pour leurs suggestions et commentaires qui me seront précieux pour la suite de ma carrière.

Je remercie chaleureusement monsieur Gilles Burel de l'université de Brest d'avoir accepté d'être examinateur dans ce jury.

J'adresse mes sincères remerciements à madame Berbineau de l'IFSTTAR et à monsieur Clavier de l'IRCICA d'avoir accepté de faire partie du jury.

Je tiens à remercier sincèrement tous les doctorants avec lesquels j'ai collaboré. Merci à Jin Fang, Huaqiang Shu, Farah Zaarour, Sofiane Kharbech et Grecia Romero. Je leur souhaite de réussir dans leurs projets.

Je remercie également tous les collègues avec qui j'ai collaboré durant ces huit années de recherche, en particulier Laurent Ros, Hussein Hijazi et Ali Khalighi, qui sont maintenant devenu des amis.

Un grand merci à tous mes collègues de TELICE et de l'IUT pour leur soutien et leur bonne humeur. Un merci en particulier à mon co-bureau Davy Gaillot, pour son aide et pour nos débriefings du lundi matin sur les résultats de foot du week-end.

Enfin, un grand merci à ma famille pour son soutien indéfectible. Une reconnaissance particulière pour mes parents qui m'ont toujours soutenu dans la poursuite de mes études jusqu'au doctorat. Je dédie ce mémoire à ma femme Anne-Claire et à mes enfants Louise, Léonie, Jeanne et Basile.

Résumé

Ce mémoire d'HDR retrace huit années d'études théoriques sur les télécommunications dans le domaine des transports, et plus particulièrement sur l'estimation du canal. Ce travail s'inscrit dans un contexte où les télécommunications jouent un rôle de plus en plus important dans les activités de transport, le contrôle des trains, ainsi que les services et commodités offerts aux voyageurs. La spécificité des télécommunications dans les transports par rapport aux télécommunications fixes est la présence de mobilité plus ou moins forte selon le type d'application. Nous avons organisé notre mémoire en deux grandes parties : une partie traitant les variations lentes du canal, et une partie traitant les variations rapides. Les variations peuvent être considérées comme lentes si les interférences entre porteuses dues à l'effet Doppler sont négligeables. Dans ce cas, le modèle classique, le modèle auto-régressif d'ordre 1, utilisé pour approcher les variations du canal s'avère très peu performant. Nous avons alors proposé plusieurs solutions d'estimation du canal qui s'appuient sur un modèle plus performant dans ce contexte, le modèle à marche aléatoire. Dans un premier temps, nous avons proposé une famille de solutions optimales à base de filtre de Kalman. Pour réduire la complexité, nous avons ensuite étudié une famille de solutions à base de boucles de poursuites. Les résultats théoriques sur le réglage de ces solutions sont apportés. Dans le cas où les interférences entre porteuses ne peuvent plus être considérées comme négligeables (le cas variations rapides), nous avons alors proposé des solutions d'estimation de canal qui tiennent compte de ces interférences. Nous avons également exploré l'approche "turbo" pour l'annulation des interférences. La formulation du filtrage de Kalman souple dans ce contexte turbo est présentée en détail dans ce mémoire. Enfin, nous terminons ce mémoire en détaillant les perspectives de recherche, qui s'articulent autour de la radio intelligente et des réseaux de capteurs. Les résultats d'une campagne de mesure en TGV seront également exploités à court terme pour affiner nos modèles.

Abstract :

This HDR report deals with my work about theoretical analysis in the field of telecommunications in the transport domain, especially in channel estimation. The telecommunications plays an important role in the transport activities, train control together with services for passengers. The specificity of communications in the transportations systems is the presence of mobility. Our work is organized in two parts. The first part addresses the low mobility, and the second part the high mobility. The channel variations can be considered slow if the inter-carrier interference due to Doppler effect are negligible. In that case, the classical model, the auto-regressive model of order 1 used to approach the variations of the channel has very poor performance. Thus, we have proposed several solutions based on a more performing model in this particular context, the random walk model. Firstly, we have proposed a family of optimal solutions based on Kalman filtering. Then, to reduce the high complexity of the Kalman filter, we studied a family of solutions based on tracking loops. When the inter-carrier interference is no longer negligible (fast channel variations), we have proposed specific solutions that take into account this interference. We have also investigated the turbo approach for interference cancellation. Finally, some approaches for future work are provided dealing with cognitive radio and sensors networks.

Table des matières

Liste des figures	10
Liste des variables, des notations et des sigles	13
Liste des variables	13
Liste des notations	16
Liste des sigles (par ordre alphabétique)	17
1 Curriculum vitae	19
1.1 Etat civil	19
1.2 Diplômes	19
1.3 Activités professionnelles	20
2 Activités d'enseignement	21
2.1 Introduction	21
2.2 Enseignement <i>ante</i> -IUT Lille 1	21
2.2.1 Enseignement pendant ma thèse	21
2.2.2 Enseignement pendant mon ATER	22
2.3 Enseignement IUT Lille 1	22
2.4 Enseignement hors université Lille 1	24
3 Activités de recherche	25
3.1 Thématiques de recherche	25
3.2 Contrats	27
3.3 Evaluation	29
3.4 Collaborations	30
3.5 Encadrement	31
3.5.1 Doctorants	31
3.5.2 Post-doctorant	32
3.5.3 Stagiaires Master 2	32

3.6	Publications	33
4	Introduction générale et présentation du système OFDM en mobilité	40
4.1	Introduction générale	40
4.2	Modèle du canal	44
4.2.1	Modèle aléatoire	45
4.2.1.1	Loi de distribution des amplitudes complexes	45
4.2.1.2	Spectre Doppler associé a chaque trajet	46
4.3	Système OFDM en mobilité	48
4.3.1	Cas du canal à variations rapides	49
4.3.2	Cas du canal à variations lentes	52
I	Canal à variations lentes	55
5	Estimation d'un canal à variations lentes avec des filtres de Kalman	57
5.1	Le <i>joint multi-path</i> KF	61
5.2	Le <i>per-path</i> KF	65
5.2.1	Le KF simple trajet	65
5.2.2	Définition du <i>per-path</i> KF	66
5.2.3	Comparaison avec le <i>joint multi-path</i> KF	67
5.2.4	Réglage des paramètres du <i>per-path</i> KF	68
5.3	Résultats de simulation	70
5.4	Conclusion	73
6	Estimation d'un canal à variations lentes avec boucles de poursuite	75
6.1	Structure de la RW-LS-CATL	76
6.1.1	Equations de la RW-LS-CATL	76
6.1.2	Définition du signal d'erreur	78
6.2	Réglage des coefficients de la RW-LS-CATL	79
6.2.1	Calcul de l'EQMA	79
6.2.2	Optimisation des paramètres de boucle	82
6.3	Résultats de simulation et conclusion	86

II	Canal à variations rapides	93
7	Estimation conjointe du canal à variations rapides et de l'offset de fréquence	95
7.1	Introduction au problème de la synchronisation	95
7.2	Système OFDM avec décalage en fréquence	97
7.2.1	Equation d'observation	97
7.2.2	Modèle auto-régressif pour les coefficients des fonctions de base BEM	98
7.3	Algorithme de Kalman Etendu	99
7.3.1	Modèle auto-régressif pour le décalage en fréquence	99
7.3.2	Equations du filtrage de Kalman étendu	99
7.3.3	Algorithme de réception	101
7.3.4	Résultats de simulation	102
7.4	Algorithme EM	104
7.4.1	Présentation de l'algorithme	104
7.4.2	Résultats de simulation et conclusion	107
8	Estimation de canal à variations rapides avec une approche turbo	112
8.1	Le principe turbo	113
8.2	Système MIMO OFDM	114
8.3	Récepteur turbo	116
8.4	Filtre de Kalman souple	117
8.5	Résultats de simulation	119
8.6	Conclusions	121
	Perspectives de recherche	122
	Bibliographie	127

Table des figures

4.1	Exemple de variations temporelle de l'amplitude complexe $\alpha_1(t)$ d'un trajet sur une durée de 6 symboles OFDM pour un cas lent $f_d T = 0.001$ et un cas rapide $f_d T = 0.3$	41
4.2	modèle en 2D, spectre en "U"	47
4.3	modèle en 3D	47
4.4	Illustration de la matrice du canal (une réalisation) à vitesse nulle	50
4.5	Illustration de la matrice du canal à 300 km/h	50
4.6	Illustration de la matrice du canal à 500 km/h	51
5.1	structure du <i>per-path</i> KF	66
5.2	MSE simulé du <i>RWr-joint multi-path</i> KF et du <i>RWr-per-path</i> KF <i>versus</i> SNR avec $f_d T = 10^{-3}$, $N_p = 16$, canal GSM	71
5.3	MSE du <i>per-path</i> KF <i>versus</i> SNR avec $f_d T = 10^{-3}$, $N_p = 16$, canal GSM	72
5.4	MSE <i>versus</i> $f_d T$ avec SNR =20 dB, $N_p = 16$, canal GSM	72
5.5	Performances en terme de BER pour une modulation 16-QAM, $f_d T = 10^{-3}$, $N_p = 8$ scénario non codé et codé [5, 7] ₈ , canal GSM	73
6.1	Structure globale de la RW-LS-CATL	77
6.2	structure de la RW-CATL du trajet (l)	77
6.3	EQMA en fonction des paramètres de boucle pour différents types de canaux (3D ou Jakes Doppler, SNR=0 ou 20 dB). (a) $r = 1$, EQMA <i>versus</i> f_n/f_d ; (b) $r = 2$, EQMA <i>versus</i> ζ ; (c)-(f) $r = 3$, EQMA <i>versus</i> (m, ζ)	85
6.4	AMSE <i>versus</i> SNR avec $f_d T = 10^{-3}$, $N_p = 16$, canal GSM	88
6.5	AMSE <i>versus</i> $f_d T$ avec SNR =20 dB, $N_p = 16$, canal GSM	88
6.6	BER <i>versus</i> SNR avec $f_d T = 10^{-3}$, canal GSM	89
6.7	BER pour une modulation 64-QAM, $f_d T = 10^{-3}$, $N_p = 8$, sans codage et avec codage (NRNSC) [5, 7] ₈ , canal GSM	90
7.1	MSE en fonction de E_b/N_0 pour $f_d T = 0.1$	103

7.2	BER en fonction de E_b/N_0 pour $f_dT = 0.1$	104
7.3	MSE pour l'estimation des AC en fonction de E_b/N_0 pour (a) $K = 2$, (b) $K = 5$; $f_dT = 0.1$, $D = 3$	107
7.4	MSE pour l'estimation du CFO en fonction de E_b/N_0 pour (a) $K = 2$, (b) $K = 5$; $f_dT = 0.1$, $D = 3$	108
7.5	BER pour $L_f = 8$, $L_f = 16$ et $N = 128$, $N = 512$	109
7.6	BER pour $E_b/N_0 = 20$ dB - comparaison avec l'algorithme de [REK04] pour différentes vitesses	110
8.1	Structure générale d'un récepteur turbo	114
8.2	Structure du turbo-récepteur	117
8.3	MSE de l'estimation du canal et BER pour $f_dT = 0.2$. Modu- lation QPSK avec taux de codage de $1/2$ et code $[5, 7]_8$. Asté- risques : formulation exacte de l'estimateur; pointillés : estima- teur utilisant la simplification (8.23); lignes pleines : (8.24). # indique les numéros d'itération.	119
8.4	BER des estimateurs exacts et simplifiés. (a) modulation QPSK avec taux de codage de $2/3$ et code $[5, 7]_8$; (b) modulation 16- QAM avec taux de codage de $1/2$ (non-poinçonné) code $[5, 7]_8$. La légende est la même que sur la Fig. 8.3.	120

Liste des variables, des notations et des sigles

Liste des variables

N	Nombre de sous porteuses dans la transmission OFDM
N_g	Taille du préfixe cyclique
$N_T = N + N_g$	Nombre d'échantillons dans un bloc OFDM
T_s	Période d'échantillonnage de la trame OFDM
$T = N_T T_s$	Durée totale du symbole OFDM
$T_g = N_g T_s$	Durée du préfixe cyclique
N_p	Nombre de pilotes
L_f	Distance entre deux pilotes adjacents en fréquence
\mathcal{P}	Ensemble des indices des positions des pilotes
$s(t)$	Signal continu OFDM émis en bande de base
$r(t)$	Signal continu OFDM reçu en bande de base
$b(t)$	Bruit Blanc additif Gaussien à la réception
N_0	Densité spectrale de puissance bilatérale du bruit blanc

f_0	Fréquence porteuse centrale
$\alpha_{l,k}$	Amplitude complexe associé au l ème trajet pour le k ème symbole OFDM
τ_l	Retard de propagation associé au l ème trajet
τ_{max}	Retard maximum du canal
ρ_l	Atténuation de propagation du l ème trajet
θ_l	Déphasage de la porteuse dû au retard de propagation du l ème trajet
$h(t, \tau)$	Réponse impulsionnelle du canal physique
L	Nombre de trajets du canal physique
$H(t, f)$	Réponse fréquentielle du canal physique à la fréquence f , et à l'instant t
$\sigma_{\alpha_l}^2$	Variance du gain complexe du trajet l
v_m	Vitesse de déplacement du mobile
c	Célérité de l'onde électromagnétique
f_d	Fréquence Doppler
$R_{\alpha_l}(\Delta t)$	Fonction d'autocorrélation du l ème gain complexe
$S_{\alpha_l}(\Delta f)$	Spectre Doppler associé au trajet l
W	Largeur de bande du système OFDM
\mathbf{x}_k	k ème symbole OFDM émis
\mathbf{y}_k	k ème symbole OFDM reçu

\mathbf{H}_k	Matrice du canal associé k ième symbole OFDM
\mathbf{w}_k	Bruit complexe durant le k ième symbole OFDM
σ^2	Variance du bruit
\mathbf{R}_{α_l}	Auto-corrélation du l ième gain complexe
\mathbf{B}	Matrice des fonctions de base
$\mathbf{c}_{l,k}$	Coefficients BEM
$\epsilon_{l,k}$	Erreur du modèle d'expansion de base associé au l ième trajet du k ième symbole OFDM
E_b/N_0	Rapport signal sur bruit
ν	Offset de fréquence normalisé
D	Nombre des coefficients de BEM
$\phi(t)$	Bruit de phase
N_t	Nombre d'antennes à l'émission
N_r	Nombre d'antennes à la réception

Liste des notations

\mathbf{X}	Matrice \mathbf{X} (lettre majuscule en gras)
\mathbf{x}	Vecteur \mathbf{x} (lettre minuscule en gras)
$[\mathbf{X}]_{n,m}$	Élément correspondant à la n ième ligne et à la m ième colonne de la matrice \mathbf{X} . n et m sont des indices qui démarrent à 0.
$[\mathbf{X}]_{n:m,k:r}$	Éléments correspondant aux n ième à m ième ligne et aux k ième à r ième colonne de la matrice \mathbf{X} . n , m , k et r sont des indices qui démarrent à 0.
$(\cdot)^T$	Opérateur de transposition
$(\cdot)^*$	Opérateur de conjugaison
$(\cdot)^H$	Opérateur de transposition-conjugaison
$Tr(\cdot)$	Trace
$E_{x,y}[\cdot]$	Espérance (moyenne) sur x et y
$TF[\cdot]$	Transformée de Fourier
$TZ[\cdot]$	Transformée en z
$Re(\cdot)$	Partie réelle
$Im(\cdot)$	Partie imaginaire
$J_0(\cdot)$	Fonction de Bessel de première espèce et d'ordre 0
$\delta_{k,m}$	Opérateur de Dirac
∇_x	Opérateur différentiel d'ordre 1

Liste des sigles (par ordre alphabétique)

AR	Auto-Régressif
BEM	Modèle d'Expansion de Base
CFO	Carrier Frequency Offset
DA	Data-Aide
DD	Decision-Directed
DKL-BEM	Karhuen-Loeve BEM
dsp	densité spectrale de puissance
AC	Amplitude Complexe
GCE-BEM	Generalized Complex Exponential BEM
IEP ou ICI	Interférence Entre Porteuses (<i>inter carrier interference</i>)
EQM ou MSE	Erreur Quadratique Moyenne (<i>mean square error</i>)
TEB ou BER	Taux d'Erreur Binaire (<i>bit error rate</i>)
LOS	Light Of Sight
LMDS	Local Multipoint Distribution Systems
MIMO	Multiple Input Multiple Output
MMSE	Minimum Mean Square Error
MSE	Mean Square Error
MUE	Mise à jour des observations
NLOS	No Light Of Sight

OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing
P-BEM	Polynomial BEM
PC	Préfixe Cyclique
PHN	Phase Noise
PLL	Phase-Locked Loop
QPSK	Quadrature Phase Shift Keying
RI	Réponse Impulsionnelle
SISO	Single Input Single Output
TF	Transformée de Fourier
TFD	Transformée de Fourier Discrète
TFDI	Transformée de Fourier Discrète Inverse
TUE	Mise à Jour Temporelle
US	Uncorrelated Scatters
WIMAX	Worldwide Interoperability for Microwave Access
WSS	Wide Sense Stationary
WSSUS	Wide Sense Stationary Uncorrelated Scatters

Chapitre 1

Curriculum vitae

1.1 Etat civil

Eric Simon

Né à Cholet en 1976
Nationalité française
Marié, quatre enfants

Maître de conférences
Groupe Télécommunication, Interférences et Compatibilité Electromagnétique (TELICE)
Institut d'Electronique de Microelectronique et de Nanotechnologie (IEMN),
UMR 8520
Adresse : USTL - TELICE, Bâtiment P3, F-59655, Villeneuve d'Ascq

Téléphone : 03 20 43 47 52
Courriel : eric.simon@univ-lille1.fr
Site Internet : <http://telice.univ-lille1.fr/index.php?id=70>

1.2 Diplômes

2001-2004 :

Doctorat à l'Institut National Polytechnique de Grenoble, spécialité Signal/Télécommunications.
Titre : *Synchronisation de signaux CDMA dans un environnement multi-utilisateur*
sous la direction de Kosai Raouf et avec une bourse du ministère

Jury :

M. Jean-Marc CHASSERY	Président
M. Dirk SLOCK	Rapporteur
M. Jean-François HELARD	Rapporteur
M. Kosai RAOOF	Directeur de thèse
Mme. Marilyn ARNDT	Examinatrice
M. Joël LIENARD	Examineur
M. Pascal SCALART	Examineur

1999-2000 :

DEA Signal Image Parole Télécommunications à l'Institut National Polytechnique de Grenoble (INPG) - Mention Bien

Stage de DEA au sein du Laboratoire des Images et des Signaux (LIS) à l'INPG

Titre : *Etude d'un critère d'analyse spectrale de signaux stationnaires*

sous la direction de Nadine Martin

1994-1999 :

Ingénieur à l'ESCPE (Ecole supérieure de chimie physique électronique) à Lyon

Option électronique traitement de l'information

1.3 Activités professionnelles

2006-présent :

Maître de conférences à l'IUT, université Lille 1

2005-2006 :

Post-doctorant à France Télécom à Rennes

Titre : *Etude de la modulation IFDMA*

2004-2005 :

ATER à l'ENS des Ingénieurs Electriciens de Grenoble (ENSERG), INPG

2000-2001 :

Scientifique du contingent à la 785^{ième} compagnie de guerre électronique, Orléans

Chapitre 2

Activités d'enseignement

2.1 Introduction

Depuis ma nomination à Lille 1 en tant que Maître de Conférences en 2006, je dispense mon enseignement à l'Institut Universitaire de Technologie (IUT) de Lille 1 au sein du département Génie Mécanique et Productique (GMP). A la section 2.2, je procède à une rapide description de mon enseignement antérieure à mon arrivée à Lille 1. A la section 2.3, je décris avec précision les cours que je dispense à l'IUT, ainsi qu'un cours de Master dispensé à l'université de Valenciennes.

2.2 Enseignement *ante*-IUT Lille 1

2.2.1 Enseignement pendant ma thèse

Mes activités d'enseignement ont débuté durant l'année universitaire 2001-2002 en tant que vacataire et se sont déroulées durant les trois années de ma thèse. Mon expérience d'enseignement s'est déroulée principalement dans les deux établissements suivants de l'institut national polytechnique de Grenoble (INPG) : ENSIEG et ENSERG, ainsi qu'un petit module de TP à Polytech Grenoble et en DESS.

Le tableau suivant présente la répartition de ces enseignements suivant les structures universitaires et les années d'enseignement (les heures sont notées en équivalent TD) :

Année	Filière	Matière	Type	Vol.
2001-2002	DESS	Traitement du signal	TP	16h
	2ième année ENSIEG	Traitement du signal	TD	20h
	3ième année ENSIEG	Télécom	TP	20h
2002-2003	2ième année ENSIEG	Traitement du signal	TD	40h
	3ième année ENSIEG	Télécom	TP	20h
2003-2004	2ième année ENSERG	Traitement du signal	TP	16h
	3ième année ENSIEG	Télécom	TP	20h
	1ère année Polytech	Télécom	TP	8h

2.2.2 Enseignement pendant mon ATER

J'ai occupé un poste d'Attaché Temporaire d'Enseignement et de Recherche en section 61 à l'INPG de septembre 2004 à août 2005. Ce poste était réparti sur l'ENSIEG et l'ENSERG. Le tableau suivant présente la répartition de ces enseignements :

Année	Filière	Matière	Type	Vol.
2004-2005	2ième année ENSERG	Electronique	TP	76h
	3ième année ENSIEG-IMAG	Télécom	TP	16h
	3ième année ENSIEG	Télécom	TP	12h
	2ième année ENSIEG	Traitement du signal	TP	20h
	2ième année ENSIEG	Traitement du signal	TD	55h

2.3 Enseignement IUT Lille 1

Dans cette section, je présente les cours que j'ai enseignés ou que je vais enseigner durant l'année universitaire 2014-2015. Mon activité d'enseignement porte principalement sur l'automatisme. J'interviens dans les cours suivants :

UE Bases de l'automatisme + automatisation d'un poste de travail, sécurité : 66h TD, 20h TP

L'objectif de ce cours est d'introduire la structure d'un système automatisé et ses composants de bases, ainsi que la modélisation d'un système combinatoire sous une forme d'expressions booléennes puis effectuer une simplification. Il s'agit également en TP de mettre en oeuvre un ensemble d'équations de commande sous la forme de logique câblée et/ou programmée. L'enseignement de la norme Grafset fait partie de ce cours. Pour enseigner ce cours, j'ai créé deux photocopies à trou de 50 pages chacun, qui sont distribués aux étudiants en début de cours. Je suis responsable de cette UE, ce qui signifie que je suis responsable

des TD, mais aussi de la salle TP. A mon arrivée, nous avons renouvelé une partie des TP existants. Nous avons fait l'acquisition de deux nouvelles maquettes, un TP pilotage de portail et un TP chateau d'eau. Sur ce dernier TP, pour faire baisser la facture, nous avons acheté la partie opérative seule, et j'ai créé toute la partie commande.

UE Intégration des systèmes automatisés : 72h TP

Les TP de cette UE portent sur les notions suivantes : modélisation d'un système automatisé à événements discrets hiérarchisé ou réparti et participation à la conception et à l'automatisation d'un poste de travail en intégrant les modes de marche et les règles de sécurité.

UE Communications - bureautique : 16h TP

Depuis 2010, je suis responsable de la mise en place du certificat informatique et internet (C2i) au sein du département. Le C2i est une certification française délivrée par les établissements supérieurs français. Il a pour but de développer, de renforcer et de valider la maîtrise des technologies de l'information et de la communication par les étudiants. Dans ce cadre, j'ai monté 4 TP de 4 heures portant sur les notions essentielles de traitement de texte et de tableur sur open office. Dans le but d'appliquer le nouveau programme pédagogique national (PPN), cette série de 4 TP est passée à un TP cette année.

Enseignement en licence professionnelle Maintenance des Transports Guidés (MTG)

Cette licence professionnelle est hébergée par l'IUT. J'interviens dans le module d'électronique numérique et de communications numériques des systèmes embarqués, soit 14h TD et 12h TP. J'ai créé la partie électronique numérique de cet enseignement, avec toujours la rédaction d'un polycopié à trous distribué aux étudiants. Chaque année, je suis également tuteur d'un apprenti durant toute son année de licence avec 3 visites en entreprise.

Responsabilités pédagogiques à l'IUT

De 2009 à 2013, j'ai été responsable des projets tuteurés en première année au département GMP (90 étudiants). Cette responsabilité impliquait les tâches suivantes :

- proposition et collecte de sujets
- suivi des projets à l'aide de contrats de suivi
- organisation des soutenances

2.4 Enseignement hors université Lille 1

Master Ingénierie des Systèmes de Communications - Université de Valenciennes : 8h CM

Ces 8h de cours magistraux ont pour objectif de donner les bases des télécommunications appliquées au domaine des transports. La principale différence avec un cours de télécommunication standard est la mobilité de l'émetteur, du récepteur ou des deux. La notion de canal variant dans le temps est donc présentée en détail dans ce cours, avec les ordres de grandeur de ces variations en se basant sur les principaux standards existants, que sont le LTE et le WiMAX. Puis je présente en détail une chaîne de communication OFDM en présence de mobilité.

J'ai rédigé ce cours en m'appuyant sur ma recherche et mes lectures dans le domaine des télécommunications pour les grandes vitesses.

Chapitre 3

Activités de recherche

3.1 Thématiques de recherche

A la suite de ma thèse et d'une année d'ATER, j'ai effectué un post-doctorat de 18 mois au centre de recherche et développement de France Télécom à Rennes dont le thème était l'étude de la modulation IFDMA (pour *interleaved frequency division multiple access* en anglais). La modulation IFDMA est la modulation en lien montant du standard LTE. J'ai étudié la sensibilité de cette nouvelle modulation aux erreurs de synchronisation, ce qui a donné lieu à la publication d'une revue internationale [R2] (voir section 3.6 pour la liste de mes publications) et d'une conférence internationale [C5]. En 2006, j'ai été nommé maître de conférences au laboratoire IEMN au sein du groupe TELICE. J'ai commencé par travailler sur les thématiques existantes du groupe (capacité de canal, modulations codées en treillis, etc) et en parallèle j'ai finalisé l'étude commencée à France Telecom [R4, R6]. Par la suite, j'ai souhaité développer une nouvelle thématique qui s'inscrivait dans le contexte de la recherche régionale. Je me suis alors tourné vers les communications dans les transports. Le secteur des transports est en effet un des secteurs les plus dynamiques de l'économie régionale. Il s'est organisé autour du pôle de compétitivité "i-trans" qui fédère depuis 2005 les principaux acteurs de l'industrie, de la recherche et de la formation dans ce domaine. Nous pouvons citer également le projet CPER "CISIT" qui est un Campus interdisciplinaire de recherche, d'innovation technologique et de formation à vocation Internationale centré sur la Sécurité et l'Intermodalité des Transports de surface. C'est un projet qui s'appuie sur une dizaine de laboratoires ou centres de recherches régionaux et qui compte environ 100 enseignants-chercheurs et chercheurs permanents équivalents temps plein, 60 doctorants et 30 ingénieurs et techniciens. J'ai démarré cette thématique en

m'impliquant dans la tâche 3.2 "Intelligent Infrastructure and Vehicle", et plus particulièrement sur les communications infrastructure-véhicules.

La plupart des standards de communication courants ou futurs considère la modulation OFDM. Or, le déplacement de l'émetteur ou du récepteur fait varier le canal de propagation, ce qu'on appelle l'effet Doppler. Lorsque les variations du canal à l'échelle d'un symbole OFDM ne sont pas négligeables, l'orthogonalité entre les sous-porteuses est détruite, ce qui entraîne l'apparition d'interférences appelée interférences entre porteuses (ICI pour *inter-carrier interference* en anglais) impliquant une forte dégradation des performances. Ce cas correspond à des vitesses de plusieurs centaines de km/h avec les standards existants, comme le LTE ou le WiMAX. Nous parlerons de canal à variations rapides. Un gros travail a été réalisé par L. Ros du laboratoire Gipsa-Grenoble et H. Hijazi de l'université internationale du Liban visant à traiter ces interférences lors de l'estimation de canal, mais il n'existait pas de solutions satisfaisantes pour la synchronisation. J'ai alors entamé une collaboration avec L. Ros et H. Hijazi, ainsi qu'avec M. Ghogho de l'université de Leeds et spécialiste en traitement du signal. Ces collaborations ont porté sur le développement d'algorithmes de synchronisation, ce qui a donné lieu à la publication d'un certain nombre d'articles, dont [R7, R8], et à l'encadrement de doctorants. Je me suis aussi naturellement rapproché de l'IFSTTAR (Institut français des sciences et technologies des transports, de l'aménagement et des réseaux) de Villeneuve d'Ascq à travers des collaborations avec M. Berbineau, et du groupe COMNUM (communications numériques) de l'IEMN implanté à Valenciennes. Ces deux dernières collaborations se sont concrétisées d'une part avec le projet ANR "CORRIDOR" qui traite des communications dans les trains à grande vitesse, d'autre part avec l'encadrement de doctorants. Un autre aspect que j'ai souhaité développer concerne le traitement des ICI par des algorithmes de réceptions itératifs. Il est en effet bien connu que l'approche la plus efficace pour traiter les interférences en général est l'approche itérative. Je me suis donc rapproché de A. Khalighi de l'université de Marseille, spécialiste des approches turbo, pour développer un récepteur itératif constitué d'un annuleur souple d'interférence et d'un filtre de Kalman souple. La formulation du filtre de Kalman souple, en tenant compte des incertitudes sur les symboles estimés souples, a donné lieu à la publication d'une revue internationale [R10].

Plus récemment, nous nous sommes intéressés avec H. Hijazi et L. Ros au cas où les variations du canal sont suffisamment faibles pour pouvoir être considérées comme négligeables à l'échelle d'un symbole OFDM. Nous appelons ce cas particulier le canal à variations lentes. Avec les standards LTE ou WiMAX, ce cas correspond à des vitesses faibles, de quelques dizaines de km/h maximum.

Les applications sont donc principalement pour la voiture en milieu urbain. Mais avec le développement de la radio cognitive sur des bandes de communication basse fréquence, comme les bandes de la TNT, le canal à variations lentes peut également correspondre à des vitesses beaucoup plus élevées, de l'ordre de plusieurs centaines de km/h. Ainsi le spectre des applications du canal à variations lentes est très large. La problématique ici est très différente, puisqu'il n'y a plus d'ICI. Par contre, le modèle d'état le plus couramment utilisé, le modèle auto-régressif d'ordre 1, pour la modélisation des variations du canal s'avère très peu performant dans ce contexte de variations lentes. Nous avons alors proposé d'autres modèles [R11, R13][C12], ainsi que des algorithmes d'estimation de canal à faible complexité [R15, R16][C8, C15, C16]. Une thèse a été encadrée sur cette thématique.

Mes activités futures s'orientent vers les communications en environnement hostile de manière plus générale, ce qui inclut la mobilité mais également les interférences bandes étroites qui peuvent survenir dans un contexte de radio intelligente (*cognitive radio* en anglais). Dans ce cadre, un article a été soumis avec A. Dermoune du laboratoire de mathématique Painlevé de Lille [RS2]. C'est une collaboration qui est appelée à se renforcer puisque A. Dermoune va faire la demande cette année d'une délégation CNRS au sein de notre laboratoire pour que l'on puisse approfondir cette thématique.

Dans un avenir proche, je vais aussi exploiter les mesures en TGV qui ont été faites dans le cadre du projet "CORRIDOR". La première partie de ce travail portera sur l'analyse des ICI. Pour cela, nous n'avons émis des pilotes qu'une sous-porteuse sur deux afin de pouvoir recueillir la puissance sur les sous-porteuses nulles. Cette puissance correspond à la puissance du bruit plus la puissance des ICI. Je collabore avec F. Kaltenberger de l'institut Eurecom de Nice sur cette analyse. Ces premiers résultats préliminaires ont donné lieu à l'article de conférence [C19].

La suite de ce chapitre donne les détails de mes activités de recherche.

3.2 Contrats

CPER "CISIT" :

- Titre : *Campus interdisciplinaire de recherche, d'innovation technologique et de formation à vocation Internationale centré sur la Sécurité et l'Intermodalité des Transports de surface*
- Date : 2007 – 2013
- Partenaires : une dizaine de laboratoires de la région
- Sujet : Intelligent Infrastructure and Vehicle

- Rôle dans le projet : tous mes travaux de recherche sur les télécommunications dans les transports ont été effectués dans le cadre de la tâche G3T2.

ANR "CORRIDOR" :

- Titre : *COgnitive Radio for RailWay through Dynamic and Opportunistic spectrum Reuse*
- Date : 2011 – 2015
- Partenaires : IFSTTAR, IEMN, SNCF, EURECOM, Thales, Telecom Bretagne, UBO/Lab-STICC
- Sujet : concevoir, développer et évaluer les briques d'un système de Radio Cognitive adapté à la grande vitesse ferroviaire pour résoudre le problème d'interopérabilité et de coût lié au déploiement de très nombreux réseaux de communication sans fil incompatibles entre eux. Le projet comporte 11 tâches.
- Rôle dans le projet : **leader** de la partie "Channel estimation and tracking" de la tâche 6 "INTELLIGENT MOBILE TERMINAL". La tâche 6 comprend 3 parties : une partie "spectrum sensing", une partie "Source separation and classification" et la partie "Channel estimation and tracking". Dans ce cadre, j'ai co-encadré les doctorants S. Kharbech et F. Zaarour. J'ai également rédigé un livrable sur la turbo-estimation de canal en forte mobilité et publié l'article correspondant [R10].
- Budget : 1 352 290 euros

FP7 "TAUPE" :

- Titre : *Transmission in Aircraft on Unique Path wirEs*
- Date : 2009 – 2012
- Partenaires : Airbus, EADS, Hochschule Luzern (HSLU), Safran Engineering Services, EPFL, ONERA, DIEHL Aerospace, Hispano-Suiza, Hortec, Thales, Ekis, Arttic, NLR, Heigvd
- Rôle dans le projet : j'ai co-développé les modulations codées en treillis présentées dans le livrable "Software tools for the plc and pod communications simulation", V. Dégardin, P. Degauque, M. Liénard, E. Simon, 2009. J'ai également co-encadré (50%) le post-doctorant M. Morelle avec V. Dégardin, et nous avons publié les résultats dans [C11].

CampusFrance répondant à l'appel à projet PHC Al Maqdisi 2014 :

- Titre : *Toward a french-palestinian academic industrial consortium addressing the GSM capacity and the quality of service in Palestine*

- Date : sept 2014 – sept. 2016
- Partenaires : l'université Lille1 (IEMN), Bordeaux INP, Université d'Al-Quds de Palestine et un partenaire industriel : jawwal opérateur en télécommunications.
- Rôle dans le projet : **responsable scientifique** pour l'IEMN
- Objectif double : il vise 1/ à poursuivre la structuration des formations en traitement du signal, communications mobiles et électronique au sein de l'université Al Quds et 2/ à développer des nouvelles approches visant à améliorer la qualité de service en Palestine.
- Réalisations : 1/ activités d'enseignement de niveau Master en anglais pour des élèves issus de différentes universités palestiniennes (séminaire d'une semaine organisé en Palestine avec cours et TP), 2/ recherches portant sur l'ingénierie et plus particulièrement sur améliorer la qualité de service des communications mobiles en Palestine 3/ dissémination / atelier
- Budget : 20 000 euros

3.3 Evaluation

- Evaluation d'articles dans les revues IEEE Transactions on Signal Processing, IEEE Transactions on Wireless Communications, IEEE Signal Processing Letters, IEEE Wireless Communications Letter. Ce travail d'évaluation correspond à une dizaine d'articles par an.

- Membre du comité de sélection du poste 61MCF4049(0185) à l'ENSEIRB, Bordeaux, 2014

- Participation à des jurys de thèses dans une université extérieure à Lille 1 : **Rshdee ALHAKIM**

- Titre : *Optimisation des performances de réseaux de capteurs dynamiques par le contrôle de synchronisation dans les systèmes ultra-large bandes*
- Date : janvier 2013
- Lieu : Université de Grenoble
- Rôle dans le jury : Examineur

- **Yamen ISSA**

- Titre : *Contributions to cooperative diversity in multiple access UWB systems*

- Date : novembre 2013
- Lieu : Université de Valenciennes et du Hainaut Cambrésis
- Rôle dans le jury : Examineur

Soukayna GHANDOUR-HAIDAR

- Titre : *Estimation de canal à évanouissements plats dans les transmissions sans fils à relais multibonds*
- Date : décembre 2014
- Lieu : Université de Grenoble
- Rôle dans le jury : Examineur

Ahmed ABDOU

- Titre : *Designing an overlay hybrid cognitive radio Including channel estimation issues*
- Date : décembre 2014
- Lieu : Université de Bordeaux
- Rôle dans le jury : Examineur

- Membre du comité d'organisation (TPC member) du 9ième congrès international ITST 2009
- Membre du comité d'organisation (TPC member) du congrès Net4cars 2013
- Membre du comité d'organisation (TPC member) du congrès EUSIPCO en 2013, 2014 et 2015

3.4 Collaborations

Au niveau international, des contacts étroits ont été noués avec :

- Mounir GHOGHO (Prof. à l'université de Leeds, Royaume-Uni). Un séjour sur place de 2 mois a été réalisé en tant que chercheur invité [R8].
- Hussein HIJAZI (Associate Prof. à l'université internationale du Liban) [R7, R8].
- Yue XIAO (Associate Prof. , University of Electronic Science and Technology of China). Dans le cadre de cette collaboration, j'ai accueilli son doctorant T. Peng pour un séjour de 6 mois au sein de TELICE [R9].

Au niveau national, mes travaux académiques m'ont conduit à collaborer avec :

- Laurent ROS (MdC au laboratoire Gipsa-Grenoble) [R7, R8, R11, R13, R15, R16], [RS1].
- Marion BERBINEAU (DR, responsable du laboratoire LEOST, Inrets, Villeneuve d’Ascq) [R7, R12, R17].
- Ali KHALIGHI (MdC à l’institut Fresnel à Marseille) [R10].
- Marie COLIN-ZWINGELSTEIN (MdC) et Iyad DAYOUB (Prof) du groupe COMNUM de l’IEMN, Valenciennes [R14], [RS3, RS4].
- Florian KALTENBERGER (MdC) à Eurecom, Nice [C19].
- Azzouz DERMOUNE (Prof. laboratoire Painlevé, Lille 1) [RS2].

3.5 Encadrement

3.5.1 Doctorants

Jin FANG

- Titre : *Télécommunications dans les systèmes de transport à forte mobilité : estimation et synchronisation de canal pour les communications MIMO - OFDM*
- Date : oct 2009 – sept 2012
- Directrices de thèses : Martine Liénard (10%) et Marion Berbineau (20%)
- Encadrant : Eric Simon (70%)
- Articles : [R7, R12]

Huaqiang SHU

- Titre : *Algorithmes de poursuite pour l’estimation de canal radio-mobile et performances asymptotiques : applications pour les systèmes OFDM*
- Date : oct 2010 – nov 2013
- Directrice de thèse : Martine Liénard (5%)
- Encadrants : Eric Simon (52,5%), Laurent Ros (42,5%)
- Articles : [R11, R13, R15][RS1][C15, C16]

Sofiane KHARBECH

- Titre : *Détection aveugle de modulation en présence d’un canal mobile*
- Date : mai 2011 –
- Directeur de thèse : Iyad Dayoub (40%)
- Encadrants : Eric Simon (20%), Marie Colin-Zwingelstein (40%)
- Articles : [R0, R14][RS4]

Farah ZAAROUR

- Titre : *Etude des techniques de pilotes superposées appliquées aux transmissions hautes vitesses*
- Date : sept 2012 –
- Directeurs de thèse : Martine Liénard (5%) – Iyad Dayoub (15%)
- Encadrants : Eric Simon (65%), Marie Colin-Zwingelstein (15%)
- Taux d'encadrement :
- Articles : [RS3][CS1]

Grecia ROMERO

- Titre : *Estimation du canal dans un réseau de capteurs avec un terminal mobile intelligent*
- Date : sept 2014 –
- Directeurs de thèse : Virginie Dégardin – Iyad Dayoub
- Encadrant : Eric Simon (70%)

3.5.2 Post-doctorant

Mickael MOREL

- Titre : *Développement d'un outil de simulation d'une chaîne de transmission basée sur les spécifications OPERA (Projet Européen). Réalisation et amélioration de l'algorithme de réception de la 4D-TCM (Treillis coded modulation)*
- Date : 2009
- Taux d'encadrement : 50%
- Article : [C11]

3.5.3 Stagiaires Master 2

Edwin SILVA

- Titre : *Estimation optimale de l'offset de fréquence pour des communications OFDM en présence de mobilité*
- Date : 2009
- Taux d'encadrement : 100%

Aliou BAMBA

- Titre : *Utilisation des modèles d'expansion de base pour les canaux fortement variants*
- Date : 2010

— Taux d'encadrement : 100%

Huaqiang SHU

— Titre : *Utilisation des algorithmes EM pour estimer les paramètres d'un canal faiblement variant*

— Date : 2010

— Taux d'encadrement : 100%

Ousmane TIEMOGOAMIDOU

— Titre : *Etude des interférences entre porteuses pour une modulation OFDM dans les trains à grande vitesse*

— Date : 2014

— Taux d'encadrement : 100%

3.6 Publications

ARTICLES SOUMIS DANS UNE REVUE INTERNATIONALE AVEC COMITÉ DE LECTURE

[RS4] S. Kharbech, M. Colin-Zwingelstein, I. Dayoub, E.P. Simon, "Overview of classifiers for blind FB-AMC over MIMO channels", article soumis à *Elsevier Pattern Recognition Letters*

[RS3] F. Zaarour, E.P. Simon, M. Colin-Zwingelstein, I. Dayoub, "Low-Complexity Iterative Channel Estimation and Data Detection using Superimposed Pilots in OFDM", article soumis à *IEEE electronic Letter*

[RS2] A. Dermoune, E.P. Simon, "Analysis of the Maximum-likelihood Channel Estimator for OFDM Systems with Unknown Interference", article soumis à *IEEE Trans. Wirel. Commun.*

[RS1] H. Shu, E.P. Simon, L. Ros, "On the Use of Tracking Loops for Low-Complexity Multi-Path Channel Estimation in OFDM Systems", article soumis à *Elsevier Signal Process.*

ARTICLES DANS UNE REVUE INTERNATIONALE AVEC COMITÉ DE LECTURE - PAPIERS RÉGULIERS

- [R17] A. Kalakech, M. Berbineau, I. Dayoub, E.P. Simon, "Time Domain LMMSE Channel Estimator Based on Sliding Window for OFDM Systems in High Mobility Situations", *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. , 13 pages, 2015.
- [R16] 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 Process.*, vol. 97, 134-145, 2014.
- [R15] H.Q. Shu, L. Ros, E.P. Simon, "Third-order complex amplitudes tracking loop for slow flat fading channel online estimation", *IET Commun.*, vol. 8, no. 3, 360-371, 2014.
- [R14] S. Kharbech, I. Dayoub, M. Zwingelstein-colin, E. Simon, K. Hassan, "Blind digital modulation identification for time-selective MIMO channels", *IEEE Wirel. Commun. Lett.*, vol. 3, no. 4, 373-376, 2014.
- [R13] H. Shu, L. Ros, E. Simon, "Simplified random-walk-model-based Kalman filter for slow to moderate fading channel estimation in OFDM systems", *IEEE Trans. Signal Process.*, vol. 62, no. 15, 4006-4017, 2014.
- [R12] J. Fang, E.P. Simon, M. Berbineau, M. Lienard, "Joint channel and phase noise estimation in OFDM systems at very high speeds", *AEU-Int. J. Electron. Commun.*, vol. 67, no. 4, 295-300, 2013.
- [R11] H.Q. Shu, E.P. Simon, L. Ros, "Third-order Kalman filter : tuning and steady-state performance", *IEEE Signal Process. Lett.*, vol. 20, no. 11, 1082-1085, 2013.
- [R10] E.P. Simon, M.A. Khalighi, "Iterative soft-Kalman channel estimation for fast time-varying MIMO-OFDM channels", *IEEE Wirel. Commun. Lett.*, vol. 2, no. 6, 599-602, 2013.
- [R9] T. Peng, Y. Xiao, S.Q. Li, H.Q. Shu, E.P. Simon, "Channel estimation for SCM-OFDM systems by modified Kalman filter", *Commun. Netw.*, vol. 5, no. 3B, 668-672, 2013.
- [R8] 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 Trans. Signal Process.*, vol. 60, no. 2,

754-765, 2012.

[R7] E. Simon, L. Ros, H. Hijazi, J. Fang, D. Gaillot, M. Berbineau, "Joint carrier frequency offset and fast time-varying channel estimation for MIMO-OFDM systems", *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 60, no. 3, 955-965, 2011.

[R6] E.P. Simon, D.P. Gaillot, V. Degardin, "Synchronization sensitivity of block-IFDMA systems", *IEEE Trans. Wirel. Commun.*, vol. 9, no. 1, 256-267, 2010.

[R5] J.M. Molina-garcia-pardo, M. Lienard, P. Degauque, E. Simon, L. Juanllacer, "On MIMO channel capacity in tunnels", *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 57, no. 11, 3697-3701, 2009.

[R4] E.P. Simon, V. Degardin, M. Lienard, "Impact of carrier frequency offsets on Block-IFDMA systems", *EURASIP J. Wirel. Commun. Netw.*, vol. 2009, 483128-1-7, 2009.

[R3] V. Degardin, M. Lienard, P. Degauque, E. Simon, P. Laly, "Impulsive noise characterization of in-vehicle power line", *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol. 50, no. 4, 861-868, 2008.

[R2] E. Simon, R. Legouable, M. Helard, M. Lienard, "Impact of phase and timing jitter on IFDMA systems", *Eur. Trans. Telecomm.*, vol. 19, no. 6, 697-705, 2008.

[R1] E. Simon, L. Ros, K. Raoof, "Synchronization over rapidly time-varying multipath channel for CDMA downlink RAKE receivers in time-division mode", *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 56, no. 4, 2216-2225, 2007.

Remarques : l'article [R1] est l'article correspondant à mon travail de thèse, et [R2] à mon travail de post-doc à France Télécom. Les autres articles ont été écrits au sein du laboratoire IEMN - groupe TELICE.

ARTICLES DANS UNE REVUE INTERNATIONALE AVEC COMITÉ DE LECTURE SUITE À UNE CONFÉRENCE

[R0] S. Kharbech, I. Dayoub, E. Simon, M. Zwingelstein-colin, "Blind digital modulation detector for MIMO systems over high-speed railway channels"

, 5th International Workshop on Communication Technologies for Vehicles, Nets4Cars/Nets4Trains 2013, Lille, France, may 14-15 Lecture Notes in Computer Science, vol. 7865, 232-241, 2013.

ARTICLES DANS UNE REVUE NATIONALE AVEC COMITÉ DE LECTURE

[RN2] L. Ros, E. Simon, Y. Nasser, "Revue de la boucle à remodulation pour la synchronisation de phase en modulation linéaire multi-voie avec trajets multiples. Application en CDMA et OFDM" REE, Rev. Electr. Electron., vol. 4, 55-67, 2005.

[RN1] E. Simon, K. Raouf, L. Ros, "Synchronisation conjointe rythme et phase en CDMA optimisée dans un contexte multi-utilisateur" Ann. Telecommun., vol. 59, no. 3-4, 412-438, 2004.

Remarque : ces deux articles correspondent à mon travail de thèse.

ARTICLES DE COMMUNICATIONS SOUMIS

[CS1] F. Zaarour, E. Simon, M. Zwingelstein-Colin, and I. Dayoub, "Classical versus Data Nulling Superimposed Pilots in Iterative receivers for OFDM Systems", article soumis à IEEE BMSB 2015

COMMUNICATIONS INTERNATIONALES AVEC ACTES

[C19] F. Kaltenberger, A. Byiringiro, G. Arvanitakis, R. Ghaddab, D. Nussbaum, R. Knopp, M. Bernineau, Y. Cocheril, H. Philippe, E. Simon, "Broadband Wireless Channel Measurements for High Speed Trains", ICC 2015

[C18] S. Mebaley-ekome, L. Clavier, A. Frappe, E. Simon, I. Sourikopoulos, "Estimation of 60-GHz channels based on energy detection" , IEEE International Conference on Ultra-Wideband, ICUWB 2014, Paris, France, september 1-3, e-ISBN 978-1-4799-5396-7, 68-73, 2014.

[C17] M. Berbineau, E. Masson, Y. Cocheril, A. Kalakech, J.P. Ghys, I. Dayoub, S. Kharbech, M. Zwingelstein-colin, E. Simon, N. Haziza, R. Painchault, R. Gautier, K. Hassan, K.J. De La Rosa, P. Radoi E., Nussbaum D., Knopp R., Bonnin J.m., Singh K.d., Lee J.h., Philippe H., Ghannoum H., Sanz D., Massy,

"Cognitive radio for high speed railway through dynamic and opportunistic spectrum reuse" , Transport Research Arena, TRA 2014, Paris, France, april 14-17, paper 18510, 10 pages, 2014.

[C16] H.Q. Shu, L. Ros, E.P. Simon, "Complex amplitudes tracking loop for multi-path channel estimation in OFDM systems : synthesis and extension" , 6th International Symposium on Communications, Control and Signal Processing, ISCCSP 2014, Athens, Greece, may 21-23, ISBN 978-1-4799-2890-3, paper T2L-C.2, 340-343, 2014.

[C15] H.Q. Shu, L. Ros, E.P. Simon, "Third-order complex amplitudes tracking loop for slow fading channel estimation" , 19th International Conference on Telecommunications, ICT 2012, Jounieh, Lebanon, april 23-25, ISBN 978-1-4673-0745-1, 1-6, 2012.

[C14] H. Hijazi, L. Fawaz, A. Akra, E.P. Simon, "Hybrid Cramer-Rao bound for dynamical time-varying channel and carrier frequency offset estimation in OFDM systems" , 19th International Conference on Telecommunications, ICT 2012, Jounieh, Lebanon, april 23-25, ISBN 978-1-4673-0745-1, 1-6, 2012.

[C13] E. Simon, M. Berbineau, M. Lienard, "Joint CFO and channel acquisition and tracking based on parametric channel modeling for OFDM systems in the presence of high mobility" , 11th International Conference on Intelligent Transport Systems Telecommunications, ITST 2011, Saint Petersburg, Russia, august 22-25, ISBN 978-1-61284-668-2, 565-570, 2011.

[C12] L. Ros, E.P. Simon, "Second-order modeling for Rayleigh flat fading channel estimation with Kalman filter" , 17th International Conference on Digital Signal Processing, DSP 2011, Corfu, Greece, july 6-8, ISBN 978-1-4577-0273-0, 1-6, 2011.

[C11] V. Degardin, E.P. Simon, M. Morelle, M. Lienard, P. Degauque, I. Junqua, S. Bertuol, "On the possibility of using PLC in aircraft" , IEEE International Symposium on Power Line Communications and its Applications, ISPLC 2010, Rio de Janeiro, Brazil, march 28-31, ISBN 978-1-4244-5009-1, 337-340, 2010.

[C10] E.P. Simon, H. Hijazi, L. Ros, "Joint carrier frequency offset and fast time-varying channel estimation for MIMO-OFDM systems" , 7th International Symposium on Communication Systems Networks and Digital Signal Pro-

cessing, CSNDSP 2010, Newcastle, UK, july 21-23, ISBN 978-1-4244-8858-2, 167-172, 2010.

[C9] 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, Workshop W3 on Vehicular Connectivity, Cape Town, South Africa, may 23-27, ISBN 978-1-4244-6824-9, 1-5, 2010.

[C8] L. Ros, H. Hijazi, E.P. Simon, "Paths complex gain tracking algorithms for OFDM receiver in slowly-varying channels" , 4th International Symposium on Communications, Control and Signal Processing, ISCCSP 2010, Limassol, Cyprus, march 3-5, ISBN 978-1-4244-6285-8, 1-6, 2010.

[C7] H. Hijazi, E.P. Simon, M. Lienard, L. Ros, "Channel estimation for MIMO-OFDM systems in fast time-varying environments" , 4th International Symposium on Communications, Control and Signal Processing, ISCCSP 2010, Limassol, Cyprus, march 3-5, ISBN 978-1-4244-6285-8, 1-6, 2010.

[C6] J.M. Molina-garcia-pardo, M. Lienard, E. Simon, P. Degauque, "On the possibility of applying polarization diversity to MIMO techniques in tunnels" , 12th ACM International Conference on Modeling, Analysis and Simulation of Wireless and Mobile Systems, MSWiM 2009, Tenerife, Spain, october 26-30, ISBN 978-1-60558-616-8, 392-395, 2009.

[C5] E. Simon, R. Legouable, M. Helard, "Impact of carrier phase jitter on IFDMA systems" , IEEE 17th International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, PIMRC 2006, Helsinki, Finland, september 11-14, 5 pp., 2006.

[C4] E. Simon, L. Ros, "Adaptive multi-path channel estimation in CDMA based on prefiltering : combination with a linear equalizer" , 14th IST Mobile and Wireless Communications Summit, Dresden, Germany, june 19-23, 2005.

[C3] E. Simon, K. Raouf, L. Ros, "Synchronization over rapidly time-varying multi-path channels for CDMA downlink receiver in time-division mode" , 12th European Signal Processing Conference, EUSIPCO 2004, Vienna, Austria, september 6-10, 905-908, 2004.

[C2] 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'03, Hong Kong, China, april 6-10, 4/604-607, 2003.

[C1] E. Simon, K. Raoof, L. Ros, "Optimization of a timing-error-detector used in RAKE receivers" , 3rd IEEE International Symposium on Signal Processing and Information Technology, ISSPIT'03, Darmstadt, Germany, december 14-17, 395-398, 2003.

Remarque : les conférences [C1]-[C4] correspondent à mon travail de thèse. La conférence [C5] correspond à mon travail de post-doc à France Télécom.

COMMUNICATIONS NATIONALES AVEC ACTES

[CN1] E. Simon, K. Raoof, L. Ros, "Synchronisation conjointe rythme et phase en CDMA optimisée dans un contexte multi-utilisateur" , 19ème Colloque GRETSI sur le Traitement du Signal et des Images, Paris, France, septembre, 2003.

Remarque : cet article correspond à mon travail de thèse

Chapitre 4

Introduction générale et présentation du système OFDM en mobilité

4.1 Introduction générale

L'OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing* en anglais) est une technique très largement utilisée aujourd'hui. Elle a été retenue dans un grand nombre de standards, que ce soit pour les télécommunications sans fil (WiFi, WiMAX, LTE etc.), les télécommunications filaires (ADSL, VDSL, Homeplu, etc.), la radiodiffusion (DAB, T-DMB, etc.) ou la télédiffusion (DVB-T, DVB-H, etc.). Le concept de l'OFDM a été publié dans les années 60 mais il fallu attendre les années 80 et les progrès de l'électronique numérique pour qu'il soit mis en œuvre en pratique. Le principe de l'OFDM consiste à répartir, sur un grand nombre de sous-porteuses, le signal numérique que l'on veut transmettre. Afin que les fréquences des sous-porteuses soient les plus proches possible et ainsi transmettre le maximum d'informations sur une portion de fréquences donnée, les sous porteuses doivent être orthogonales entre elles. Les spectres des différentes sous-porteuses se chevauchent mais grâce à l'orthogonalité, les sous-porteuses n'interfèrent pas entre elles. Cette technique est classiquement utilisée dans les systèmes où le canal de propagation est fortement sélectif en fréquence. En effet, les informations peuvent être réparties sur l'ensemble du spectre. Cette orthogonalité entre les sous-porteuses est assurée tant que le canal de propagation est constant dans le temps. En cas de variation du canal, causée par un déplacement du mobile, de l'émetteur, ou de l'environnement, l'orthogonalité entre sous-porteuses est rompue, créant de l'interférence entre

porteuses (IEP ou ICI en anglais pour *inter-carrier interference*). Nous considérerons par la suite deux types de variations du canal selon la manière dont elles affecteront la transmission OFDM. Nous considérerons tout d'abord le cas où les variations sont suffisamment lentes pour que les interférences entre porteuses puissent être considérées comme négligeables. Nous parlerons de variations lentes. Ensuite, nous traiterons les variations plus rapides du canal pour lesquelles les interférences entre porteuses ne pourront plus être négligées. Nous parlerons de variations rapides. Ces variations correspondent typiquement au déplacement d'un train à grande vitesse. La figure 4.1 illustre ces deux types de variations sur un signal OFDM, où T est la durée d'un symbole OFDM et f_d la fréquence Doppler maximale.

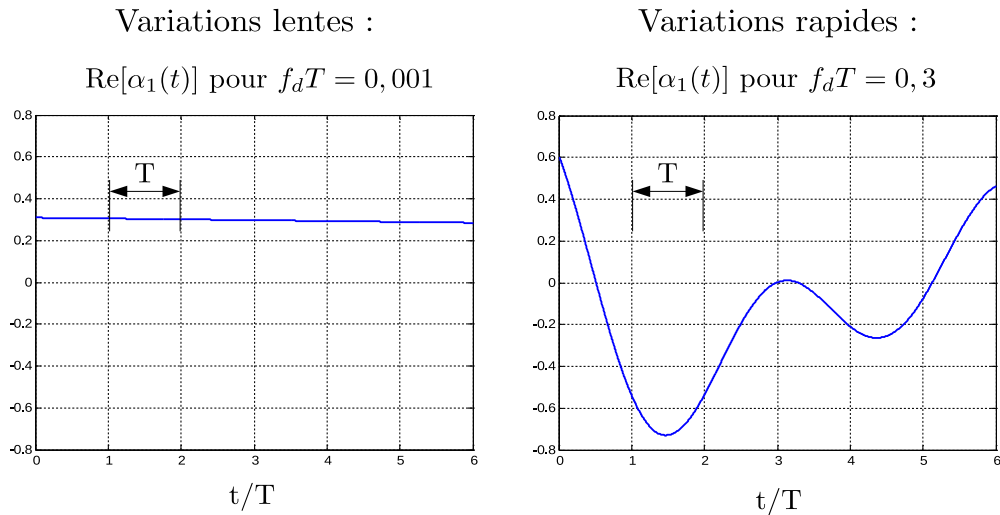


FIGURE 4.1 – Exemple de variations temporelle de l'amplitude complexe $\alpha_1(t)$ d'un trajet sur une durée de 6 symboles OFDM pour un cas lent $f_d T = 0.001$ et un cas rapide $f_d T = 0.3$

L'estimation du canal et la synchronisation sont des étapes cruciales des récepteurs. Leurs réalisations sont d'autant plus délicates que le canal varie dans le temps.

Présentons dans un premier temps la problématique de l'estimation du canal pour des systèmes OFDM. Pour des systèmes avec une modulation multiporteuse comme l'OFDM, l'estimation du canal peut être réalisée à l'aide des sous-porteuses pilotes, et ensuite par une interpolation fréquentielle. Les méthodes d'estimation sont principalement classées en deux catégories : les méthodes classiques et les méthodes Bayésiennes. Les méthodes classiques consistent

à estimer des paramètres depuis les observations sans exploiter leurs statistiques, comme l'estimateur maximum de vraisemblance (MLE pour *maximum likelihood estimator* en anglais) ou l'estimateur des moindres carrés (LSE pour *least square estimator* en anglais). Les méthodes Bayésiennes sont utilisées lorsque des propriétés statistiques du paramètre à estimer sont disponibles, ce qui permet d'augmenter les performances de l'estimation. Les estimateurs bayésiens les plus connus sont l'estimateur MMSE (*minimum mean square error estimator* en anglais) et l'estimateur MAP (*maximum a posteriori* en anglais). L'estimation de canal dans un système OFDM est exécutée soit en fréquence soit de manière 2D (en fréquence et en temps). L'estimation fréquentielle est une tâche qui exige une mise à jour au rythme du symbole (estimation «en-ligne» ou «poursuite»). L'utilisation d'un LSE en fréquence à l'aide de pilotes répartis sur l'ensemble des sous-porteuses est largement répandue grâce à sa simplicité. Néanmoins, cet estimateur ne permet pas d'exploiter la corrélation temporelle car il estime le canal symbole par symbole indépendamment. L'estimateur le plus couramment utilisé qui exploite la corrélation temporelle est le filtre de Kalman.

Les filtres de Kalman [Kal60] requièrent la connaissance du modèle de variation des paramètres à estimer. Ces modèles de variation sont appelés modèles espace-état. Le modèle espace-état le plus couramment utilisé dans la littérature est le modèle auto-régressif d'ordre 1 (AR1). Il modélise très bien les variations rapides (Doppler normalisé sur le temps symbole $> 10^{-2}$) [HR10b, SRHG12b, THK10], mais en cas de variation lente ou modérée (Doppler normalisé sur le temps symbole $< 10^{-2}$), ce modèle n'est plus adéquat. Ce problème a été premièrement mis en évidence dans [BB05b] avant d'être démontré analytiquement dans [GHRJ12] par L. Ros et al. du laboratoire Gipsa de Grenoble.

Nous voyons donc que la problématique est très différente selon que l'on considère les variations rapides ou les variations lentes. En résumé, en cas de variations rapides, la transmission est perturbée par les ICI. En cas de variations lentes, il n'y a pas d'ICI, mais le modèle d'approximation du canal AR1 n'est pas performant. Ce double constat a guidé notre recherche pour étudier des pistes d'amélioration.

Concernant les variations lentes, nous avons proposé des nouveaux modèles plus performants que le modèle AR1 en cas de variation lente à modérée. Notons que le contexte de variation lente à modérée est un contexte très courant, avec donc un grand nombre d'applications possible. De plus, avec le développement de la radio cognitive, des transmissions sont désormais envisagées à des fréquences porteuses bien en dessous des porteuses utilisées dans les standards

de communication existants (qui sont au delà du GHz : 3.5 GHz pour le WiMAX, 2.4 GHz pour le LTE par exemple). Les bandes envisagées pour la radio cognitive sont les bandes de la TNT entre 470 MHz et 790 MHz et les bandes aéronautiques entre 960 MHz et 1215 MHz notamment. Or la fréquence Doppler est inversement proportionnelle à la fréquence porteuse. Ainsi, même des fréquences Doppler normalisées faibles ($< 10^{-2}$) peuvent correspondre à des vitesses relativement élevées (quelques centaines de km/h) à ces basses fréquences. Étudier les estimateurs de canal dans ce contexte de Doppler normalisé $< 10^{-2}$ revêt donc une grande importance.

Ainsi, en cas de variation lente du canal, plutôt que d'utiliser le modèle AR1 pour les filtres de Kalman, nous proposerons d'utiliser un modèle de type marche aléatoire (RW pour *random walk* en anglais). Ce modèle a été proposé par Gazor dans [Gaz99], Driessen [Dri94] et Christiansen [Chr94]. Il a permis de faire le lien entre une boucle à verrouillage de phase (PLL en anglais) et un filtre de Kalman asymptotique basé sur un modèle RW d'ordre 2. Rappelons que l'intérêt de la PLL par rapport au filtre de Kalman est sa faible complexité. En effet dans une PLL, les coefficients sont fixes alors que pour le filtre de Kalman les coefficients sont à recalculer à chaque temps symbole avec une inversion matricielle. L'inconvénient de la PLL est une convergence plus lente.

Concernant les variations rapides du canal, comme nous l'avons déjà expliqué, le modèle AR1 est tout à fait pertinent. Notre recherche n'a donc pas porté sur un autre type de modèle. Par contre les variations rapides du canal entraînent une forte interférence entre symboles, qui doit être traitée correctement pour ne pas trop pénaliser les performances. Les systèmes les plus performants pour annuler les interférences sont des systèmes itératifs basés sur le principe turbo. Nous avons donc proposé de réaliser un filtre de Kalman souple couplé avec un annuleur souple d'interférence. Le récepteur proposé est prévu pour travailler en configuration MIMO (*multiple input, multiple output* en anglais).

Toujours dans ce contexte de fortes variations du canal, nous avons également traité le problème de la synchronisation. La modulation OFDM est bien connue pour sa très forte sensibilité aux erreurs de synchronisation. Il est donc crucial que le récepteur assure une bonne synchronisation pour fonctionner correctement.

Nous décrivons maintenant l'organisation de ce mémoire avec le contexte de chacune des études.

Le Chapitre 5 porte sur l'estimation de canal à variation lente, avec les algorithmes de Kalman. Ce travail est le fruit d'une collaboration avec L. Ros

du Gipsa Grenoble, avec qui j'ai co-encadré le doctorant H. Shu sous la direction de M. Liénard.

Le chapitre 6 traite l'estimation à faible complexité du canal à variation lente avec des boucles de poursuites. Ce travail a été réalisé dans le même cadre que le chapitre 5.

Le chapitre 7 traite le problème de l'estimation du canal et de la synchronisation en présence d'un canal à variation rapides. Nous présenterons deux algorithmes de synchronisation. Le premier est basé sur le filtre de Kalman étendu. C'est un travail qui a été réalisé en collaboration avec M. Berbineau de l'IFFSTAR, avec qui j'ai co-encadré la doctorante J. Fang sous la direction de M. Liénard. Le deuxième algorithme proposé est basé sur l'algorithme EM (expectation-maximisation). Ce travail a donné lieu à une collaboration avec M. Ghogho de l'université de Leeds. L. Ros et H. Hijazi ont également contribué aux travaux de ce chapitre.

Enfin, le chapitre 8 traite l'estimation du canal à variations rapides. Il présente l'estimateur de Kalman souple dans le contexte MIMO. Ce travail est le fruit d'une collaboration avec A. Khalighi de l'institut Fresnel de Marseille.

Dans ce mémoire, nous ne présenterons pas les travaux réalisés en collaboration avec M. Colin-Zwingelstein et I. Dayoub du groupe COMNUM de l'IEMN, avec qui nous avons co-encadré le doctorant S. Kharbech, et qui portaient sur la détection aveugle des modulations pour un canal à fortes variations.

Dans la section suivante, nous présenterons le modèle de système utilisé dans les chapitres suivants de ce mémoire.

4.2 Modèle du canal

Comme énoncé dans cette introduction générale, notre travail a porté sur les systèmes OFDM avec un canal variant dans le temps. Ainsi, tout notre travail s'est appuyé sur un modèle de canal équivalent en bande de base qui tient compte des variations. Par ailleurs, pour être le plus général possible, nous avons choisi un modèle de canal paramétrique. Le modèle paramétrique du canal est un modèle plus proche du canal physique puisqu'il consiste à modéliser les trajets du canal avec leurs vrais paramètres physiques, le retard et l'amplitude complexe (AC). Ainsi, le modèle paramétrique de la réponse impulsionnelle du canal multi-trajet s'écrit :

$$h(t, \tau) = \sum_{l=1}^L \alpha_l(t) \delta(\tau - \tau_l^t), \quad (4.1)$$

avec τ_l' et $\alpha_l(t)$ les retards et AC du trajet l . L est le nombre de trajets du canal. Dans la suite, nous considérerons les retards normalisés $\tau_l = \tau_l'/T_s$, où T_s est la période d'échantillonnage. Pour revenir au modèle plus classique de la réponse impulsionnelle discrétisée, il suffit de choisir des valeurs de retards entières, correspondant aux indices du canal discret. Ainsi, avec ce modèle de canal, nous pouvons décrire aussi bien le canal physique que sa version discrétisée.

Nous proposons dans cette section de présenter ce modèle de canal paramétrique équivalent en bande de base en présence de variations pour des systèmes OFDM. Nous décrirons dans un premier temps le modèle aléatoire du canal puis nous présenterons le canal équivalent en bande de base pour le système OFDM.

4.2.1 Modèle aléatoire

La modélisation la plus classique du canal est de considérer que sa réponse impulsionnelle est stationnaire au sens large (WSS : Wide Sens Stationary) et que les diffuseurs sont non corrélés (US : Uncorellated Scatterers). Ce modèle WSSUS a été introduit par P.A. Bello en 1963 dans l'article [Bel63]. Il caractérise bien les variations à court terme pour des déplacements de l'ordre de quelques dizaines de longueurs d'onde.

Nous décrivons maintenant de manière plus précise la modélisation aléatoire appliquée au canal multi-trajets considéré.

4.2.1.1 Loi de distribution des amplitudes complexes

Afin d'obtenir la loi des coefficients $\alpha_l(t)$ associée au trajet l , il est nécessaire d'introduire la notion de *cluster* (groupe de micro-trajets) associé à un retard τ_l . En effet, la zone de réception du terminal mobile comprend souvent des diffuseurs proches transformant un trajet donné en un groupe de micro-trajets ayant des différences de marche très faibles et donc quasiment le même retard τ_l mais avec des différences de phases quelconques. Ainsi, le coefficient de chaque trajet l correspond à la superposition de tous les coefficients des micro-trajets du *cluster* l [Ros01] :

$$\alpha_l(t) = \rho_l(t) \cdot e^{j\theta_l(t)} = \sum_n \rho_{l,n} \cdot e^{j\theta_{l,n}(t)}, \quad (4.2)$$

où $\rho_{l,n}$ et $\theta_{l,n}$ sont respectivement le module et la phase du n ème micro-trajet du *cluster* l ($\alpha_l(t)$).

Lorsqu'un trajet l correspond à une multitude de micro-trajets incohérents, la densité de probabilité du coefficient correspondant $\alpha_l(t) = \rho_l(t) \cdot e^{j\theta_l(t)}$ est gaussienne complexe en application du théorème de la limite centrale. Nous en déduisons [Pro95] que :

- les parties réelles et imaginaires de $\alpha_l(t)$ sont des variables gaussiennes non corrélées de variance $\sigma_{\alpha_l}^2$,
- le module (enveloppe) ρ_l des coefficients suit alors une loi de Rayleigh donnée par :

$$p(\rho_l) = \begin{cases} \frac{\rho_l^2}{\sigma_{\alpha_l}^2} e^{-\frac{\rho_l^2}{2\sigma_{\alpha_l}^2}} & \text{pour } \rho_l \geq 0, \\ 0 & \text{sinon} \end{cases}$$

où $2\sigma_{\alpha_l}^2$ est le gain en puissance associé au trajet l .

- la phase $\theta_l(t)$ des coefficients est uniformément distribuée entre 0 et 2π .

4.2.1.2 Spectre Doppler associé a chaque trajet

Le caractère dynamique de chaque trajet est mesuré par sa fonction d'autocorrélation temporelle :

$$R_{\alpha_l}(\Delta t) = E \{ \alpha_l(t) \alpha_l^*(t - \Delta t) \}. \quad (4.3)$$

Un spectre Doppler est associé à chaque trajet, et est lié à la fonction d'autocorrélation via la transformée de Fourier¹ :

$$\Gamma_{\alpha_l}(\nu) = \mathcal{TF}_{\Delta t} \{ R_{\alpha_l}(\Delta t) \}.$$

1. Notons qu'ici nous utilisons ν , mais pas f pour désigner le domaine dual de Δt , simplement pour distinguer le duo $f \rightleftharpoons \tau$. Cette notation est utilisée seulement dans ce chapitre, nous utiliserons f pour désigner le domaine fréquentiel par défaut dans les chapitres suivants.

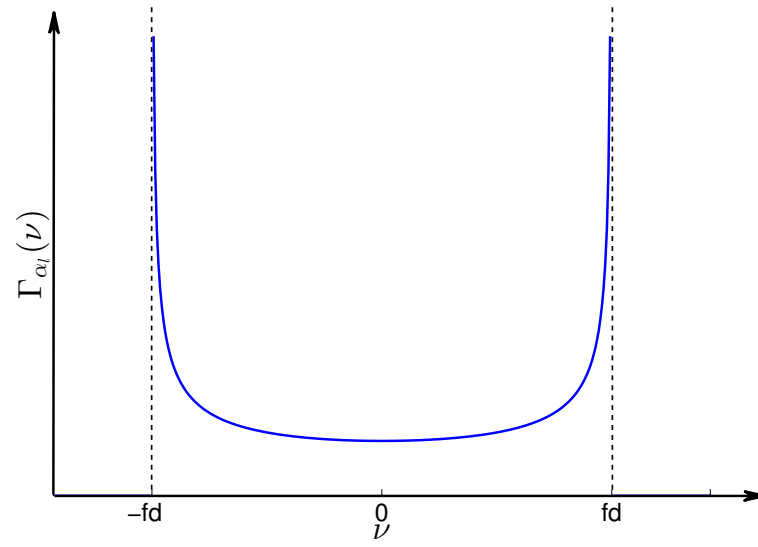


FIGURE 4.2 – modèle en 2D, spectre en "U"

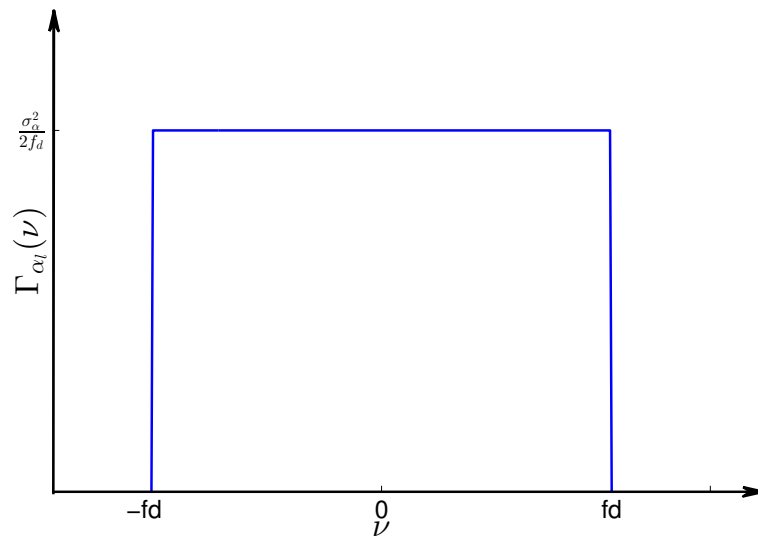


FIGURE 4.3 – modèle en 3D

Déterminons maintenant la fonction d'autocorrélation pour le trajet l pour le

cas particulier de l'environnement isotrope. Dans un environnement isotrope², les micro-trajets proviennent de toutes les directions avec une équi-probabilité : l'angle φ a une distribution uniforme sur $[0, 2\pi]$, avec $p(\varphi) = \frac{1}{2\pi}$. Il s'en suit, après calcul, que [Cla68] :

$$R_{\alpha_l}(\Delta t) = \sigma_{\alpha_l}^2 J_0(2\pi f_d \Delta t), \quad (4.4)$$

où $J_0(\cdot)$ est la fonction de Bessel de première espèce d'ordre 0. Le spectre Doppler de α exprimé en bande de base s'écrit alors :

$$\Gamma_{\alpha_l}(\nu) = \begin{cases} \frac{\sigma_{\alpha_l}^2}{\pi f_d \sqrt{1 - \left(\frac{\nu}{f_d}\right)^2}} & \text{pour } |\nu| \leq f_d, \\ 0 & \text{pour } |\nu| > f_d. \end{cases} \quad (4.5)$$

Ce spectre Doppler est appelé spectre de "Jakes", ou spectre de "Clarke-Jakes", ou encore spectre en "U", en raison de sa forme donnée par la figure 4.2. Le canal introduit donc une modulation "parasite" en amplitude et en phase. La transmission d'une fréquence f_0 à travers un canal soumis au fading de Rayleigh (mono-trajet ou multi-trajets) dans un environnement isotrope correspond en réception à un élargissement en fréquence de $\pm f_d$ sous forme d'une densité spectrale de puissance moyenne (DSP) donnée par (4.5).

Le raisonnement ci-dessus est fait dans un contexte de mouvement en deux dimensions (2-D). Le spectre de Jakes a partir d'un modèle de diffusion en deux dimensions est utile pour calculer les statistiques du signal reçu dans un scénario d'échelle large, *e.g.* radio-mobile dans un milieu rural. Cependant pour la réception des communications dans un bâtiment (scénario "Indoor"), un modèle de diffusion en trois dimensions (3-D) peut être plus approprié [CK97]. Le spectre Doppler, dans un champ isotrope dispersé en 3-D, avec un récepteur isotrope, est uniforme sur le support des fréquences Doppler maximales (positive et négative), centré sur la fréquence porteuse (voir la figure 4.3). Le spectre Doppler exprimé en bande de base sur chaque trajet s'écrit alors :

$$\Gamma_{\alpha_l(3D)}(\nu) = \begin{cases} \frac{\sigma_{\alpha_l}^2}{2f_d} & \text{pour } |\nu| \leq f_d, \\ 0 & \text{pour } |\nu| > f_d. \end{cases} \quad (4.6)$$

4.3 Système OFDM en mobilité

Considérons un système OFDM avec N sous-porteuses et un préfixe cyclique de N_g échantillons. La durée du symbole OFDM est $T = N_T T_s$, où T_s la période

2. un milieu est dit isotrope si ses caractéristiques physiques sont invariantes en fonction de la direction

d'échantillonnage et $N_T = N + N_g$. Soit \mathbf{x}_k la séquence des symboles de données transmise au k ième symbole OFDM. Le n ième élément $[\mathbf{x}_k]_n$ ($n = 0, \dots, N - 1$) est modulé en phase ou en quadrature. Il est transmis sur la sous-porteuse d'indice $n - \frac{N}{2}$. La séquence des symboles transmis est supposée centrée et stationnaire avec une variance normalisée $E \left\{ |[\mathbf{x}_k]_n|^2 \right\} = 1$.

Tous les algorithmes que nous avons développés s'appuient sur des pilotes, qui sont des symboles connus à la réception. Nous utilisons N_p sous-porteuses pilotes, insérées de manière uniforme dans les N sous-porteuses aux positions $\mathcal{P} = \{n_p | n_p = pL_f, p = 0, \dots, N_p - 1\}$ avec L_f la distance entre deux pilotes adjacents.

Après la transmission sur le canal et application de la transformée de Fourier (TF), le k ième symbole OFDM reçu \mathbf{y}_k s'écrit :

$$\mathbf{y}_k = \mathbf{H}_k \mathbf{x}_k + \mathbf{w}_k, \quad (4.7)$$

où \mathbf{w}_k est un vecteur de bruit Gaussien centré de taille $N \times 1$ et de matrice de covariance $\sigma_w^2 \mathbf{I}_N$, et \mathbf{H}_k est la matrice du canal de taille $N \times N$. Nous allons maintenant définir cette matrice de canal.

4.3.1 Cas du canal à variations rapides

Pour un canal à variation rapide, les éléments de la matrice du canal sont donnés par :

$$[\mathbf{H}_k]_{n,m} = \frac{1}{N} \sum_{l=1}^L \left[e^{-j2\pi(\frac{m}{N} - \frac{1}{2})\tau_l} \sum_{q=0}^{N-1} \alpha_l(kT + qT_s) e^{j2\pi\frac{m-n}{N}q} \right], \quad n, m = 0, \dots, N-1. \quad (4.8)$$

Le détail du calcul de la matrice du canal peut se trouver dans la thèse de Heidi STEENDAM [Ste00] ou dans la thèse de Hussein HIJAZI [Hij08]. Ce modèle tient compte des variations des $\alpha_l(t)$ sur la durée d'un symbole OFDM.

Les Figures 4.4, 4.5 et 4.6 illustrent la puissance des éléments de la matrice du canal (4.8) pour les vitesses respectives de 0 km/h, 300 km/h et 500 km/h. Il apparaît clairement qu'à mobilité nulle, la matrice du canal est une matrice diagonale, ce qui n'est plus le cas lorsque la vitesse augmente. La présence de termes de puissance non nulle en dehors de la diagonale principale entraîne l'apparition de ce qu'on appelle l'interférence entre porteuses.

L'objectif de nos travaux est l'estimation des ACs du canal. Ainsi pour un symbole OFDM k , nous chercherons à estimer les $\alpha_l(kT + qT_s)$, $q = 0, \dots, N-1$, $l = 1, \dots, L$, ce qui fait un total de LN échantillons à estimer par symbole

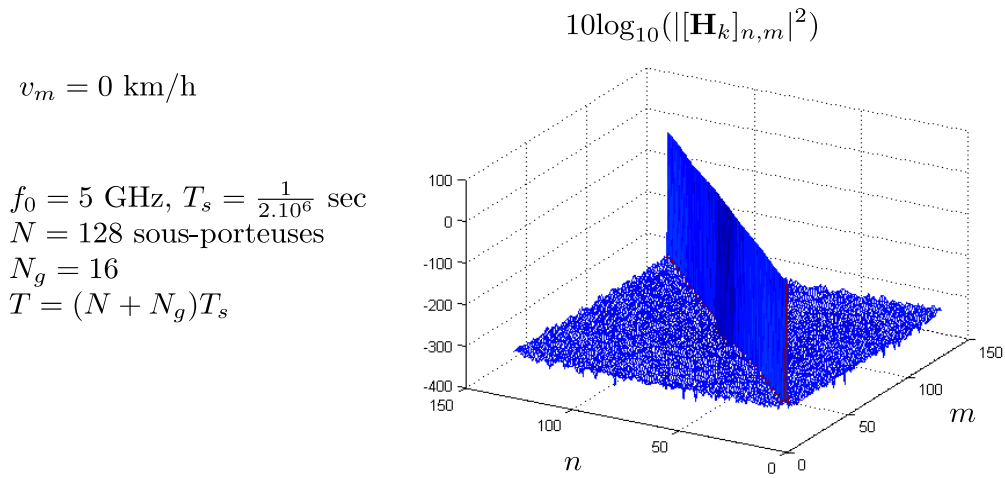


FIGURE 4.4 – Illustration de la matrice du canal (une réalisation) à vitesse nulle

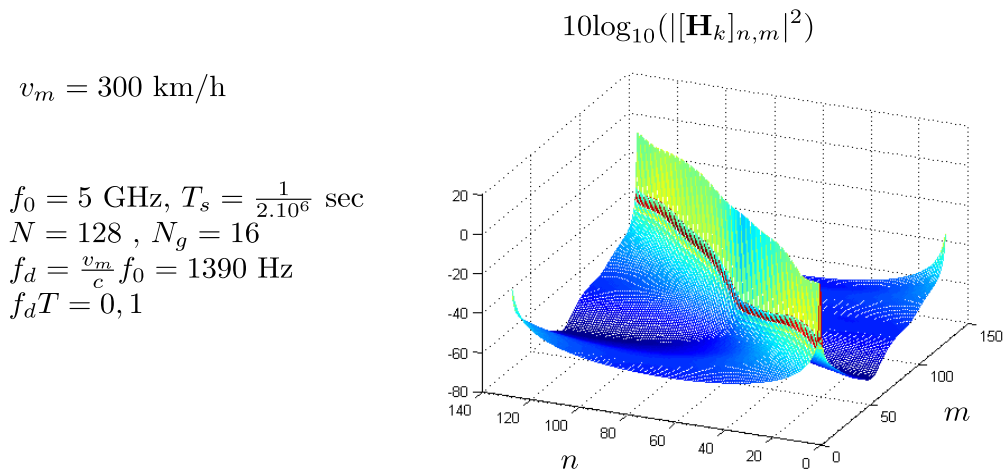


FIGURE 4.5 – Illustration de la matrice du canal à 300 km/h

OFDM. En effet, à forte mobilité, les AC doivent être estimées tous les T_s car leurs variations ne sont pas négligeables.

Pour simplifier les notations, nous définissons l'échantillon $\alpha_{l,k,q} = \alpha_l(kT + qT_s)$ et nous stockons dans un vecteur les échantillons reçus pendant le symbole OFDM k : $\boldsymbol{\alpha}_{l,k} = [\alpha_{l,k,0}, \dots, \alpha_{l,k,N-1}]^T$. Afin de réduire ce nombre élevé de coefficients à estimer, nous proposons d'utiliser les modèles d'expansion de base (BEM pour *Base Expansion Model* en anglais). L'objectif est de modéliser

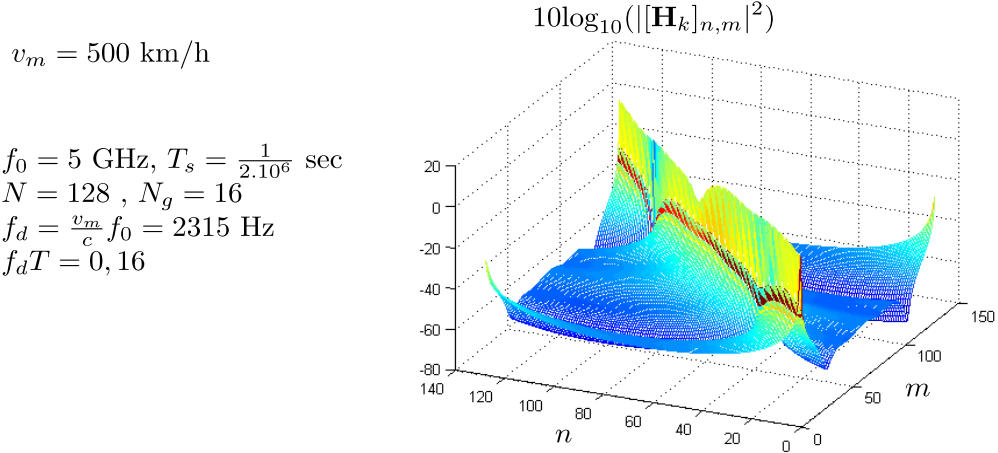


FIGURE 4.6 – Illustration de la matrice du canal à 500 km/h

précisément les variations dans le temps de $\alpha_{l,k,q}$ pour $q = 0$ à $N - 1$ en utilisant des fonctions de base \mathbf{b}_d de la manière suivante :

$$\alpha_{l,k} = \alpha_{\text{BEM}_{l,k}} + \xi_{l,k} = \mathbf{B} \cdot \mathbf{c}_{l,k} + \xi_{l,k} \quad (4.9)$$

avec la matrice du modèle \mathbf{B} de taille $N \times D$ définie par :

$$\mathbf{B} = [\mathbf{b}_0, \dots, \mathbf{b}_{D-1}]. \quad (4.10)$$

\mathbf{B} est une matrice qui rassemble les D fonctions de base \mathbf{b}_d . Le vecteur $\mathbf{c}_{l,k} = [c_{l,k,0}, \dots, c_{l,k,D-1}]^T$ représente les D coefficients BEM pour la l ème AC du k ème symbole OFDM, et $\xi_{l,k}$ représente l'erreur du modèle. Les coefficients optimaux de la décomposition en fonctions de base BEM et le modèle correspondant de l'erreur sont donnés par :

$$\begin{aligned} \mathbf{c}_{l,k} &= (\mathbf{B}^H \mathbf{B})^{-1} \mathbf{B}^H \alpha_{l,k} \\ \xi_{l,k} &= (\mathbf{I}_N - \mathbf{S}) \alpha_{l,k} \end{aligned} \quad (4.11)$$

où $\mathbf{S} = \mathbf{B} (\mathbf{B}^H \mathbf{B})^{-1} \mathbf{B}^H$ est une matrice $N \times N$.

Il existe de nombreuses fonctions de bases pour décrire les variations temporelles. Nous recommandons la lecture de [TCLB07] et de [WGM09] qui donnent une présentation détaillée de ces modèles.

A partir de maintenant, il est possible de décrire la chaîne OFDM avec des fonctions de bases. On obtient alors le modèle suivant :

$$\mathbf{y}_k = \mathbf{X}_k \cdot \mathbf{c}_k + \epsilon_k + \mathbf{w}_k \quad (4.12)$$

où le vecteur $LD \times 1$ \mathbf{c}_k et la matrice \mathbf{X}_k de taille $N \times LD$ sont donnés par :

$$\begin{aligned}\mathbf{c}_k &= [\mathbf{c}_{1,k}^T, \dots, \mathbf{c}_{L,k}^T]^T \\ \mathbf{X}_k &= \frac{1}{N} [\mathbf{Z}_{1,k}, \dots, \mathbf{Z}_{L,k}] \end{aligned} \quad (4.13)$$

$$\mathbf{Z}_{l,k} = [\mathbf{M}_0 \text{diag}\{\mathbf{x}_k\} \mathbf{f}_l, \dots, \mathbf{M}_{D-1} \text{diag}\{\mathbf{x}_k\} \mathbf{f}_l] \quad (4.14)$$

où le vecteur \mathbf{f}_l est la l ème colonne de la matrice \mathbf{F} de taille $N \times L$ qui est une matrice de Fourier qui dépend de la distribution des retards. Ses éléments sont donnés par :

$$[\mathbf{F}]_{n,l-1} = e^{-j2\pi(\frac{n}{N}-\frac{1}{2})\tau_l}, \quad n = 0, \dots, N-1, \quad l = 1, \dots, L. \quad (4.15)$$

La matrice \mathbf{M}_d est une matrice $N \times N$ donnée par :

$$[\mathbf{M}_d]_{n,m} = \sum_{q=0}^{N-1} [\mathbf{B}]_{q,d} e^{j2\pi\frac{m-n}{N}q}. \quad (4.16)$$

Le deuxième terme de (4.12), ϵ_k , représente l'erreur d'approximation due à l'utilisation du modèle BEM. En choisissant de manière appropriée le nombre de coefficients du modèle BEM, ce terme pourra être négligé. En conclusion, en présence de variations rapides du canal, nous utiliserons comme modèle d'observation le modèle (4.12) pour réaliser l'estimation du canal.

4.3.2 Cas du canal à variations lentes

Lorsque les variations sont lentes et que le canal peut être considéré comme constant sur la durée d'un symbole OFDM mais varie d'un symbole à l'autre (on parle de canal quasi-constant), on peut simplifier le modèle en posant $\alpha_l(kT + qT_s) \approx \alpha_l(kT + \frac{N}{2}T_s) = \alpha_k^{(l)}$. Dans le cas du canal à variations lentes, les indices l seront placés en exposant pour simplifier les notations. Pour garder des notations homogènes, les indices l des retards seront également placés en exposant. On obtient alors une matrice de canal diagonale (voir Figure 4.4) dont les éléments s'écrivent :

$$[\mathbf{H}_k]_{n,n} = \sum_{l=1}^L \left[\alpha_k^{(l)} \cdot e^{-j2\pi(\frac{n}{N}-\frac{1}{2})\tau^{(l)}} \right], \quad n = 0, \dots, N-1. \quad (4.17)$$

Dans la perspective d'estimer les ACs du canal, nous pouvons réécrire le modèle de transmission (4.7) sous la forme :

$$\mathbf{y}_k = \text{diag}\{\mathbf{x}_k\} \mathbf{F} \boldsymbol{\alpha}_k + \mathbf{w}_k, \quad (4.18)$$

où $\boldsymbol{\alpha}_k = [\alpha_k^{(1)} \dots \alpha_k^{(L)}]^T$ et \mathbf{F} est défini en (4.15).

Les sous-porteuses pilotes reçues peuvent s'écrire :

$$\mathbf{y}_{\mathbf{p}k} = \mathbf{X}_k \cdot \boldsymbol{\alpha}_k + \mathbf{w}_{\mathbf{p}k} \quad (4.19)$$

où ici $\mathbf{X}_k = \text{diag}\{\mathbf{x}_{\mathbf{p}k}\}\mathbf{F}_{\mathbf{p}}$ et $\mathbf{x}_{\mathbf{p}}$, $\mathbf{y}_{\mathbf{p}}$ et $\mathbf{w}_{\mathbf{p}}$ sont des vecteurs de taille $N_p \times 1$ qui correspondent aux symboles transmis et reçus, 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 des sous-porteuses pilotes dont les éléments sont donnés par : $[\mathbf{F}_{\mathbf{p}}]_{p,l-1} = e^{-j2\pi(\frac{n_p}{N} - \frac{1}{2})\tau^{(l)}}$, $p = 0, \dots, P-1$, $l = 1, \dots, L$, où $n_p \in \mathcal{P}$.

En conclusion, en présence de variation lente du canal, nous utiliserons comme modèle d'observation le modèle (4.19) pour réaliser l'estimation de canal.

Première partie

Canal à variations lentes

Chapitre 5

Estimation d'un canal à variations lentes avec des filtres de Kalman

La modulation OFDM (provient de *Orthogonal Frequency Division Multiplexing* en anglais) est une technique efficace pour atténuer les effets du canal sélectif en fréquence dans des systèmes de communication sans fil. Avec cette technique, un canal sélectif en fréquence large bande est divisé en plusieurs sous-canaux "plats" à bande étroite qui sont sans interférence entre symboles (IES) et sans interférence entre porteuses (IEP ou ICI en anglais) (en supposant que les variations des ACs du canal sont négligeables pendant la durée d'un symbole OFDM T). Pour la détection cohérente des symboles de données, l'estimation fiable des gains de chaque sous-canal est cruciale pour un système OFDM. Nous allons faire dans cette introduction un rapide état de l'art sur les techniques utilisées pour l'estimation du canal en OFDM [RHS12], et préciser notre démarche.

La plupart des méthodes classiques d'estimation du canal fonctionnent symbole OFDM par symbole OFDM [ZH97][HW98][CEPB02], c'est-à-dire qu'elles réalisent l'estimation du canal uniquement sur le symbole OFDM courant, indépendamment des symboles OFDM précédents. Ce sont des méthodes qui n'exploitent que la corrélation fréquentielle du canal, *i.e.* la corrélation entre les sous-canaux mais pas la corrélation temporelle. En général, ces méthodes consistent à estimer la fonction de transfert du canal (c'est-à-dire la TF de la réponse impulsionnelle du canal, ou autrement appelée la réponse en fréquence du canal) uniquement aux sous-porteuses pilotes, puis à interpoler cette fonction de transfert aux autres sous-porteuses [ZH97]. L'estimation de la fonction de

transfert du canal aux fréquences pilotes est généralement réalisée avec le critère des moindres carrés (LS), ou pour une meilleure performance [HW98] avec le critère de l'erreur quadratique moyenne linéaire minimum (LMMSE pour *linear minimum mean-squared-error* en anglais). Dans [CEPB02], la méthode d'interpolation passe-bas a montré de meilleurs résultats que toutes les techniques d'interpolation utilisées pour l'estimation du canal. Ces méthodes classiques d'estimation du canal ont donc été développées pour fonctionner avec un canal constant. Lorsque elles sont utilisées avec un canal qui varie dans le temps, les performances d'estimation sont très sous-optimales.

En effet, H. Hijazi et L. Ros ont montré dans [HR09a], à travers une analyse de la borne inférieure de Cramér-Rao Bayésienne (BCRB) en ligne, le gain important en performance qui peut être obtenu lorsque les algorithmes prennent en compte, en plus du symbole OFDM courant, les symboles OFDM précédents pour réaliser l'estimation d'un canal variant dans le temps. Certains travaux ont porté sur la dynamique du processus temporel de fading pour obtenir une meilleure estimation de canal. Une structure basée sur le filtre de Kalman a été proposée dans [CZ04]. Elle consiste à utiliser le filtre de Kalman pour estimer chaque sous-canal (en exploitant la corrélation temporelle) et une combinaison linéaire (au sens MMSE) pour affiner l'estimation de chaque sous-canal (en exploitant la corrélation fréquentielle). Cependant, la complexité de la structure proposée augmente avec le nombre de sous-porteuses. Par ailleurs, seule une partie des sous-porteuses peut être utilisée comme pilotes dans la pratique pour calculer le filtre de Kalman par sous-porteuse, et la fonction de transfert sur toutes les sous-porteuses est alors obtenue par interpolation fréquentielle passe-bas. D'autres travaux qui utilisent le filtre de Kalman en exploitant la corrélation temporelle et fréquentielle pour l'estimation du canal dans des systèmes OFDM sont basés sur des hypothèses supplémentaires ou sur différentes approches. En supposant que le profil puissance-retard du canal soit disponible, un estimateur de Kalman de type data-aided (DA), (dérivé du cadre de l'algorithme EM (provient de *Expectation-Maximization* en anglais)) est introduit dans [AN07] pour suivre la réponse impulsionnelle du canal à temps discret (*i.e.* dans le domaine temporel). Et une approche de faible complexité basée sur la décomposition des valeurs propres de la matrice d'autocorrélation du canal pour réduire les paramètres est proposée dans [SAN10] (*i.e.* dans le domaine fréquentiel). Il s'agit de poursuivre les coefficients du canal dans le sous-espace propre dominant, avant de procéder à l'interpolation des valeurs propres pour calculer la réponse fréquentielle du canal.

Toujours dans la même idée de réduire la dimension du sous-espace signal, nous nous concentrons dans la suite sur les modèles paramétriques du canal

[CZZ08] [YLCC01], comme détaillé au chapitre 4.

Notre démarche consiste à estimer directement les paramètres physiques [YLCC01], [SBNS04], [HR09b], [HR10b], [SRS14a], [SSR13a], [RHS14], [RS11a], plutôt qu’une version échantillonnée de la réponse impulsionnelle. En outre, dans les canaux radio sans fil, les AC montrent une forte variation temporelle dès que la fréquence Doppler augmente, alors que les retards peuvent être considérés comme quasi-constants sur un grand nombre de symboles OFDM consécutifs. Dans ce cas, on peut prévoir une procédure d’acquisition pour les retards basée sur un préambule. Par exemple dans [YLCC01], l’acquisition comprend la détection du nombre de trajets basée sur le principe MDL (description Longueur maximale) et l’acquisition initiale des retards des trajets multiples à l’aide de la méthode ESPRIT (*Estimation of Signal Parameters by Rotational Invariance Techniques*). Notre travail portera donc sur l’estimation des AC, en supposant une connaissance parfaite du nombre de trajets et des retards.

Une manière naturelle d’estimer conjointement les AC des trajets est d’utiliser des filtres de Kalman (KF). Le filtrage de Kalman est optimal au sens de l’erreur quadratique moyenne minimum (MMSE pour *minimum mean square error* en anglais), sous certaines hypothèses dont nous allons discuter. Cependant, en plus de présenter une certaine complexité pour la mise à jour des coefficients du filtre, le filtrage de Kalman, en raison de sa structure même, possède une contrainte importante. En effet, il requiert l’utilisation d’un modèle d’état récursif linéaire pour les paramètres à estimer, l’amplitude complexe (AC) pour notre cas particulier. Or, en général, les AC d’un canal suivent un modèle de Rayleigh avec un spectre Doppler de Jakes (que l’on appelle aussi modèle de Clarke-Jakes). Le modèle exact de Clarke n’admet pas une telle représentation linéaire, ce qui va nécessiter l’utilisation d’un modèle approché. Notons que le modèle approché le plus répandu dans la littérature est basé sur un modèle auto-régressif (AR), et plus l’ordre du modèle AR est élevé, meilleure est l’approximation du modèle de Clarke. Ainsi, en dépit de la complexité du filtre de Kalman, les performances des algorithmes basés sur le filtrage de Kalman peuvent s’éloigner des performances optimales si les paramètres du modèle d’approximation ne sont pas correctement réglés. Nous allons maintenant détailler ce point fondamental.

Comme nous l’avons déjà mentionné, le modèle le plus répandu est le modèle AR, et la plupart des algorithmes utilisent l’ordre 1 (AR1) [WC96] avec un critère de *correlation matching* (CM) pour fixer le coefficient du modèle AR1 (qui est égal au coefficient de Bessel, $J_0(2\pi f_d T)$, pour une fréquence Doppler normalisée fixée à $f_d T$, où T est la durée d’un symbole). Le filtre de Kalman qui résulte de ce choix est noté AR1_{CM}-KF dans ce mémoire. Il a été pré-

senté dans plusieurs articles concernant divers systèmes tels que des systèmes MIMO (*Multiple-Input-Multiple-Output* en anglais) [KFSW02, LMG02] ou des systèmes OFDM [CZ04, AN07, HR10b, SRHG12b]. Comme nous l'avons mentionné dans l'introduction générale, l'estimateur AR1_{CM}-KF s'avère très performant pour le cas de très grande mobilité, avec des performances d'estimation quasi-optimales par rapport à la borne inférieure optimale de Cramér-Rao, comme on le voit dans [HR10b, SRHG12b, THK10] (dans ces articles, l'estimateur AR1_{CM}-KF est utilisé pour suivre des coefficients du modèle d'expansion de base (BEM, pour *Basis Expansion Model* en anglais) du canal à haute vitesse). Par contre pour des vitesses plus modérées où la variation du canal sur la durée d'un symbole peut être négligée (soit $f_d T \leq 10^{-2}$, comme dans [KFSW02, LMG02, CZ04, AN07, BPC09, GHRJ12, RS11b, RHS10b]), l'estimateur AR1_{CM}-KF habituellement utilisé dans la littérature est loin d'être efficace [BPC09] (les performances sont assez éloignées de la borne de Cramér-Rao). Ces mauvaises performances ont été récemment expliquées analytiquement dans [GHRJ12]. La raison principale est que le critère CM devient inapproprié pour régler le coefficient du modèle AR1 dans le scénario à variations lentes (puisque le choix de $J_0(2\pi f_d T) \approx 1 - \frac{1}{4}(2\pi f_d T)^2$ pour le coefficient AR1 est trop proche de la valeur 1 pour assurer un bon compromis entre la capacité de suivi et la réduction du bruit). Un meilleur réglage du coefficient AR1 peut être obtenu en se concentrant sur la minimisation de la variance de l'erreur d'estimation du filtre de Kalman comme proposé dans [BPC09], c'est-à-dire en utilisant un critère de variance asymptotique minimum sans imposer la contrainte de CM. L'estimateur qui en résulte est désigné par AR1_{MAV}-KF dans ce mémoire. Notons que l'article [GHRJ12] établit une formule analytique approchée de l'erreur quadratique moyenne (EQM ou MSE en anglais pour *mean square error*) de l'AR1_{MAV}-KF pour un scénario où la fréquence Doppler et le rapport signal sur bruit (RSB ou SNR en anglais pour *signal to noise ratio*) sont donnés.

Récemment, nous avons montré analytiquement que les performances en terme d'EQM du filtre de Kalman peuvent encore être améliorées en passant du modèle AR1 à un modèle de marche aléatoire intégré (appelé aussi modèle brownien intégré), désigné ici par RW (provient de *Random-Walk* en anglais) [RS11b]. C'est un modèle d'approximation d'ordre 2 qui prend mieux en compte le fait que, à faible $f_d T$, l'amplitude complexe du trajet continue dans une direction donnée au cours de plusieurs symboles. L'estimateur de Kalman basé sur ce modèle RW d'ordre 2 est noté RW2-KF dans ce mémoire, et RW3-KF pour l'ordre 3.

Notre travail a également porté sur le développement d'estimateurs simplifiés par rapport aux estimateurs qui réalisent l'estimation conjointe optimale

des ACs à base de KF, et qui présentent une forte complexité. Nous proposons dans ce chapitre une structure à faible complexité où un KF est utilisé pour chaque trajet. Nous appellerons cette structure le *per-path* KF, en opposition à l'estimateur conjoint optimal qui sera désigné par le *joint multi-path* KF. Le *per-path* KF fonctionne en deux étapes. Tout d'abord, nous devons définir un signal d'erreur pour chaque trajet. Pour cela, nous utilisons l'estimateur LS des ACs des trajets calculé uniquement à partir du symbole OFDM courant. Cette première étape exploite uniquement la corrélation fréquentielle du canal et la connaissance des retards des trajets. Ensuite, nous appliquons un RW-KF pour chaque trajet afin d'exploiter la corrélation temporelle du canal.

Ces résultats représentent environ deux années de travail. Ils sont le fruit d'une collaboration avec L. Ros (laboratoire Gipsa-lab à Grenoble) dans le cadre de l'encadrement de la thèse de H. Shu sous la direction de M. Liénard. Ils ont donné lieu à la publication de deux revues internationales [R11, R13] et d'une conférence internationale [C12]. Plus précisément, les articles [C12] et [R11] portent sur l'optimisation du modèle RW à l'ordre 2 et 3 respectivement. L'article [R13] s'appuie sur ces résultats pour présenter notre algorithme *per-path* KF.

Nous supposons dans ce chapitre un modèle "Rayleigh-Jakes" [Jak74] pour le canal multi-trajets, avec une fréquence Doppler maximale f_d . Le modèle spectre 3D n'est pas traité ici, mais le sera dans le chapitre suivant.

Dans un esprit de synthèse, les résultats principaux seront présentés sous forme de tables. De plus, pour rester cohérent avec les articles publiés, nous avons conservé les noms anglais des algorithmes.

5.1 Le *joint multi-path* KF

Le système OFDM est décrit au chapitre précédent. Partons de (4.19) et divisons les sous-porteuses pilotes reçues $\mathbf{y}_{\mathbf{p}k}$ par les pilotes transmis $\mathbf{x}_{\mathbf{p}k}$:

$$\tilde{\mathbf{y}}_{\mathbf{p}k} = \mathbf{F}_{\mathbf{p}} \boldsymbol{\alpha}_k + \tilde{\mathbf{w}}_{\mathbf{p}k}, \quad (5.1)$$

où $\tilde{\mathbf{y}}_{\mathbf{p}k}$ et $\tilde{\mathbf{w}}_{\mathbf{p}k}$ sont définis par :

$$[\tilde{\mathbf{y}}_{\mathbf{p}k}]_p = \frac{[\mathbf{y}_k]_{n_p}}{[\mathbf{x}_k]_{n_p}}, \quad [\tilde{\mathbf{w}}_{\mathbf{p}k}]_p = \frac{[\mathbf{w}_k]_{n_p}}{[\mathbf{x}_k]_{n_p}},$$

avec $p = 0, \dots, N_p - 1$ et $n_p = pL_f$. Notons que $\tilde{\mathbf{w}}_{\mathbf{p}}$ a la même matrice de covariance que $\mathbf{w}_{\mathbf{p}}$ car les symboles pilotes $\mathbf{x}_{\mathbf{p}k}$ sont des symboles QPSK.

Décrivons maintenant le modèle espace-état RW. Pour appliquer un KF, le canal doit d'abord être modélisé en construisant un modèle espace-état [Kay93].

TABLE 5.1 – Liste des termes du modèle espace-état RW

	AR1 _{CM}	AR1 _{MAV}	RW1	RW2	RW3
$\mathbf{a}_k^{(l)}$	$\tilde{\alpha}_k^{(l)}$	$\tilde{\alpha}_k^{(l)}$	$\tilde{\alpha}_k^{(l)}$	$[\tilde{\alpha}_k^{(l)} \ \delta_k^{(l)}]^T$	$[\tilde{\alpha}_k^{(l)} \ \delta_k^{(l)} \ \xi_k^{(l)}]^T$
$\mathbf{u}_k^{(l)}$	$u_k^{(l)}$	$u_k^{(l)}$	$u_k^{(l)}$	$[0 \ u_k^{(l)}]^T$	$[0 \ 0 \ u_k^{(l)}]^T$
$\mathbf{U}^{(l)}$	$\sigma_{u^{(l)}}^2$	$\sigma_{u^{(l)}}^2$	$\sigma_{u^{(l)}}^2$	$\begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & \sigma_{u^{(l)}}^2 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \sigma_{u^{(l)}}^2 \end{bmatrix}$
\mathbf{M}	γ_{CM}	γ_{MAV}	1	$\begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 1 & 1 & \frac{1}{2} \\ 0 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$
\mathbf{S}	1	1	1	$[1 \ 0]$	$[1 \ 0 \ 0]$

Pour un canal à variation lente, l'AC $\alpha_k^{(l)}$ varie dans une direction donnée au cours de plusieurs symboles OFDM, comme expliqué au chapitre 4. Pour cette raison, nous avons choisi un modèle à marche aléatoire (RW) plutôt que le modèle classique AR1 pour approcher les variations de l'AC. Le modèle RW d'ordre r , noté RW r indique que la $r-1$ dérivée de la variable qui est approximée par une différence finie est modélisée par un processus RW. Ainsi, pour le modèle RW1, le processus approximé de $\alpha_k^{(l)}$, noté $\tilde{\alpha}_k^{(l)}$, est mis à jour en ajoutant un bruit d'état centré complexe Gaussien. La variance du bruit d'état est ajustable. Ce sera le paramètre à régler pour ce modèle. Le modèle RW2 inclut un décalage linéaire $\delta_k^{(l)}$ qui est mis à jour en ajoutant le bruit d'état. La variance du bruit d'état doit également être bien calibrée pour que le décalage (qui peut être vu comme la pente de l'AC) varie de manière à tenir compte des variations du canal. Enfin, dans le but d'obtenir un modèle plus précis, nous pouvons considérer le modèle RW3 qui s'obtient en calculant les dérivées premières et secondes, avec la dérivée seconde mise à jour avec le bruit d'état. Notons que le modèle d'ordre 3 a été largement utilisé dans les KFs et les boucles à verrouillage de phase (PLL) pour les problèmes de poursuite de phase dans les satellites [KH05].

Le modèle d'état des ACs des L trajets peut s'écrire sous forme vectorielle :

$$\mathbf{a}_k = \mathbf{M}\mathbf{a}_{k-1} + \mathbf{u}_k, \quad (5.2)$$

où $\mathbf{a}_k = \left[\mathbf{a}_k^{(1)T} \quad \dots \quad \mathbf{a}_k^{(L)T} \right]^T$ avec $\mathbf{a}_k^{(l)}$ le vecteur d'état du l ème trajet, $\mathbf{u}_k = \left[\mathbf{u}_k^{(1)T} \quad \dots \quad \mathbf{u}_k^{(L)T} \right]^T$ avec $\mathbf{u}_k^{(l)}$ le vecteur du bruit d'état du l ème trajet, $\mathcal{M} = \mathbf{I}_L \otimes \mathbf{M}$ est la matrice d'évolution d'état du canal. Les variables des trajets $\mathbf{a}_k^{(l)}$, $\mathbf{u}_k^{(l)}$ et la matrice d'évolution \mathbf{M} sont définis dans la Table 5.1, en fonction de l'ordre du modèle.

Définissons maintenant la matrice de sélection multi-trajet $\mathbf{S} = \mathbf{I}_L \otimes \mathbf{S}$ avec \mathbf{S} donné dans la Table 5.1 selon l'ordre du modèle. Cette matrice nous permet de passer du vecteur \mathbf{a}_k à $\boldsymbol{\alpha}_k$ avec $\boldsymbol{\alpha}_k = \mathbf{S}\mathbf{a}_k$. En définissant $\mathbf{F}_s = \mathbf{F}_p\mathbf{S}$, on obtient à partir de (5.1) l'équation d'observation du *joint multi-path* KF :

$$\tilde{\mathbf{y}}_{pk} = \mathbf{F}_s\mathbf{a}_k + \tilde{\mathbf{w}}_{pk}. \quad (5.3)$$

Selon (5.3) et l'équation d'espace-état (5.2), le *joint multi-path* KF est donné par :

Equations de mise à jour temporelle

$$\hat{\mathbf{a}}_{k|k-1} = \mathcal{M}\hat{\mathbf{a}}_{k-1|k-1}, \quad (5.4)$$

$$\mathbf{P}_{k|k-1} = \mathcal{M}\mathbf{P}_{k-1|k-1}\mathcal{M}^T + \mathbf{U}, \quad (5.5)$$

Equation de mise à jour des mesures

$$\mathbf{K}_k = \mathbf{P}_{k|k-1}\mathbf{F}_s^H (\mathbf{F}_s\mathbf{P}_{k|k-1}\mathbf{F}_s^H + \sigma_w^2\mathbf{I}_{N_p})^{-1}, \quad (5.6)$$

$$\hat{\mathbf{a}}_{k|k} = \hat{\mathbf{a}}_{k|k-1} + \mathbf{K}_k(\tilde{\mathbf{y}}_{pk} - \mathbf{F}_s\hat{\mathbf{a}}_{k|k-1}), \quad (5.7)$$

$$\mathbf{P}_{k|k} = (\mathbf{I}_{rL} - \mathbf{K}_k\mathbf{F}_s)\mathbf{P}_{k|k-1}, \quad (5.8)$$

où $\hat{\mathbf{a}}_{k|k-1}$ et $\hat{\mathbf{a}}_{k|k}$ sont les vecteurs de prédiction et d'estimation des ACs. Ils ont la même structure vectorielle que \mathbf{a}_k . La matrice de variance du bruit d'état \mathbf{U} est une matrice bloc diagonale de taille $rL \times rL$, avec $\mathbf{U}^{(l)}$, ($l = 1, \dots, L$) sur sa diagonale principale, et la matrice $\mathbf{U}^{(l)}$ de taille $r \times r$ est définie dans la Table 5.1. Les matrices $\mathbf{P}_{k|k-1}$ et $\mathbf{P}_{k|k}$ de taille $rL \times rL$ sont les matrices de variance d'erreur de la prédiction et de l'estimation. Le terme $(\tilde{\mathbf{y}}_{pk} - \mathbf{F}_s\hat{\mathbf{a}}_{k|k-1})$ dans (5.7) est un signal d'erreur de taille $N_p \times 1$, qui est mis à jour par le signal reçu au rythme symbole T . Chaque élément de ce signal représente l'erreur d'estimation (calculée à partir de la prédiction) de la sous-porteuse correspondante.

TABLE 5.2 – Expressions analytiques pour le RW *r*-*per-path* KF en mode asymptotique pour le lième trajet ([RGHB11][GRB⁺13] pour $r = 1$, et [RS11b] [SSR13b] pour $r = 2, 3$), sous les hypothèses $f_d T \ll 1$ et $\sigma_{u^{(l)}} \ll \sigma_{\text{LS}^{(l)}}$

	RW1	RW2	RW3
$\mathbf{K}_{(\infty)}^{(l)}$	$\frac{\sigma_{u^{(l)}}}{\sigma_{\text{LS}^{(l)}}$	$\left[\left(2 \frac{\sigma_{u^{(l)}}}{\sigma_{\text{LS}^{(l)}}} \right)^{\frac{1}{2}} \frac{\sigma_{u^{(l)}}}{\sigma_{\text{LS}^{(l)}}} \right]^T$	$\left[2 \left(\frac{\sigma_{u^{(l)}}}{\sigma_{\text{LS}^{(l)}}} \right)^{\frac{1}{3}} 2 \left(\frac{\sigma_{u^{(l)}}}{\sigma_{\text{LS}^{(l)}}} \right)^{\frac{2}{3}} \frac{\sigma_{u^{(l)}}}{\sigma_{\text{LS}^{(l)}}} \right]^T$
$\sigma_{\epsilon_{\alpha^{(l)}}}^2$	$2 \cdot (\pi f_d T)^2 \cdot \frac{\sigma_{\text{LS}^{(l)}}^2}{\sigma_{u^{(l)}}^2} \cdot \sigma_{\alpha^{(l)}}^2$	$6 \cdot (\pi f_d T)^4 \cdot \frac{\sigma_{\text{LS}^{(l)}}^2}{\sigma_{u^{(l)}}^2} \cdot \sigma_{\alpha^{(l)}}^2$	$20 \cdot (\pi f_d T)^6 \cdot \frac{\sigma_{\text{LS}^{(l)}}^2}{\sigma_{u^{(l)}}^2} \cdot \sigma_{\alpha^{(l)}}^2$
$\sigma_{\epsilon_{\text{W}^{(l)}}}^2$	$\frac{\sigma_{u^{(l)}} \sigma_{\text{LS}^{(l)}}}{2}$	$\frac{3}{4} \cdot (2\sigma_{u^{(l)}})^{\frac{1}{2}} \sigma_{\text{LS}^{(l)}}^2$	$\frac{5}{3} \sigma_{u^{(l)}}^{\frac{1}{3}} \sigma_{\text{LS}^{(l)}}^{\frac{5}{3}}$
$\sigma_{u^{(l)} \text{ opt}}^2$	$4 \cdot \left[(\pi f_d T)^4 \sigma_{\alpha^{(l)}}^4 \sigma_{\text{LS}^{(l)}}^2 \right]^{\frac{1}{3}}$	$\left[2^{18} (\pi f_d T)^{16} \sigma_{\alpha^{(l)}}^8 \sigma_{\text{LS}^{(l)}}^2 \right]^{\frac{1}{5}}$	$\left[3^{12} \cdot 2^{18} (\pi f_d T)^{36} \sigma_{\alpha^{(l)}}^{12} \sigma_{\text{LS}^{(l)}}^2 \right]^{\frac{1}{7}}$
$\sigma_{\epsilon^{(l)} \text{ min}}^2$	$\frac{3}{2} \cdot (\pi f_d T \cdot \sigma_{\text{LS}^{(l)}}^2)^{\frac{2}{3}} \cdot (\sigma_{\alpha^{(l)}}^2)^{\frac{1}{3}}$	$\frac{15}{8} \cdot (\sqrt{2} \pi f_d T \cdot \sigma_{\text{LS}^{(l)}}^2)^{\frac{4}{5}} \cdot (\sigma_{\alpha^{(l)}}^2)^{\frac{1}{5}}$	$\frac{35}{16} \cdot \left(\frac{16}{9} \pi f_d T \cdot \sigma_{\text{LS}^{(l)}}^2 \right)^{\frac{6}{7}} \cdot (\sigma_{\alpha^{(l)}}^2)^{\frac{1}{7}}$

5.2 Le *per-path* KF

Nous allons maintenant présenter une version moins complexe que nous appellerons *per-path* KF. Cette solution est basée sur un traitement indépendant pour chaque trajet. Tout d'abord, nous proposons d'utiliser un KF pour chaque trajet individuel pour filtrer l'estimée LS de l'AC. Ce KF sera noté KF simple trajet ou *single path* KF en anglais. Puis nous proposons une formulation globale pour les L trajets, notée *per-path* KF.

5.2.1 Le KF simple trajet

On utilise l'estimation LS de $\boldsymbol{\alpha}$ (définie en (5.29)) comme signal d'entrée plutôt que $\tilde{\mathbf{y}}_{\mathbf{p}k}$ pour reformuler le KF, puis nous imposons un traitement indépendant des L trajets. Le l ème élément de $\hat{\boldsymbol{\alpha}}_{\text{LS}k}$, noté $\hat{\alpha}_{\text{LS}k}^{(l)}$, correspond à l'estimation LS de la l ème AC. Notons que l'erreur d'estimation LS, \mathbf{w}_{LS} correspond au bruit de boucle appliqué au *per-path* KF. Le modèle espace-état du KF simple trajet pour le l ème trajet est :

$$\hat{\alpha}_{\text{LS}k}^{(l)} = \alpha_k^{(l)} + \mathbf{w}_{\text{LS}k}^{(l)}, \quad (5.9)$$

$$\mathbf{a}_k^{(l)} = \mathbf{M}\mathbf{a}_{k-1}^{(l)} + \mathbf{u}_k^{(l)}, \quad (5.10)$$

où $\mathbf{w}_{\text{LS}k}^{(l)} = [(\mathbf{F}_{\mathbf{p}}^H \mathbf{F}_{\mathbf{p}})^{-1} \mathbf{F}_{\mathbf{p}}^H \tilde{\mathbf{w}}_{\mathbf{p}k}]_{l-1}$ dans l'équation d'observation par trajet (5.9) est le l ème élément du bruit de boucle précédemment défini \mathbf{w}_{LS} , de variance :

$$\sigma_{\text{LS}^{(l)}}^2 = \sigma_w^2 \cdot [(\mathbf{F}_{\mathbf{p}}^H \mathbf{F}_{\mathbf{p}})^{-1}]_{l-1, l-1}, \quad l = 1, \dots, L. \quad (5.11)$$

Le KF simple trajet pour le l ème trajet s'écrit ainsi [SSR13b] :

Equations de mise à jour temporelle

$$\hat{\mathbf{a}}_{k|k-1}^{(l)} = \mathbf{M}\hat{\mathbf{a}}_{k-1|k-1}^{(l)}, \quad (5.12)$$

$$\mathbf{P}_{k|k-1}^{(l)} = \mathbf{M}\mathbf{P}_{k-1|k-1}^{(l)}\mathbf{M}^T + \mathbf{U}^{(l)}, \quad (5.13)$$

Equations de mise à jour des mesures

$$\mathbf{K}_k^{(l)} = \frac{\mathbf{P}_{k|k-1}^{(l)}\mathbf{S}^T}{\mathbf{S}\mathbf{P}_{k|k-1}^{(l)}\mathbf{S}^T + \sigma_{\text{LS}^{(l)}}^2}, \quad (5.14)$$

$$\hat{\mathbf{a}}_{k|k}^{(l)} = \hat{\mathbf{a}}_{k|k-1}^{(l)} + \mathbf{K}_k^{(l)}(\hat{\alpha}_{\text{LS}k}^{(l)} - \mathbf{S}\hat{\mathbf{a}}_{k|k-1}^{(l)}), \quad (5.15)$$

$$\mathbf{P}_{k|k}^{(l)} = (\mathbf{I}_r - \mathbf{K}_k^{(l)}\mathbf{S})\mathbf{P}_{k|k-1}^{(l)}. \quad (5.16)$$

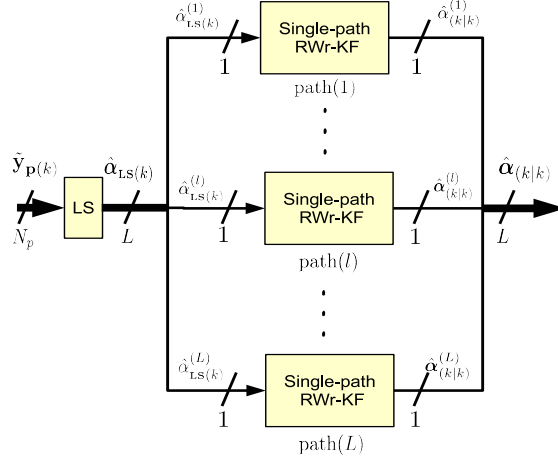


FIGURE 5.1 – structure du *per-path* KF

5.2.2 Définition du *per-path* KF

Nous pouvons fusionner les équations du KF simple trajet pour les L trajets du canal pour obtenir une formulation globale (voir Fig 5.1), afin de pouvoir comparer avec le *joint multi-path* KF. Les vecteurs d'état de prédiction et d'estimation $\hat{\mathbf{a}}_{k|k-1}$, $\hat{\mathbf{a}}_{k|k}$, la matrice de variance du bruit d'état \mathbf{U} , la matrice d'évolution d'état \mathcal{M} , et la matrice de sélection \mathcal{S} conservent la même structure que celle définie pour le *joint multi-path* KF. Comme le traitement des trajets est indépendant, on obtient l'expression du gain de Kalman simplement en superposant les gains de Kalman simple trajet de taille $r \times 1$:

$$\mathbf{K}_{\text{pp}k} = \text{blkdiag}\{\mathbf{K}_k^{(1)} \cdots \mathbf{K}_k^{(L)}\}, \quad (5.17)$$

et nous obtenons ainsi les équations du *per-path* KF :

Equations de mise à jour temporelle

$$\hat{\mathbf{a}}_{k|k-1} = \mathcal{M}\hat{\mathbf{a}}_{k-1|k-1}, \quad (5.18)$$

$$\mathbf{P}_{k|k-1} = \mathcal{M}\mathbf{P}_{k-1|k-1}\mathcal{M}^T + \mathbf{U}, \quad (5.19)$$

Equations de mise à jour des mesures

$$\mathbf{K}_{\text{pp}k} = \mathbf{P}_{k|k-1}\mathcal{S}^H \left(\mathcal{S}\mathbf{P}_{k|k-1}\mathcal{S}^H + \text{diag}\{[\sigma_{\text{LS}(1)}^2 \cdots \sigma_{\text{LS}(L)}^2]\} \right)^{-1} \quad (5.20)$$

$$\hat{\mathbf{a}}_{k|k} = \hat{\mathbf{a}}_{k|k-1} + \mathbf{K}_{\text{pp}k} \cdot \mathbf{v}_{ek}, \quad (5.21)$$

$$\mathbf{P}_{k|k} = (\mathbf{I}_{rL} - \mathbf{K}_{\text{pp}k}\mathbf{S})\mathbf{P}_{k|k-1}, \quad (5.22)$$

avec la mise à jour temporelle (5.18) et (5.19) (répétée de (5.4) et (5.5)), et le signal d'erreur $\mathbf{v}_{\epsilon k}$ défini en (5.27) ou en (5.28). Notons que $\mathbf{P}_{k|k-1}\mathbf{S}^H$ en (5.20) est une matrice bloc-diagonale de taille $rL \times L$, et $\mathbf{S}\mathbf{P}_{k|k-1}\mathbf{S}^H$ est une matrice diagonale de taille $L \times L$.

5.2.3 Comparaison avec le *joint multi-path* KF

Pour pouvoir comparer le *joint multi-path* KF avec le *per-path* KF, nous allons reformuler les équations du *joint multi-path* KF à l'aide des identités de Woodbury (la démonstration est fournie dans l'annexe de l'article [R13]). Ainsi, (5.6) peut se réécrire :

$$\mathbf{K}_k = \mathbf{K}_{\text{eq}k} \cdot (\mathbf{F}_{\mathbf{p}}^H \mathbf{F}_{\mathbf{p}})^{-1} \mathbf{F}_{\mathbf{p}}^H, \quad (5.23)$$

avec la matrice $\mathbf{K}_{\text{eq}k}$ de taille $rL \times L$ définie par :

$$\mathbf{K}_{\text{eq}k} = \mathbf{P}_{k|k-1}\mathbf{S}^H (\mathbf{S}\mathbf{P}_{k|k-1}\mathbf{S}^H + (\mathbf{F}_{\mathbf{p}}^H \mathbf{F}_{\mathbf{p}})^{-1} \sigma_w^2)^{-1}. \quad (5.24)$$

Ensuite, les équations de mesure (5.7) et (5.8) du KF peuvent être reformulées sous la forme :

$$\hat{\mathbf{a}}_{k|k} = \hat{\mathbf{a}}_{k|k-1} + \mathbf{K}_{\text{eq}k} \cdot \mathbf{v}_{\epsilon k}, \quad (5.25)$$

$$\mathbf{P}_{k|k} = (\mathbf{I}_{rL} - \mathbf{K}_{\text{eq}k}\mathbf{S})\mathbf{P}_{k|k-1}, \quad (5.26)$$

avec le signal d'erreur défini par :

$$\mathbf{v}_{\epsilon k} = (\mathbf{F}_{\mathbf{p}}^H \mathbf{F}_{\mathbf{p}})^{-1} \mathbf{F}_{\mathbf{p}}^H \cdot (\tilde{\mathbf{y}}_{\mathbf{p}k} - \mathbf{F}_{\mathbf{s}} \hat{\mathbf{a}}_{k|k-1}). \quad (5.27)$$

Ainsi les équations (5.4), (5.5), (5.24), (5.25) et (5.26) forment un KF équivalent avec $\mathbf{K}_{\text{eq}k}$ comme étant le gain de Kalman équivalent. Ce KF équivalent donne une représentation par trajet basée sur le signal d'erreur $\mathbf{v}_{\epsilon k}$ de taille $L \times 1$, défini dans (5.27), alors que le signal d'erreur d'origine (5.7) est de taille $N_p \times 1$. Les L éléments de $\mathbf{v}_{\epsilon k}$ correspondent aux erreurs d'estimation sur les L trajets correspondants. En observant cette version comprimée du signal d'erreur (5.27) (en général $N_p > L$), on trouve qu'elle est en fait la différence entre l'estimation LS de l'AC calculée à partir du symbole OFDM reçu courant $\hat{\boldsymbol{\alpha}}_{\text{LS}k}$ et la dernière prédiction de l'AC $\hat{\boldsymbol{\alpha}}_{k|k-1}$:

$$\mathbf{v}_{\epsilon k} = \hat{\boldsymbol{\alpha}}_{\text{LS}k} - \hat{\boldsymbol{\alpha}}_{k|k-1}, \quad (5.28)$$

sachant que l'estimée LS est obtenue par [RHS10b, RHS14, Sec. III.B.1] :

$$\hat{\boldsymbol{\alpha}}_{\text{LS}k} = (\mathbf{F}_{\mathbf{p}}^H \mathbf{F}_{\mathbf{p}})^{-1} \mathbf{F}_{\mathbf{p}}^H \tilde{\mathbf{y}}_{\mathbf{p}k}. \quad (5.29)$$

Ainsi, chaque entrée du vecteur signal d'erreur $\mathbf{v}_{\epsilon k}$ dans (5.28) (au lieu de (5.27)) correspond à un trajet individuel. Cependant, le *joint multi-path* KF dans (5.25) ne traite pas chaque trajet indépendamment en raison de la présence de $(\mathbf{F}_{\mathbf{p}}^H \mathbf{F}_{\mathbf{p}})^{-1}$ dans $\mathbf{K}_{\text{eq}k}$ (voir (5.24)). Cette matrice dépend du profil de puissance des retards du canal.

Nous allons maintenant nous appuyer sur cette nouvelle formulation du *joint multi-path* KF pour réaliser la comparaison avec le *per-path* KF. Notons tout d'abord qu'en raison de la définition de $\mathbf{K}_{\mathbf{p}k}$ dans (5.17), en choisissant une matrice bloc-diagonale pour l'initialisation de $\mathbf{P}_{(-1|-1)}$, on obtient des matrices bloc-diagonales pour $\mathbf{P}_{k|k-1}$ et $\mathbf{P}_{k|k}$, avec $\mathbf{P}_{k|k-1}^{(l)}$ et $\mathbf{P}_{k|k}^{(l)}$, ($l = 1, \dots, L$) sur leurs diagonales principales. Si l'on compare les équations du *joint multi-path* KF (5.4), (5.5), (5.23) ~ (5.26), et les équations du *per-path* KF (5.18)~(5.22), nous trouvons que la seule différence entre les deux se trouve dans l'équation du gain de Kalman. Le *joint multi-path* KF exploite la matrice de covariance du bruit de boucle $(\mathbf{F}_{\mathbf{p}}^H \mathbf{F}_{\mathbf{p}})^{-1} \sigma_w^2$ dans (5.24), alors que le *per-path* KF considère uniquement les éléments de la diagonale principale de $(\mathbf{F}_{\mathbf{p}}^H \mathbf{F}_{\mathbf{p}})^{-1} \sigma_w^2$ dans (5.20). C'est la raison pour laquelle notre *per-path* KF peut être vu comme une approximation du *joint multi-path* KF.

5.2.4 Réglage des paramètres du *per-path* KF

Maintenant que nous avons mis en place la formulation du *per-path* KF, il reste à déterminer les paramètres du modèle d'état. Notons que ces paramètres sont les variances des bruits d'état des trajets $\sigma_{u^{(l)}}^2$, $l = 1, \dots, L$. Ce sont les seuls paramètres à régler dans le modèle. Le principe est le suivant : nous calculerons dans un premier temps l'erreur quadratique moyenne asymptotique (EQMA), puis nous choisirons les valeurs de $\sigma_{u^{(l)}}^2$ qui minimisent cette EQMA. L'EQMA, notée σ_ϵ^2 , est définie pour un estimateur donné $\hat{\boldsymbol{\alpha}}_k$ de $\boldsymbol{\alpha}_k$ lorsque $k \rightarrow \infty$ par :

$$\sigma_\epsilon^2 = \frac{1}{L} \cdot E \{ (\boldsymbol{\alpha}_k - \hat{\boldsymbol{\alpha}}_k)^H \cdot (\boldsymbol{\alpha}_k - \hat{\boldsymbol{\alpha}}_k) \}. \quad (5.30)$$

Dans cette section, nous nous appuyerons sur les résultats obtenus dans le cas d'un canal mono-trajet pour une modulation mono-porteuse et publiés dans [C12] pour l'ordre 2 et dans [R11] pour l'ordre 3. Les formules explicites du paramètre optimal du modèle RW (la variance du bruit d'état) et de l'EQMA ont été établies, en résolvant les équations de Riccati. Nous allons voir comment utiliser ces résultats pour notre cas multi-trajets avec modulation multi-porteuses.

L'application de ces résultats est naturelle pour le *per-path* KF, car celui-ci réalise un traitement indépendant des trajets. Notons que la variance du bruit d'observation dans [R11], [C12] est donnée ici par la variance du bruit de boucle $\sigma_{\mathbf{LS}}^2$.

Nous présentons ci-dessous les étapes principales de l'optimisation des paramètres du modèle. Notons dans un premier temps que la variance de l'erreur d'estimation se compose de deux contributions, une provenant de la variation du paramètre α , et l'autre du bruit de boucle $\mathbf{w}_{\mathbf{LS}}$. Ainsi, pour le trajet l :

$$\sigma_{\epsilon}^2 = \sigma_{\epsilon\alpha}^2 + \sigma_{\epsilon\mathbf{w}}^2. \quad (5.31)$$

La contribution $\sigma_{\epsilon\alpha}^2$ (i.e., la variance d'erreur dynamique) provient du filtrage passe-haut de l'AC $\alpha_k^{(l)}$, qui peut être exprimée dans le domaine des fréquences :

$$\sigma_{\epsilon\alpha}^2 = \int_{-\frac{1}{2T}}^{+\frac{1}{2T}} \Gamma_{\alpha^{(l)}}(f) \cdot |1 - \mathcal{L}(e^{j2\pi fT})|^2 df, \quad (5.32)$$

où $\mathcal{L}(e^{j2\pi fT})$ est la fonction de transfert du filtre passe-bas du RW r -KF asymptotique, exprimée dans le domaine des transformées en z avec $z = e^{j2\pi fT}$. Les expressions de $\mathcal{L}(z)$ sont fournies dans [RGHB11][GRB⁺13] pour $r = 1$, et dans nos publications [C12], [R11] pour $r = 2, 3$. Notons que $\mathcal{L}(z)$ dépend du vecteur de gain de Kalman $\mathbf{K}_k^{(l)}$ de taille $r \times 1$ obtenu en mode asymptotique ($k \rightarrow \infty$). Les études précédemment citées donnent l'expression analytique de $\mathbf{K}_k^{(l)}$ en fonction du rapport $\frac{\sigma_u^{(l)}}{\sigma_{\mathbf{LS}}^{(l)}}$. Ces expressions sont résumées dans la Table 5.2 pour $r = 1, 2$ et 3 . Ces formules analytiques ont pu être obtenues grâce aux deux hypothèses suivantes : une fréquence Doppler normalisée faible $f_d T \ll 1$ et une faible variance de bruit d'état du KF comparée à la variance du bruit d'observation ($\sigma_u^{(l)} \ll \sigma_{\mathbf{LS}}^{(l)}$). Cette dernière hypothèse signifie que le premier élément du gain de Kalman $[\mathbf{K}_{(\infty)}^{(l)}]_0$ est très inférieur à 1. La contribution $\sigma_{\epsilon\mathbf{w}}^2$ (i.e. la variance d'erreur statique) provient du filtrage passe-bas du bruit de boucle. Elle s'exprime :

$$\sigma_{\epsilon\mathbf{w}}^2 = \sigma_{\mathbf{LS}}^2 \cdot T \int_{-\frac{1}{2T}}^{+\frac{1}{2T}} |\mathcal{L}(e^{j2\pi fT})|^2 df. \quad (5.33)$$

La variance d'erreur statique est aussi une fonction de la variance de bruit d'état $\sigma_u^{(l)}$, comme on peut le voir dans la Table 5.2.

Il devient alors clair que le paramètre $\sigma_u^{(l)}$ est le paramètre qui va nous permettre de régler le RW-KF. Pour cela, nous cherchons la valeur optimale $\sigma_{u^{(l)}}^2_{\text{opt}}$

pour laquelle l'EQMA par trajet $\sigma_{\epsilon^{(l)}}^2$ est minimale. Cette valeur minimale est notée $\sigma_{\epsilon^{(l)} \min}^2$. La Table 5.2 résume pour les ordres 1, 2 et 3 les expressions pour la variance d'erreur dynamique $\sigma_{\epsilon\alpha^{(l)}}^2$, la variance d'erreur statique $\sigma_{\epsilon w^{(l)}}^2$, la variance de bruit d'état optimisé $\sigma_{u^{(l)} \text{opt}}^2$ et l'EQMA correspondante $\sigma_{\epsilon^{(l)} \min}^2$. Il est intéressant de noter que ces quantités dépendent des valeurs de retard des trajets via la variance de bruit de boucle $\sigma_{\text{LS}^{(l)}}^2$ (voir (5.11)). L'EQMA globale moyennée sur les trajets est alors donnée par :

$$\sigma_{\epsilon \min}^2 = \frac{1}{L} \sum_{l=1}^L \sigma_{\epsilon^{(l)} \min}^2. \quad (5.34)$$

Pour avoir une meilleure interprétation des résultats, nous séparons cette formule en plusieurs contributions :

$$\sigma_{\epsilon \min}^2 = C_r \cdot (f_d T)^{\frac{2r}{2r+1}} \cdot (\sigma_w^2)^{\frac{2r}{2r+1}} \cdot \beta_r \quad (5.35)$$

où C_r est une constante qui dépend de l'ordre du modèle. Pour $r = 1, 2, 3$, on a $C_1 = \frac{3}{2}\pi^{\frac{2}{3}}$, $C_2 = \frac{15}{8}(\sqrt{2}\pi)^{\frac{4}{5}}$, $C_3 = \frac{35}{16}(\frac{16}{9}\pi)^{\frac{6}{7}}$. Le coefficient β_r ($r = 1, 2, 3$) est un facteur de bruit qui dépend du profil de puissance des retards :

$$\beta_r = \frac{1}{L} \sum_{l=1}^L \left\{ [(\mathbf{F}_p^H \mathbf{F}_p)^{-1}]_{l,l}^{\frac{2r}{2r+1}} \cdot (\sigma_{\alpha^{(l)}}^2)^{\frac{1}{2r+1}} \right\}. \quad (5.36)$$

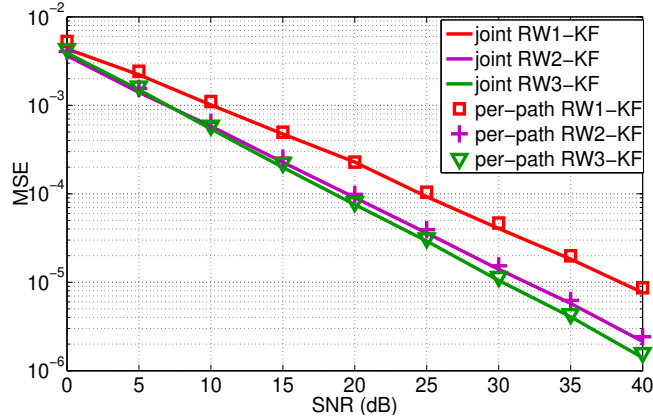
Cette nouvelle formulation (5.35) montre une pente de $\frac{2r}{2r+1}$ en échelle logarithmique en fonction de la variance du bruit du canal σ_w^2 et de la fréquence Doppler normalisée $f_d T$, ce qui sera confirmé par les résultats de simulation. Une étude complète de la complexité du *per-path* KF et du *joint multi-path* KF est fournie dans [R13]

5.3 Résultats de simulation

Dans cette section, nous allons présenter quelques résultats de simulation obtenus avec le canal GSM [Eur]. C'est un canal qui contient 6 trajets avec les retards et les puissances détaillés dans la Table 5.3. Nous utilisons des symboles de données QPSK et des symboles OFDM avec un nombre de sous-porteuses égal à $N = 128$. Le préfixe cyclique est de taille $N_g = 16$ et $N_p = 16$ sous-porteuses pilotes sont utilisées. La largeur de bande du système est de $1/T_s = 2$ MHz.

TABLE 5.3 – Profil de puissance des retards du canal GSM

Path	1	2	3	4	5	6
$\tau^{(l)}$	0	0.4	1	3.2	4.6	10
$\sigma_{\alpha^{(l)}}^2$ (dB)	-7.219	-4.219	-6.219	-10.219	-12.219	-14.219


 FIGURE 5.2 – MSE simulé du RWr-*joint multi-path* KF et du RWr-*per-path* KF versus SNR avec $f_d T = 10^{-3}$, $N_p = 16$, canal GSM

La Figure 5.2 compare les performances en terme d'EQMA du *joint multi-path* KF et du *per-path* KF. Dans cette simulation, les *per-path* KF sont optimisés analytiquement avec les formules et les variances de bruit d'état $\sigma_{u^{(l)}}^2_{\text{opt}}$ données dans la Table 5.2, tandis que les KF conjoints sont optimisés de manière numérique en utilisant une grille de valeur autour de $\sigma_{u^{(l)}}^2_{\text{opt}}$. On peut voir que les KF conjoints dépassent légèrement en performance les KF par trajet, mais cette différence reste négligeable, ce qui confirme l'efficacité de notre *per-path* KF.

La Figure 5.3 présente des courbes d'EQMA simulées pour le AR1_{CM}-KF et le RW-KF d'une part, et des courbes d'EQMA théoriques pour le RW-KF d'autre part, pour $f_d T = 10^{-3}$. Les courbes sont montrées en fonction du SNR. On observe que les courbes simulées sont très proches des courbes théoriques, ce qui valide nos hypothèses. Ensuite, la Figure 5.4 présente l'EQMA en fonction de $f_d T$. Il apparaît clairement que les RW-KFs dépassent en performance le AR1_{CM}-KF. De plus, là encore, les EQMAs obtenues par simulations coïncident avec celles obtenues théoriquement. Notons que nous avons obtenu les résultats théoriques sous l'hypothèse d'une faible $f_d T$. Ainsi, lorsque $f_d T$ augmente et se rapproche de 10^{-2} , les courbes théoriques s'éloignent des courbes simulées. De

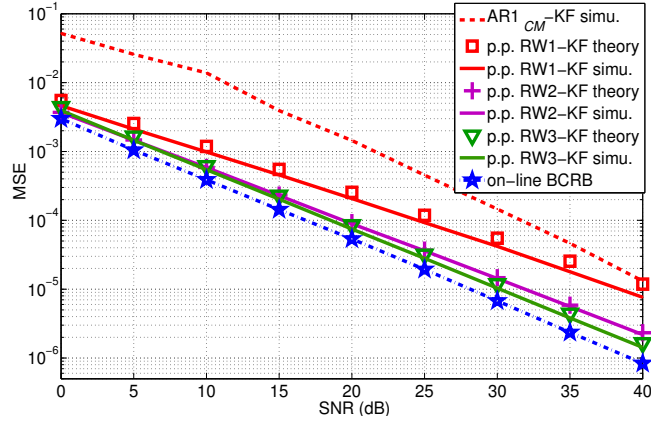


FIGURE 5.3 – MSE du *per-path* KF versus SNR avec $f_d T = 10^{-3}$, $N_p = 16$, canal GSM

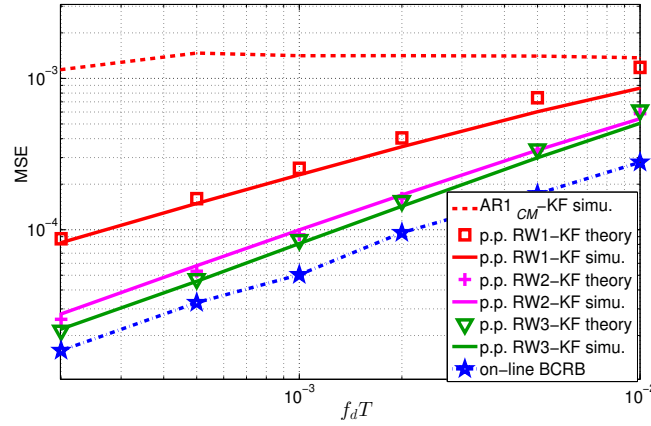


FIGURE 5.4 – MSE versus $f_d T$ avec SNR = 20 dB, $N_p = 16$, canal GSM

plus, pour le RW1-KF, RW2-KF et RW3-KF, les EQMAs sont respectivement proportionnelles aux $2/3$, $4/5$, $6/7$ de la puissance de $f_d T$, et inversement proportionnelles aux $2/3$, $4/5$, $6/7$ de la puissance du SNR, ce qui confirme notre analyse théorique.

Nous montrons ensuite sur la Figure 5.5 des résultats de performance en terme de TEB (ou BER en anglais), obtenus avec un égaliseur zero-forcing. Nous avons utilisé une modulation 16-QAM avec et sans codage canal et $N_p = 8$ pilotes pour $f_d T = 10^{-3}$. Comme autres références, nous avons ajouté le BER obtenu pour l'estimateur $AR1_{CM}$ -KF, ainsi que le BER obtenu avec une connaissance parfaite du canal (perfect channel state information en anglais, ou

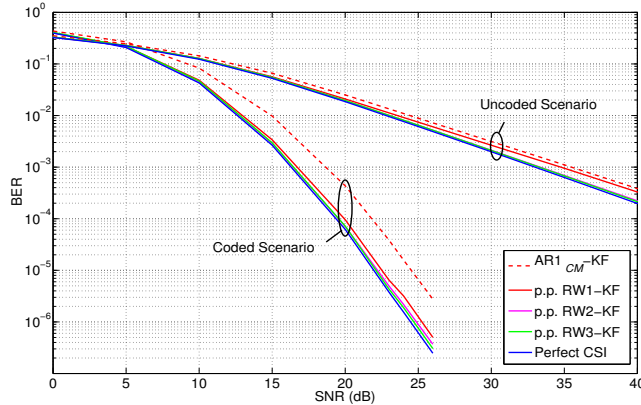


FIGURE 5.5 – Performances en terme de BER pour une modulation 16-QAM, $f_d T = 10^{-3}$, $N_p = 8$ scénario non codé et codé $[5, 7]_8$, canal GSM

perfect CSI). Sans codage canal, nous pouvons observer que la courbe $AR1_{CM}\text{-KF}$ et la courbe $RW1\text{-KF}$ sont très proches. De plus, les courbes $RW2\text{-KF}$ et $RW3\text{-KF}$ sont quasiment les mêmes. Ensuite, nous utilisons un codage convolutif non systématique non récursif de code $[5, 7]_8$. Cette fois-ci, la courbe $RW1\text{-KF}$ s'éloigne de la courbe $AR1_{CM}\text{-KF}$ et se rapproche de la courbe $RW2\text{-KF}$. Ainsi, pour un BER cible de 10^{-5} , il y a une perte en SNR de 2.5 dB entre les courbes $RW1\text{-KF}$ et $AR1_{CM}\text{-KF}$, et de seulement 0.5 dB entre les courbes $RW1\text{-KF}$ et $RW2\text{-KF}$. Ces résultats s'expliquent par le fait qu'avec un codage canal, les performances sont plus sensibles à la qualité de l'estimation du canal. Or aujourd'hui la plupart des standards utilisent du codage canal, ce qui rend d'autant plus nécessaire d'avoir un bon estimateur de canal.

5.4 Conclusion

Nous avons proposé une solution à base de KF à faible complexité pour l'estimation des ACs d'un canal multi-trajets. Les modèles d'état de notre solution sont les modèles RW de premier, second et troisième ordre. Notre solution est une solution en deux étapes : tout d'abord un signal d'erreur est calculé pour chaque trajet avec le critère LS. Puis un KF, basé sur ce signal d'erreur, est appliqué à chaque trajet de manière indépendante. Cette solution exploite la corrélation temporelle du canal, tandis que l'étape LS exploite la corrélation fréquentielle du canal. Nous avons calculé les expressions analytiques des valeurs optimales des paramètres du modèle, les variances de bruit d'état de chaque

trajet, ainsi que des performances théoriques. Les résultats de simulation ont montré une bonne adéquation avec la théorie. De plus, nous avons démontré à l'aide des identités de Woodbury que notre solution pouvait être interprétée comme une approximation de la solution optimale conjointe. Le chapitre suivant présentera des algorithmes d'estimation des ACs à base de boucles et non plus de KF.

Chapitre 6

Estimation d'un canal à variations lentes avec boucles de poursuite

Jusqu'ici, toute notre discussion a porté sur des algorithmes qui sont basés sur le filtre de Kalman. Nous avons développé une solution moins complexe que la solution optimale conjointe dans le contexte multi-trajets multi-porteuses. Cette solution, appelée *per-path* KF, était basé sur un traitement par trajet avec des filtres de Kalman. Cependant, même cette solution à faible complexité nécessite l'inversion de matrices, ce qui peut s'avérer encore trop complexe pour certaines applications. L'objectif de notre travail est maintenant de développer des algorithmes adaptatifs encore moins complexes. Pour cela, nous partirons toujours du filtre de Kalman avec un modèle d'approximation RW, mais que nous considérerons en régime asymptotique (*état stable* ou *steady state* en anglais), c'est-à-dire que ses coefficients ne varient plus dans le temps et ont atteint leur régime constant. Cette approche nous permettra d'obtenir un filtre linéaire récursif à coefficients constants. En général, ce type d'algorithme adaptatif à coefficient constant converge plus lentement que le filtre de Kalman, mais s'il est bien réglé, il atteint la même performance asymptotique. L'algorithme adaptatif à coefficient constant le plus célèbre est l'algorithme LMS (provient de *Least-Mean-Square* en anglais). Nous devons garder à l'esprit qu'il peut être vu comme une version du filtre de Kalman en régime asymptotique basée sur un modèle d'approximation RW d'ordre 1 [LSA01]. L'algorithme LMS d'ordre 2 a été proposé par [Gaz99] dans un contexte d'estimation du canal. Il a été dérivé à partir de la version du filtre de Kalman en régime asymptotique basé sur un modèle RW2. Cependant, l'auteur n'a pas précisé dans son article comment régler les

deux coefficients constants du modèle de manière simple en fonction de l'état du canal (Doppler, niveau de bruit). Nous allons présenter dans ce chapitre les résultats théoriques qui nous ont permis d'obtenir un réglage des paramètres de la boucle, où le critère d'optimisation est la minimisation de l'erreur quadratique moyenne. Des résultats ont d'abord été obtenus pour le contexte canal mono-trajet modulation mono-porteuse avec une boucle d'ordre 3, ce qui a donné lieu à la publication d'une revue internationale [R15] et d'une conférence internationale [C15]. La boucle a été appelée RW-CATL pour *random-walk complex amplitude tracking loop* en anglais. Puis nous avons étendu ces résultats au cas d'un canal multi-trajets avec une modulation multi-porteuse, en se basant sur un critère LS pour le calcul du signal d'erreur, ce qui a donné lieu à la publication d'une revue internationale [R16], de deux conférences internationales [C8, C16] et à la soumission d'une revue internationale [RS1]. Nous avons appelé ces boucles RW-LS-CATL pour ce contexte.

Un aspect remarquable des résultats de l'optimisation est que seule la fréquence propre de la boucle dépend des paramètres du canal, i.e. le spectre Doppler et le profil de puissance des retards. Les autres paramètres de la boucle sont fixés à des valeurs fournies par l'optimisation. Ce qui signifie, concrètement, qu'il n'y a qu'un seul paramètre à régler quel que soit l'ordre de la boucle.

Dans un esprit de synthèse, nous présenterons les résultats analytiques sous forme de tables qui résument les résultats principaux de l'optimisation pour les 3 ordres de la boucle.

Ces travaux ont été réalisés en collaboration avec L. Ros et H. Hijazi par le biais de la thèse de H. Shu.

6.1 Structure de la RW-LS-CATL

6.1.1 Equations de la RW-LS-CATL

La structure de la RW-CATL est inspirée de la PLL ou du KF asymptotique. La RW-CATL a d'abord été dérivée pour un contexte canal mono-trajet modulation mono-porteuse dans [R15], [C15], puis étendue au cas multi-trajets multi-porteuses dans [R16], [C8, C16]. Cette extension consiste à prévoir un signal d'erreur vectoriel en entrée de la boucle, calculé avec le critère LS. Puis une boucle RW-CATL est appliquée à chaque trajet, ce qui donne la structure des Figures 6.1 et 6.2.

Les équations vectorielles de cette boucle sont :

Signal d'erreur :

$$\mathbf{v}_{\epsilon k} = f \{ \mathbf{y}_{\mathbf{p}k}; \hat{\boldsymbol{\alpha}}_{k|k-1} \}, \quad (6.1)$$

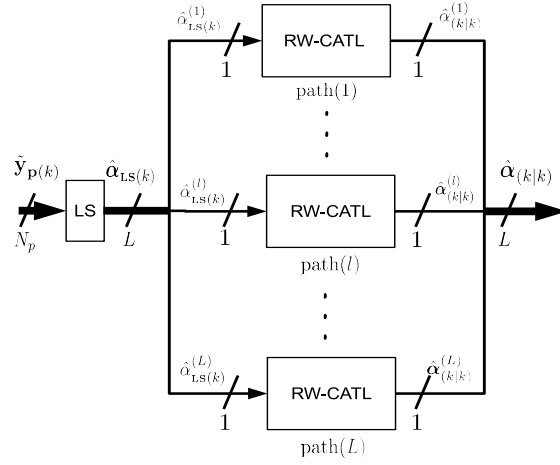


FIGURE 6.1 – Structure globale de la RW-LS-CATL

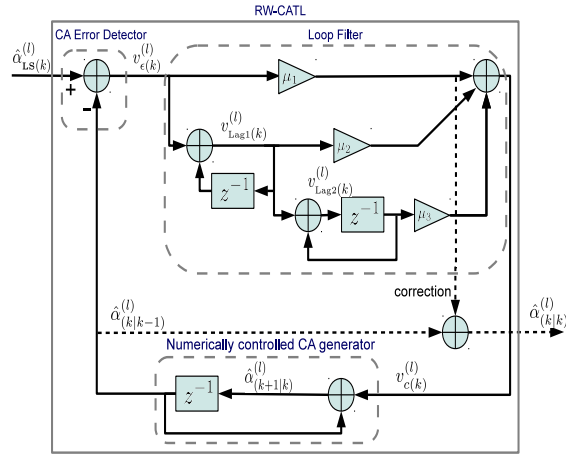


FIGURE 6.2 – structure de la RW-CATL du trajet (l)

Filtre de boucle :

$$\mathbf{v}_{Lag1k} = \mathbf{v}_{Lag1k-1} + \mathbf{v}_{ek}, \quad (6.2)$$

$$\mathbf{v}_{Lag2k} = \mathbf{v}_{Lag2k-1} + \mathbf{v}_{Lag1k}, \quad (6.3)$$

$$\mathbf{v}_{ck} = \mu_1 \mathbf{v}_{ek} + \mu_2 \mathbf{v}_{Lag1k} + \mu_3 \mathbf{v}_{Lag2k-1}, \quad (6.4)$$

Générateur contrôlé numériquement :

$$\hat{\alpha}_{k+1|k} = \hat{\alpha}_{k|k-1} + \mathbf{v}_{ck}, \quad (6.5)$$

Estimation finale :

$$\hat{\alpha}_{k|k} = \hat{\alpha}_{k|k-1} + \mu_1 \mathbf{v}_{\epsilon k}. \quad (6.6)$$

Le signal d'erreur $\mathbf{v}_{\epsilon k}$ dans (6.1) est le signal qui pilote la boucle. Il est généralement défini comme une fonction $f\{\cdot\}$ du symbole pilote reçu $\mathbf{y}_{\mathbf{p}k}$ (voir (4.19)) et de la prédiction précédente $\hat{\alpha}_{k|k-1}$. Dans la section suivante, nous allons définir cette fonction $f\{\cdot\}$.

6.1.2 Définition du signal d'erreur

Le signal d'erreur considéré pour la RW r -LS-CATL est défini par :

$$\begin{aligned} \mathbf{v}_{\epsilon k} &= \mathbf{G}_k \mathbf{y}_{\mathbf{p}k} - \hat{\alpha}_{k|k-1} \\ &= \hat{\alpha}_{\text{LS}k} - \hat{\alpha}_{k|k-1}, \end{aligned} \quad (6.7)$$

avec $\mathbf{G}_k = (\mathbf{X}_k^H \mathbf{X}_k)^{-1} \mathbf{X}_k^H$ l'opérateur LS. La matrice \mathbf{X}_k est défini dans (4.19). L'équation de boucle (6.1) est alors remplacée par (6.7).

En utilisant (4.19) et la définition de \mathbf{G}_k , on obtient :

$$\hat{\alpha}_{\text{LS}k} = \alpha_k + \mathbf{w}_{\text{LS}k}, \quad (6.8)$$

avec $\mathbf{w}_{\text{LS}k}$ le bruit d'entrée de la boucle :

$$\mathbf{w}_{\text{LS}k} = \mathbf{G}_k \mathbf{w}_{\mathbf{p}k}, \quad (6.9)$$

avec la matrice de covariance :

$$E \{ \mathbf{w}_{\text{LS}k} \cdot \mathbf{w}_{\text{LS}k}^H \} = \sigma_w^2 \cdot (\mathbf{F}_{\mathbf{p}}^H \mathbf{F}_{\mathbf{p}})^{-1}. \quad (6.10)$$

Le bruit d'entrée de la boucle pour le trajet l est :

$$\sigma_{\text{LS}^{(l)}}^2 = \sigma_w^2 \left[(\mathbf{F}_{\mathbf{p}}^H \mathbf{F}_{\mathbf{p}})^{-1} \right]_{l-1, l-1}, \quad l = 1, \dots, L. \quad (6.11)$$

La variance du bruit moyenne pour un simple trajet ($\sigma_{\text{LS}}^2 = \frac{1}{L} \sum_{l=1}^L \sigma_{\text{LS}^{(l)}}^2$) se calcule par :

$$\sigma_{\text{LS}}^2 = \lambda \cdot \frac{\sigma_w^2}{N_p}, \quad (6.12)$$

où λ est un facteur de normalisation (≥ 1) défini par :

$$\lambda = \frac{N_p}{L} \cdot \text{Trace} \{ (\mathbf{F}_{\mathbf{p}}^H \mathbf{F}_{\mathbf{p}})^{-1} \}. \quad (6.13)$$

Notons que $\text{Trace}\{(\mathbf{F}_p^H \mathbf{F}_p)^{-1}\}$ dépend du profil de puissance des retards. En général, $\lambda > 1$, alors que dans le cas spécial où $\mathbf{F}_p^H \mathbf{F}_p$ est une matrice diagonale égale à $N_p \mathbf{I}_L$, on obtient $\lambda = 1$. Ce cas de figure arrive seulement quand les retards des trajets $\tau^{(l)} T_s$ sont des multiples de la période d'échantillonnage T_s , i.e., si les $\tau^{(l)}$ sont des entiers (voir [R13], appendix A pour plus de détails sur ce point).

D'après (6.1), le signal d'erreur $\mathbf{v}_{\epsilon k}$ est en fait la différence entre l'observation bruitée du vecteur des ACs $\hat{\boldsymbol{\alpha}}_{\text{LS}k}$ (voir (6.8)) et la dernière prédiction $\boldsymbol{\alpha}_{k|k-1}$. Le rôle de l'estimateur LS est de fournir une première estimation grossière de $\boldsymbol{\alpha}$ à partir du vecteur des sous-porteuses pilotes provenant du symbole OFDM reçu. Un tel signal d'erreur reste colinéaire avec l'erreur de prédiction $\boldsymbol{\alpha}_k - \hat{\boldsymbol{\alpha}}_{k|k-1}$, et est donc sans interférence entre trajets.

6.2 Réglage des coefficients de la RW-LS-CATL

Pour calculer les coefficients de la boucle, nous nous appuyerons sur le critère de minimisation de l'EQMA. Dans un premier temps, nous présenterons la méthode de calcul de l'EQMA, puis nous présenterons l'optimisation des coefficients.

6.2.1 Calcul de l'EQMA

Pour calculer l'EQMA de la RW-LS-CATL, nous nous appuyerons sur les résultats obtenus dans le contexte canal mono-trajet modulation mono-porteuse [C15], [R15]. Nous appliquerons ces résultats à chaque branche (nous rappelons que chaque branche correspond à un trajet) de la RW-LS-CATL en utilisant la variance de bruit de boucle $\sigma_{\text{LS}^{(l)}}^2$ à la place de la variance du bruit d'observation σ_w^2 :

$$\sigma_{\epsilon^{(l)}}^2 = \sigma_{\epsilon\alpha^{(l)}}^2 + \sigma_{\epsilon w^{(l)}}^2, \quad (6.14)$$

où $\sigma_{\epsilon\alpha^{(l)}}^2$ est la variance d'erreur dynamique et $\sigma_{\epsilon w^{(l)}}^2$ la variance d'erreur statique. La variance d'erreur globale de l'estimation est définie par :

$$\sigma_{\epsilon}^2 = \frac{1}{L} \sum_{l=1}^L \sigma_{\epsilon\alpha^{(l)}}^2 + \frac{1}{L} \sum_{l=1}^L \sigma_{\epsilon w^{(l)}}^2 = \sigma_{\epsilon\alpha}^2 + \sigma_{\epsilon w}^2. \quad (6.15)$$

La variance d'erreur dynamique globale se calcule de la manière suivante :

$$\sigma_{\epsilon\alpha}^2 = \int_{-\frac{1}{2T}}^{+\frac{1}{2T}} \Gamma_{\alpha}(f) \cdot |1 - \mathcal{L}(e^{j2\pi f T})|^2 df, \quad (6.16)$$

avec $\Gamma_\alpha(f) = \frac{1}{L} \sum_{l=1}^L \Gamma_{\alpha^{(l)}}(f)$, $\mathcal{L}(z)$ est la fonction de transfert du filtre passe-bas de la RW r -LS-CATL, exprimée dans le domaine z ou dans le domaine des fréquences avec $z = e^{j2\pi fT}$. La fonction $\mathcal{L}(z)$ dépend des coefficients de la boucle. Notons que la démarche générale pour le calcul de l'EQMA reste la même que celle présentée dans la section 5.2.4. La principale différence réside dans le fait que la fonction de transfert $\mathcal{L}(z)$ de la section 5.2.4 était propre à chaque trajet puisqu'elle dépendait des gains de Kalman de chaque trajet. Ici, nous avons une fonction de transfert unique, puisque nous avons les mêmes coefficients pour chaque trajet. Pour conserver un sens physique, $\mathcal{L}(e^{sT})$ dans le domaine s (avec $s = j2\pi f$) peut être approchée par la fonction de transfert d'une PLL analogique $\tilde{\mathcal{L}}(e^{sT})$. Il faut noter que l'approximation $\mathcal{L}(e^{sT}) \approx \tilde{\mathcal{L}}(e^{sT})$ est valide uniquement sous la condition que $fT \ll 1$ ce qui donne $e^{-sT} \approx 1 - sT$. Les expressions de la fonction de transfert exacte $\mathcal{L}(z)$ et de la fonction de transfert approchée $\tilde{\mathcal{L}}(e^{sT})$ sont fournies dans la Table 6.1. Les paramètres de la PLL analogiques sont la fréquence propre f_n ou la pulsation propre $\omega_n = 2\pi f_n$, le facteur d'amortissement ζ et la capacitance m .

TABLE 6.1 – Expressions asymptotiques de la RW r -LS-CATL sous l'hypothèse $f_d T \ll 1$

	RW1-LS-CATL	RW2-LS-CATL	RW3-LS-CATL
$\mathcal{L}(z)$	$\frac{\mu_1}{(1-\mu_1)(1-z^{-1})+\mu_1}$	$\frac{(\mu_1-\mu_2)(1-z^{-1})+\mu_2}{(1-\mu_1)(1-z^{-1})^2+(\mu_1-\mu_2)(1-z^{-1})+\mu_2}$	$\frac{(\mu_1-\mu_2)(1-z^{-1})^2+(\mu_2-\mu_3)(1-z^{-1})+\mu_3}{(1-\mu_1)(1-z^{-1})^3+(\mu_1-\mu_2)(1-z^{-1})^2+(\mu_2-\mu_3)(1-z^{-1})+\mu_3}$
$\tilde{\mathcal{L}}(e^{sT})$	$\frac{\omega_n}{s+\omega_n}$	$\frac{2\zeta\omega_n \cdot s + \omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n \cdot s + \omega_n^2}$	$\frac{(m+2)\zeta\omega_n \cdot s^2 + (1+2m\zeta^2)\omega_n^2 \cdot s + m\zeta\omega_n^3}{s^3 + (m+2)\zeta\omega_n \cdot s^2 + (1+2m\zeta^2)\omega_n^2 \cdot s + m\zeta\omega_n^3}$
avec	$\omega_n T = \frac{\mu_1}{(1-\mu_1)}$	$2\zeta \cdot (\omega_n T) = \frac{\mu_1 - \mu_2}{1 - \mu_1}$ $(\omega_n T)^2 = \frac{\mu_1 - \mu_2}{1 - \mu_1}$	$(m+2) \cdot \zeta\omega_n T = \frac{\mu_1 - \mu_2}{1 - \mu_1}$ $(1 + 2m\zeta^2) \cdot (\omega_n T)^2 = \frac{\mu_2 - \mu_3}{1 - \mu_1}$ $m\zeta \cdot (\omega_n T)^3 = \frac{\mu_3}{1 - \mu_1}$
Coefficients du filtre de boucle	$\mu_1 = \frac{\omega_n T}{1 + \omega_n T}$	$\mu_1 = \frac{2\zeta\omega_n T + (\omega_n T)^2}{1 + 2\zeta\omega_n T + (\omega_n T)^2}$ $\mu_2 = \frac{(\omega_n T)^2}{1 + 2\zeta\omega_n T + (\omega_n T)^2}$	$\mu_1 = \frac{(m+2)\zeta\omega_n T + (1+2m\zeta^2)(\omega_n T)^2 + m\zeta(\omega_n T)^3}{1 + (m+2)\zeta\omega_n T + (1+2m\zeta^2)(\omega_n T)^2 + m\zeta(\omega_n T)^3}$ $\mu_2 = \frac{(1+2m\zeta^2)(\omega_n T)^2 + m\zeta(\omega_n T)^3}{1 + (m+2)\zeta\omega_n T + (1+2m\zeta^2)(\omega_n T)^2 + m\zeta(\omega_n T)^3}$ $\mu_3 = \frac{m\zeta(\omega_n T)^3}{1 + (m+2)\zeta\omega_n T + (1+2m\zeta^2)(\omega_n T)^2 + m\zeta(\omega_n T)^3}$
Conditions de stabilité	$0 < \mu_1 < 2$	$0 < \mu_1 < 2$ $0 < \mu_2 < 4 - 2\mu_1$	$0 < \mu_1 < 2$ $0 < \mu_3 < \mu_1\mu_2$ $4\mu_1 + 2\mu_2 + \mu_3 < 8$

La variance de bruit est calculée par :

$$\sigma_{\epsilon_w}^2 = \sigma_{\text{LS}}^2 \cdot T \int_{-\frac{1}{2T}}^{+\frac{1}{2T}} |\mathcal{L}(e^{j2\pi fT})|^2 df. \quad (6.17)$$

6.2.2 Optimisation des paramètres de boucle

Les résultats de l'optimisation des paramètres de la boucle RW-LS-CATL sont présentés dans la Table 6.2.

TABLE 6.2 – Optimisation de la RW-LS-CATL sous l'hypothèse $f_d T \ll 1$

	RW1-LS-CATL	RW2-LS-CATL	RW3-LS-CATL
$S_{\alpha(\text{general})}$	$\int_{-\frac{1}{2T}}^{+\frac{1}{2T}} \Gamma_{\alpha}(f) \cdot (fT)^2 df$	$\int_{-\frac{1}{2T}}^{+\frac{1}{2T}} \Gamma_{\alpha}(f) \cdot (fT)^4 df$	$\int_{-\frac{1}{2T}}^{+\frac{1}{2T}} \Gamma_{\alpha}(f) \cdot (fT)^6 df$
$\sigma_{\epsilon_{\alpha}}^2$	$\frac{S_{\alpha}}{(f_n T)^2}$	$\frac{S_{\alpha}}{(f_n T)^4}$	$\frac{S_{\alpha}}{(m\zeta)^2 (f_n T)^6}$
$\sigma_{\epsilon_w}^2$	$\pi f_n T \sigma_{\text{LS}}^2$	$2\pi f_n T (\zeta + \frac{1}{4\zeta}) \sigma_{\text{LS}}^2$	$2\pi f_n T \mathcal{B}(m, \zeta) \sigma_{\text{LS}}^2$
$f_n T_{(\text{opt})}$	$\left(\frac{2S_{\alpha}}{\pi \sigma_{\text{LS}}^2}\right)^{\frac{1}{3}}$	$\left(\frac{2S_{\alpha}}{\pi \sigma_{\text{LS}}^2 (\zeta + \frac{1}{4\zeta})}\right)^{\frac{1}{5}}$	$\left(\frac{3S_{\alpha}}{(m\zeta)^2 \pi \sigma_{\text{LS}}^2 \mathcal{B}(m, \zeta)}\right)^{\frac{1}{7}}$
D_r	$\frac{3}{4} (4\pi)^{\frac{2}{3}}$	$\frac{5}{4} [2\sqrt{2}\pi (\zeta + \frac{1}{4\zeta})]^{\frac{4}{5}}$	$\frac{7}{3} \left(\frac{3}{(m\zeta)^2}\right)^{\frac{1}{7}} (\pi \mathcal{B}(m, \zeta))^{\frac{6}{7}}$
$\sigma_{\epsilon_{\min}}^2$	$D_1 (\sigma_{\text{LS}}^2)^{\frac{2}{3}} (S_{\alpha})^{\frac{1}{3}}$	$D_2 (\sigma_{\text{LS}}^2)^{\frac{4}{5}} (S_{\alpha})^{\frac{1}{5}}$	$D_3 (\sigma_{\text{LS}}^2)^{\frac{6}{7}} (S_{\alpha})^{\frac{1}{7}}$
$m_{(\text{opt})}$	-	-	14.3
$\zeta_{(\text{opt})}$	-	0.5	0.16
$\mathcal{B}(m, \zeta)_{(\text{opt})}$	-	1	1.99

Dans un premier temps, nous allons présenter les résultats pour $\sigma_{\epsilon_{\alpha}}^2$ et $\sigma_{\epsilon_w}^2$ de la Table 6.2. Ces résultats sont obtenus avec les approximations suivantes. Dans (6.16), \mathcal{L} est d'abord remplacée par $\tilde{\mathcal{L}}$, ensuite $|1 - \tilde{\mathcal{L}}(e^{j2\pi fT})|^2$ est approchée comme une fonction linéaire de $(f/f_n)^{2r}$ (asymptote) dans la région des basses fréquences ($f \ll f_n$) :

$$|1 - \tilde{\mathcal{L}}(e^{j2\pi fT})|^2 \approx K_r \cdot \left(\frac{f}{f_n}\right)^{2r} \quad \text{pour } f \ll f_n, \quad (6.18)$$

où K_r est une constante définie par :

$$K_r = \left| \lim_{s \rightarrow 0} \left(\frac{\omega_n}{s} \right)^r \cdot \left(1 - \tilde{\mathcal{L}}(e^{sT}) \right) \right|^2, \quad (6.19)$$

ce qui donne, $K_r = 1$ pour $r = 1$ et 2 , et $K_3 = 1/(m\zeta)^2$. Cette première approximation est réalisée dans le but de simplifier le calcul de l'intégrale dans $\sigma_{\epsilon\alpha}^2$. Nous définissons le terme $S_{\alpha(\text{general})}$ qui peut être interprété comme les moments d'ordre $2r$ du spectre Doppler [RSST01] :

$$S_{\alpha(\text{general})} = \int_{-\frac{1}{2T}}^{+\frac{1}{2T}} \Gamma_{\alpha}(f) \cdot (fT)^{2r} df$$

Ensuite, $\sigma_{\epsilon\alpha}^2$ peut s'écrire comme une fonction de $S_{\alpha(\text{general})}$:

$$\sigma_{\epsilon\alpha}^2 = \frac{S_{\alpha(\text{general})}}{(f_n T)^{2r}} \cdot K_r. \quad (6.20)$$

Ceci nous permet d'obtenir une expression générale pour $\sigma_{\epsilon\alpha}^2$ qui ne dépend pas d'un spectre Doppler particulier, et qui pourra donc s'appliquer à n'importe quel spectre Doppler $\Gamma_{\alpha}(f)$. Les $S_{\alpha(\text{general})}$ sont ensuite spécifiés pour le spectre plat (3D) et pour le spectre de Jakes dans la Table 6.3.

TABLE 6.3 – Application de l'optimisation aux spectres Doppler de Jakes et 3D

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

Une seconde approximation est utilisée pour simplifier le calcul de σ_{ew}^2 . Elle consiste à négliger les termes d'ordre supérieur de $\omega_n T$ lorsqu'on calcule la bande de bruit équivalente de l'estimateur, ce qui est justifié par le fait qu'on a $f_n T \ll 1$. On obtient ainsi une bande de bruit simplifiée, rendant σ_{ew}^2 proportionnelle à $2\pi f_n T \sigma_{LS}^2$ comme le montre la Table 6.2. Le coefficient de proportionnalité est donné par $\mathcal{B} = \frac{1}{2}$ pour le modèle RW1, $\mathcal{B}(\zeta) = \zeta + \frac{1}{4\zeta}$ pour le modèle RW2 [R16]. Notons qu'il dépend alors de ζ . Pour le modèle RW3, $\mathcal{B}(m, \zeta)$ est un coefficient qui dépend de m et ζ [R15] :

$$\mathcal{B}(m, \zeta) = \frac{2m^3\zeta^4 + 12m^2\zeta^4 + 8m\zeta^4 + 6m\zeta^2 + 4\zeta^2 + 1}{4m^2\zeta^3 + 8m\zeta^3 + 4\zeta}. \quad (6.21)$$

Dans un deuxième temps, nous allons présenter les résultats de l'optimisation pour les r paramètres qui sont f_n pour $r = 1$, f_n et ζ pour $r = 2$, f_n , ζ et m pour $r = 3$. La minimisation de σ_e^2 consiste à calculer la dérivée partielle en fonction de ces r paramètres, puis à déterminer les valeurs des paramètres qui annulent ces dérivées. En résolvant ces équations, nous trouvons d'abord la fréquence propre optimale de la boucle f_n exprimée comme une fonction du SNR, de S_α , de ζ et de m selon l'ordre. Cette fréquence propre optimale est donnée dans la Table 6.2. Les ζ et m (selon l'ordre) optimaux sont calculés directement, sans dépendance avec les paramètres du canal (SNR, $f_d T$, S_α). Par conséquent, seul un paramètre, f_n , doit être réglé, quel que soit l'ordre de la boucle. Les $r - 1$ paramètres restant peuvent être fixés aux valeurs optimales données dans la Table.

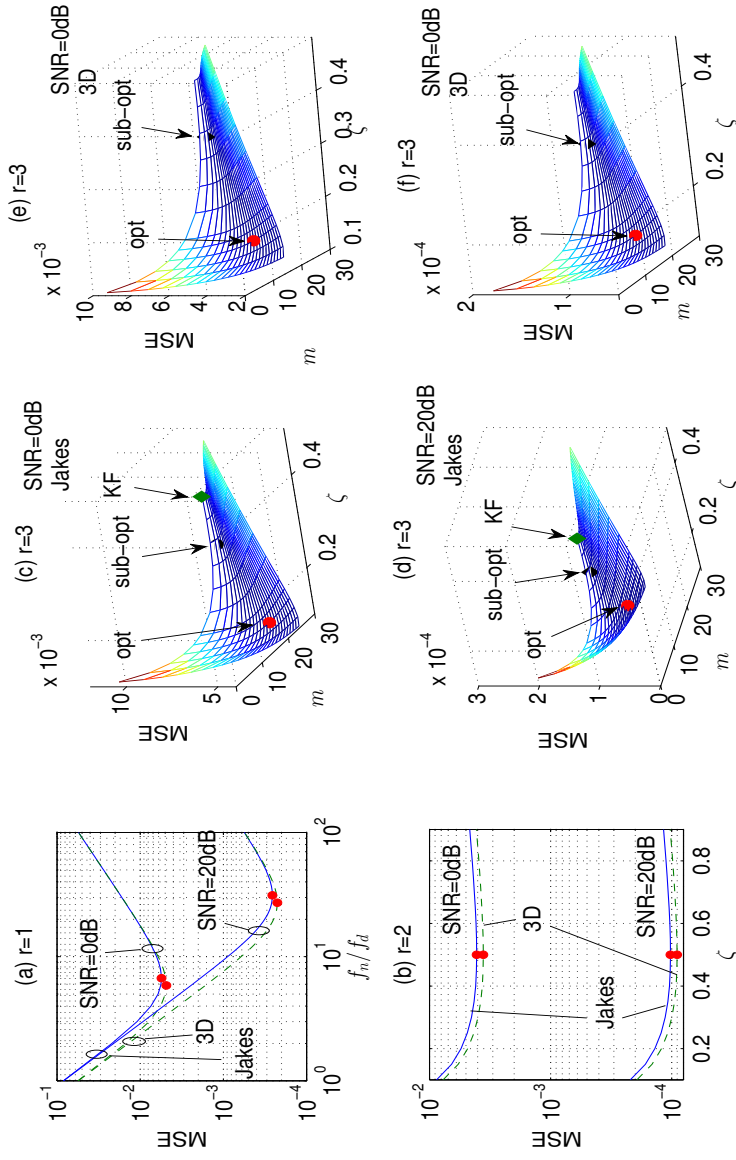


FIGURE 6.3 – EQMA en fonction des paramètres de boucle pour différents types de canaux (3D ou Jakes Doppler, SNR=0 ou 20 dB). (a) $r = 1$, EQMA *versus* f_n/f_d ; (b) $r = 2$, EQMA *versus* ζ ; (c)-(f) $r = 3$, EQMA *versus* (m, ζ)

. Les points rouges indiquent les paramètres optimaux calculés avec l'optimisation sans contrainte. Les points noirs indiquent les paramètres sous-optimaux calculés avec l'optimisation avec contrainte. Les points verts indiquent les paramètres du RW3-KF équivalent.

La Figure 6.3 illustre cette propriété pour les spectres 3D et de Jakes, et pour deux valeurs différentes de SNR. Les points rouges correspondent aux résultats de l'optimisation présentée ci-dessus et résumés dans la Table 6.2. On peut voir sur les Figures 6.3 (c) à (f) pour la boucle d'ordre 3 que les valeurs optimales de m et ζ sont bien indépendantes des paramètres du canal et sont fixées aux valeurs $\zeta_{(\text{opt})} = 0.16$ et $m_{(\text{opt})} = 14.3$ selon la théorie. De la même manière pour la boucle d'ordre 2, l'optimisation de ζ conduit à la même valeur $\zeta_{(\text{opt})} = 0.5$, quel que soit les paramètres du canal (voir Figure 6.3(b)). Finalement, pour l'ordre 1, seul f_n peut être optimisé. On peut vérifier sur la Figure 6.3(a) que la position du point minimum varie en fonction du SNR, de $f_d T$ et S_α , en accord avec la théorie.

Remarque : l'optimisation que nous venons de présenter correspond à une optimisation globale sans contrainte. Nous avons d'abord résolu ce problème d'optimisation en posant une contrainte pour simplifier les calculs, avant de trouver la manière globale sans contrainte. Les résultats de l'optimisation avec contrainte ont été publiés dans les revues internationales [R15, R16] et dans les conférences internationales [C8, C15, C16]. Pour l'ordre 3, nous avons trouvé $m_{(\text{sub-opt})} = 3.19$ et $\zeta_{(\text{sub-opt})} = 0.39$. Nous présentons donc aussi ces résultats sur la Figure 6.3 (c) à (f) par les points noirs. On peut remarquer que ces points se situent loin des points rouges optimaux dans le plan $m - \zeta$, mais leur EQMA reste très proche puisqu'ils restent dans la vallée des valeurs minimales (voir [R15] Fig. 3). Les résultats avec l'optimisation sans contrainte présentés dans ce chapitre ont donné lieu à la soumission d'une revue internationale [RS1].

6.3 Résultats de simulation et conclusion

Nous utilisons les mêmes paramètres que dans la section 5.3 ($N = 128$, largeur de bande de $1/T_s = 2$ MHz) avec le canal GSM et le canal WiMax, dont les profils de puissance des retards sont donnés dans la Table 6.4.

La Table 6.5 présente les fréquences propres f_n en fonction de différentes valeurs de N_p pour un SNR de 20 dB. La Table 6.6 présente les fréquences propres f_n en fonction de différentes valeurs de SNR pour $N_p = 16$ pilotes. Ces deux tables montrent que les fréquences propres optimales de la RW-LS-CATL augmentent lorsque le nombre de pilotes augmente ou que le SNR augmente. En effet, à fort SNR, la puissance du bruit est faible, et donc une forte valeur de f_n pénalise moins l'EQMA.

La Figure 6.4 montre l'EQMA simulée du AR1_{CM}-KF et des RW-LS-CATLs,

TABLE 6.4 – Profil de puissance des retards des canaux de simulation

Canal	Trajet	1	2	3	4	5	6
GSM	$\tau^{(l)}$	0	0.4	1	3.2	4.6	10
	$\sigma_{\alpha^{(l)}}^2$ (dB)	-7.219	-4.219	-6.219	-10.219	-12.219	-14.219
WiMAX mobile	$\tau^{(l)}$	0	0.62	1.42	2.18	3.46	5.02
	$\sigma_{\alpha^{(l)}}^2$ (dB)	-3.1425	-4.1425	-12.1425	-13.1425	-18.1425	-23.1425

TABLE 6.5 – Fréquence propre optimale f_n/f_d versus N_p (SNR = 20 dB)

	N_p	6	8	16	32	64	128
GSM	RW1	13.25	22.55	31.16	39.59	49.95	62.95
	RW2	4.45	6.12	7.43	8.58	9.87	11.34
	RW3	2.61	3.27	3.76	4.17	4.60	5.08
WiMAX mobile	RW1	23.52	29.16	37.90	48.00	60.55	76.31
	RW2	6.28	7.14	8.36	9.63	11.07	12.72
	RW3	3.33	3.66	4.09	4.53	5.00	5.52

TABLE 6.6 – Fréquence propre optimale f_n/f_d versus SNR ($N_p = 16$)

	SNR (dB)	0	5	10	15	20	25	30	35	40
GSM	RW1	6.7	9.9	14.5	21.2	31.2	45.7	67.1	98.5	145
	RW2	3.0	3.7	4.7	5.9	7.4	9.4	11.8	14.8	18.7
	RW3	1.9	2.3	2.7	3.2	3.8	4.4	5.2	6.2	7.3
WiMAX mobile	RW1	8.2	12.0	17.6	25.8	37.9	55.6	81.7	120	176
	RW2	3.3	4.2	5.3	6.6	8.4	10.5	13.3	16.7	21
	RW3	2.1	2.5	2.9	3.5	4.1	4.8	5.7	6.8	7.9

l'EQMA théorique des RW-LS-CATLs ainsi que la borne de Cramer Rao, en fonction du SNR pour $f_d T = 10^{-3}$. La Figure 6.5 présente l'évolution de l'EQMA en fonction de $f_d T$.

Il apparaît clairement que les RW-LS-CATLs sont meilleurs que le AR1_{CM}-KF. De plus, les EQMAs obtenues par simulation coïncident bien avec les valeurs théoriques. Notons que nous avons supposé un faible $f_d T$ pour obtenir les

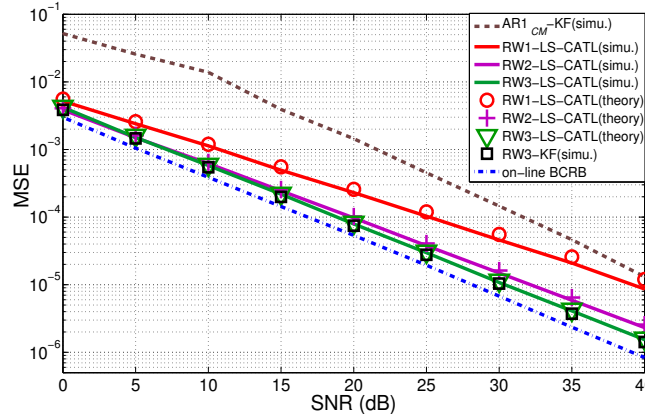


FIGURE 6.4 – AMSE *versus* SNR avec $f_d T = 10^{-3}$, $N_p = 16$, canal GSM

expressions analytiques théoriques des EQMAs, lorsque $f_d T$ augmente, notre hypothèse s'avère moins précise comme on peut le voir sur la Figure 6.5.

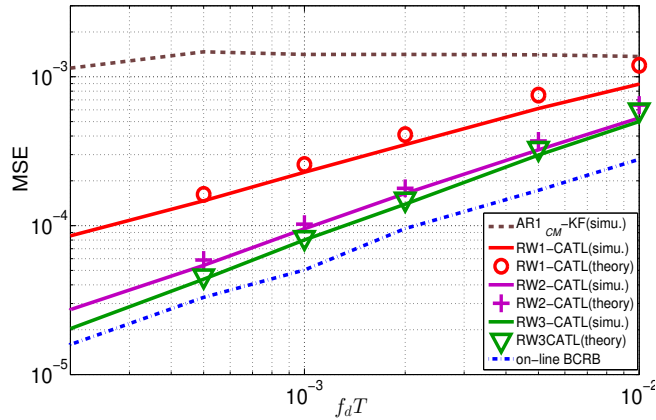


FIGURE 6.5 – AMSE *versus* $f_d T$ avec SNR = 20 dB, $N_p = 16$, canal GSM

Pour $r = 1, 2, 3$, les EQMAs sont proportionnelles respectivement à $2/3, 4/5, 6/7$ de la puissance de $f_d T$, et inversement proportionnelles respectivement à $2/3, 4/5, 6/7$ de la puissance du SNR, ce qui confirme la théorie. De plus, nous montrons également les résultats du RW3-KF sur la Figure 6.4, ce qui permet de vérifier que la RW3-LS-CATL atteint presque les performances asymptotiques du RW3-KF.

Nous présentons maintenant des résultats de BER pour les RW-LS-CATL et

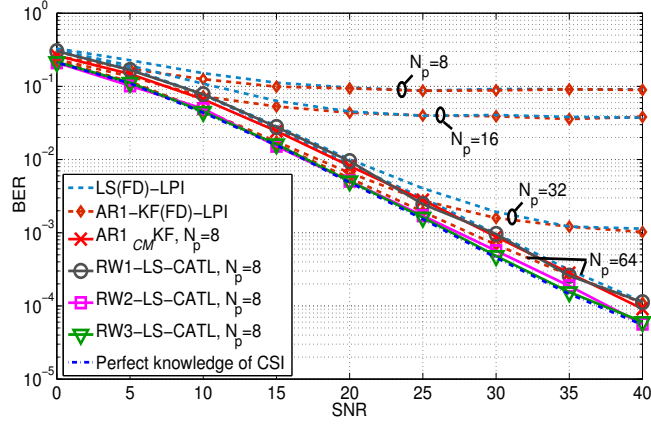


FIGURE 6.6 – BER *versus* SNR avec $f_d T = 10^{-3}$, canal GSM

le AR1_{CM}-KF, ainsi que les estimateurs de canal non paramétriques conventionnels. Pour la décision sur les symboles, nous utilisons un égaliseur zero-forcing (ZF) dans le domaine fréquentiel, i.e., $\hat{\mathbf{x}}_k = \hat{\mathbf{H}}_k^{-1} \mathbf{y}_k$ avec $\hat{\mathbf{H}}_k = \text{diag}\{\mathbf{F}\hat{\boldsymbol{\alpha}}_k\}$. Rappelons que le AR1_{CM}-KF est un estimateur de Kalman avec un modèle AR du premier ordre. Les deux premiers algorithmes s'appuient sur un modèle de canal paramétrique et estiment les ACs des trajets physiques, alors que les estimateurs de canal non paramétriques estiment la matrice de canal dans le domaine fréquentiel sans connaissance a priori des retards et du profil de puissance de ces retards. Les algorithmes conventionnels sont présentés dans [ZH97, HW98, CEPB02], et utilisent le modèle d'observation suivant : $\mathbf{y}_{\mathbf{p}k} = \text{diag}\{\mathbf{x}_{\mathbf{p}k}\}\mathbf{H}_{\mathbf{p}k} + \mathbf{w}_{\mathbf{p}k}$. Le premier algorithme, le LS(FD)-LPI, exploite la méthode LS pour estimer les éléments de la diagonale de la matrice de canal aux sous-porteuses pilotes : $\hat{\mathbf{H}}_{\mathbf{p}k} = \text{diag}\{\mathbf{x}_{\mathbf{p}k}\}^{-1}\mathbf{y}_{\mathbf{p}k}$. Ensuite une interpolation passe-bas (*low-pass interpolation* (LPI) en anglais) est effectuée pour obtenir toute la matrice de canal $\hat{\mathbf{H}}_k$ (une matrice diagonale contenant les réponses en fréquence du canal sur sa diagonale), en utilisant la fonction *Matlab*TM "*interp*". Pour le deuxième algorithme, le AR1-KF(FD)-LPI [CZ04], après une estimation LS de la matrice du canal aux sous-porteuses pilotes, comme pour l'algorithme précédent, un filtrage dans le domaine temporel est réalisé avec un AR1_{CM}-KF pour affiner l'estimation de la matrice de canal aux sous-porteuses pilotes. Ensuite, la même procédure LPI est appliquée. Il est important de noter que le profil de puissance des retards n'est pas exploité dans les deux méthodes conventionnelles, contrairement aux estimateurs de canal paramétrique. On voit qu'avec 8 pilotes, les méthodes paramétriques dépassent largement en perfor-

mance les algorithmes non paramétriques. Leurs performances se rapprochent lorsque le nombre de pilotes augmente. Parmi les estimateurs de canal paramétrique, les algorithmes de premier ordre (AR1_{CM}-KF et RW1-LS-CATL) ont des performances similaires. Les RW2- et RW3-LS-CATL dépassent en performance les algorithmes de premier ordre, avec des BER se rapprochant de ceux obtenus avec une connaissance parfaite du canal (CSI).

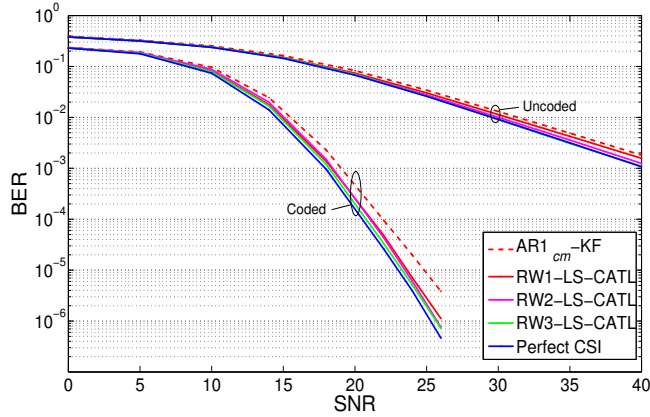


FIGURE 6.7 – BER pour une modulation 64-QAM, $f_d T = 10^{-3}$, $N_p = 8$, sans codage et avec codage (NRNSC) [5, 7]₈, canal GSM

La Figure 6.7 présente également des résultats de BER mais avec du codage canal. Les résultats sont obtenus pour des modulations 64-QAM avec $f_d T = 10^{-3}$ et $N_p = 8$, en utilisant un égaliseur ZF. Sans codage, on observe que le AR1_{CM}-KF et la RW1-LS-CATL sont très proches. De plus, les courbes des RW2-LS-CATL et RW3-LS-CATL coïncident presque. Pour un BER cible de 10^{-3} , il y a une perte en SNR de à peu près 2 dB entre la RW2-LS-CATL et la RW1-LS-CATL. Nous utilisons ensuite le codage convolutif non systématique non récursif (NRNSC) [5, 7]₈. Cette fois, la RW1-LS-CATL est loin du AR1_{CM}-KF et plus proche de la RW2-LS-CATL. Pour un BER cible de 10^{-5} , il y a une perte en SNR d'environ 2.5 dB entre la RW1-LS-CATL et le AR1_{CM}-KF, et de seulement 0.5 dB entre la RW1-LS-CATL et la RW2-LS-CATL.

Dans ce chapitre, nous avons présenté des solutions à base de boucle pour réaliser la poursuite des ACs des trajets. Les calculs théoriques et les simulations ont montré les bonnes performances asymptotiques de ces boucles. Nous avons proposé des formules pour régler les paramètres des boucles en fonction des caractéristiques du canal [SRS12a], [SRS14b], [SRS12b], [RHS10c], [RHS10a],

[RHS14], [SSR15]. Ce chapitre clôt la première partie sur le canal à variations lentes. La seconde partie du mémoire traite du canal à variations rapides. Jusqu'à présent, nous avons supposé que la synchronisation était parfaitement réalisée, et nous nous sommes concentré sur l'estimation du canal. Dans le chapitre suivant, nous allons traiter de manière conjointe l'estimation du canal à variations rapides et l'offset de fréquence.

Deuxième partie

Canal à variations rapides

Chapitre 7

Estimation conjointe du canal à variations rapides et de l'offset de fréquence

7.1 Introduction au problème de la synchronisation

Avant de présenter les résultats de notre recherche qui portent sur la synchronisation et l'estimation conjointe du canal à variations rapides, nous proposons une brève introduction à la problématique de la synchronisation. La synchronisation est un sujet abondamment étudié depuis de nombreuses années et de nombreux ouvrages traitent de ce domaine, comme le livre de Heinrich Meyr, Marc Moeneclaey et Stefan Fechtel [HM98], ou encore le livre de Umberto Mengali et Aldo N. D'Andrea [MD97] qui font référence. L'objectif de cette section est de présenter les notions fondamentales de la synchronisation, avant de présenter nos résultats.

Commençons par rappeler le modèle du signal reçu ramené en bande de base :

$$r(t) = s(t) * h(t, \tau) + b(t) \quad (7.1)$$

où $s(t)$ est le signal OFDM à transmettre et $h(t, \tau)$ la réponse impulsionnelle du canal. Ce modèle a été mis en place sous un certain nombre d'hypothèses (oscillateurs parfaits à l'émission et à la réception par exemple) qui ne reflètent pas exactement la réalité des phénomènes. Nous allons maintenant donner une description plus complète du modèle, qui tient compte notamment des problèmes dus à l'électronique.

Le signal $s(t)$ est modulé par une fréquence porteuse f_0 à l'émission, puis

démodulé à la réception par la même fréquence. C'est le cas idéal où les fréquences de modulation et de démodulation sont identiques. Mais ce cas n'arrive jamais en pratique car ces fréquences proviennent d'oscillateurs différents (à l'émetteur et au récepteur) qui présentent chacun des défauts. Notons que l'hypothèse suivante a été faite implicitement dans le modèle en bande de base décrit précédemment : la porteuse utilisée en démodulation est rigoureusement la même en fréquence et en phase que la porteuse utilisée pour la modulation. Or, comme en pratique il existe toujours des incertitudes sur les fréquences utilisées pour effectuer la modulation et la démodulation, il est nécessaire de tenir compte de ces incertitudes dans le modèle. Nous modélisons donc ces incertitudes par un terme de phase qui varie au cours du temps. Ainsi la porteuse utilisée par le modulateur s'écrit maintenant $\cos(2\pi f_0 t + \theta_{Tx}(t))$ et la porteuse utilisée par le démodulateur $2\cos(2\pi f_0 t + \theta_{Rx}(t))$.

$\theta_{Tx}(t)$ et $\theta_{Rx}(t)$ contiennent l'écart de phase par rapport à la fréquence absolue f_0 . Le signal reçu en bande de base s'écrit alors :

$$r(t) = (s(t) * h(t, \tau))e^{j\Delta\theta(t)} + b(t) \quad (7.2)$$

avec $\Delta\theta(t) = \theta_{Tx}(t) - \theta_{Rx}(t)$. $\Delta\theta(t)$ est généralement constitué de :

- un terme statique de phase, noté θ ,
- un terme linéaire en fonction du temps (décalage statique de fréquence ΔF , ou *carrier frequency offset* en anglais (CFO)),
- un terme aléatoire centré $\phi(t)$ appelé bruit de phase (gigue de phase ou *phase noise* en anglais (PHN)) des oscillateurs.

En détaillant $\Delta\theta(t)$, le signal reçu s'écrit :

$$r(t) = (s(t) * h(t, \tau))e^{j(2\pi\Delta F t + \phi(t) + \theta)} + b(t) \quad (7.3)$$

Remarque : à partir de maintenant, nous utiliserons les acronymes CFO (*Carrier Frequency Offset*) et PHN (*Phase Noise*) pour désigner le décalage statique de fréquence ΔF et le bruit de phase.

Le terme statique de phase provoque une rotation de phase sur un angle θ de l'échantillon reçu, mais aucune interférence n'est introduite. Ce déphasage est facilement compensé par l'égaliseur, sans perte de performances.

En revanche, le CFO et le PHN introduisent des interférences entre symboles, ainsi qu'une perte d'énergie du signal utile. Il est donc primordial de les corriger. Une étude complète a été menée sur les effets des erreurs de synchronisation sur la performance des systèmes OFDM dans le cadre de la thèse

de H. Steendam [Ste00]. Les premiers résultats traitant de l'impact des erreurs de synchronisation sur la modulation OFDM sont à retrouver dans [PVBM95] [PMJH95] [PBM95]. Dans un premier temps, nous avons traité dans nos travaux l'estimation conjointe du CFO et du canal pour des modulations OFDM en présence d'un canal à variations rapides. Nous nous sommes appuyés sur deux algorithmes d'estimation, le filtrage de Kalman étendu, puis l'algorithme *expectation-maximisation* (EM). Ces travaux ont donné lieu à la publication de deux revues internationales [R7, R8] et de quatre conférences internationales [C9, C10, C13, C14]. Ils ont été réalisés dans le cadre d'une collaboration avec L. Ros, H. Hijazi et M. Ghogho. La thèse de J. Fang a été co-encadrée avec L. Ros sous la direction de M. Liénard et de M. Berbineau. Dans le cadre de cette thèse, le problème de l'estimation du PHN a également été traité, ce qui a donné lieu à la publication d'une revue internationale [R12], mais nous nous limiterons à présenter les résultats obtenus pour l'estimation du CFO.

7.2 Système OFDM avec décalage en fréquence

7.2.1 Equation d'observation

Dans la suite de ce mémoire, nous ne considérerons que le CFO, et nous supposons que le terme statique de phase et le PHN ne sont pas présents. En combinant (7.3) et (4.12), on obtient le modèle d'observation pour une transmission OFDM sur canal à variations rapides en présence d'un offset de fréquence ΔF . Nous introduisons l'offset de fréquence normalisé $\nu = \Delta F N T_s$:

$$\mathbf{y}_k = \mathbf{X}_k(\nu) \cdot \mathbf{c}_k + \boldsymbol{\epsilon}_k + \mathbf{w}_k \quad (7.4)$$

où le vecteur $LD \times 1$ \mathbf{c}_k et la matrice \mathbf{X}_k de taille $N \times LD$ sont donnés par :

$$\begin{aligned} \mathbf{c}_k &= [\mathbf{c}_{1,k}^T, \dots, \mathbf{c}_{L,k}^T]^T \\ \mathbf{X}_k(\nu) &= \frac{1}{N} [\mathbf{Z}_{1,k}(\nu), \dots, \mathbf{Z}_{L,k}(\nu)] \end{aligned} \quad (7.5)$$

$$\mathbf{Z}_{l,k}(\nu) = [\mathbf{M}_0(\nu) \text{diag}\{\mathbf{x}_k\} \mathbf{f}_l, \dots, \mathbf{M}_{D-1}(\nu) \text{diag}\{\mathbf{x}_k\} \mathbf{f}_l] \quad (7.6)$$

où le vecteur \mathbf{f}_l est la l ème colonne de la matrice \mathbf{F} définie en (4.15), et $\mathbf{M}_d(\nu)$ est une matrice $N \times N$ qui dépend maintenant de ν :

$$[\mathbf{M}_d(\nu)]_{n,m} = \sum_{q=0}^{N-1} [\mathbf{B}]_{q,d} e^{j2\pi \frac{m-n+\nu}{N} q} \quad (7.7)$$

Pour estimer le canal, il suffit d'estimer les coefficients BEM à partir du modèle d'observation (7.4). Comme énoncé à la section 4.3.1, en choisissant de manière

adéquate le nombre de coefficients BEM, le terme d'erreur ϵ_k pourra être négligé dans la suite. Nous allons maintenant écrire le modèle auto-régressif (AR) pour les coefficients BEM, modèle qui sera utilisé pour le filtrage de Kalman étendu et pour l'algorithme EM.

7.2.2 Modèle auto-régressif pour les coefficients des fonctions de base BEM

A partir de (4.11), on déduit que les coefficients des fonctions de base BEM optimaux $\mathbf{c}_{l,k}$ sont des variables complexes Gaussiennes corrélées de moyenne nulle et de matrice de corrélation donnée par :

$$\begin{aligned} \mathbf{R}_{\mathbf{c}_l}^{(p)} &= E[\mathbf{c}_{l,k} \mathbf{c}_{l,k-p}^H] \\ &= (\mathbf{B}^H \mathbf{B})^{-1} \mathbf{B}^H \mathbf{R}_{\alpha_l}^{(p)} \mathbf{B} (\mathbf{B}^H \mathbf{B})^{-1} \end{aligned} \quad (7.8)$$

Sachant que les coefficients $\mathbf{c}_{l,k}$ sont des variables Gaussiennes corrélées, leur dynamique peut être bien approchée par un processus auto-régressif (AR) [BB05a] [HR10a]. Un processus AR complexe d'ordre I , noté $\check{\mathbf{c}}_{l,k}$, est généré de la manière suivante :

$$\check{\mathbf{c}}_{l,k} = \sum_{i=1}^I \mathbf{A}[i] \check{\mathbf{c}}_{l,k-i} + \mathbf{u}_{l,k} \quad (7.9)$$

où $\mathbf{A}[1], \dots, \mathbf{A}[I]$ sont des matrices $D \times D$ et $\mathbf{u}_{l,k}$ est un vecteur $D \times 1$ complexe Gaussien de matrice de covariance \mathbf{U}_l . D'après [HR10a], il suffit de choisir $I = 1$ pour modéliser correctement leur dynamique. Les matrices $\mathbf{A}[1] = \mathbf{A}$ et \mathbf{U}_l sont les paramètres du modèle AR. La méthode standard [BB05a] pour calculer ces paramètres consiste à imposer que la matrice de corrélation $\mathbf{R}_{\check{\mathbf{c}}_l}^{(p)}$ du processus approximé corresponde parfaitement à la matrice de corrélation $\mathbf{R}_{\mathbf{c}_l}^{(p)}$ du vrai processus pour un retard $p \in \{-1, 0, 1\}$ (7.8). Après avoir imposé cette contrainte de corrélation, les paramètres du processus AR sont alors les solutions des équations de Yule Walker [BB05c] :

$$\mathbf{A} = \mathbf{R}_{\mathbf{c}_l}^{(1)} \left(\mathbf{R}_{\mathbf{c}_l}^{(0)} \right)^{-1} \quad (7.10)$$

$$\mathbf{U}_l = \mathbf{R}_{\mathbf{c}_l}^{(0)} - \mathbf{A} \mathbf{R}_{\mathbf{c}_l}^{(-1)} \quad (7.11)$$

En utilisant (7.9), on obtient le modèle AR d'ordre 1 pour $\check{\mathbf{c}}_k$:

$$\check{\mathbf{c}}_k = \mathcal{A}_{\mathbf{c}} \cdot \check{\mathbf{c}}_{k-1} + \mathbf{u}_{\mathbf{c}k} \quad (7.12)$$

où $\mathcal{A}_{\mathbf{c}} = \text{blkdiag}\{\mathbf{A}, \dots, \mathbf{A}\}$ est une matrice de taille $LD \times LD$, $\mathbf{u}_{\mathbf{c}k}$ est un vecteur $LD \times 1$ de moyenne nulle et de matrice de covariance $\mathbf{U}_{\mathbf{c}}$ définis par :

$$\mathbf{u}_{\mathbf{c}k} = [\mathbf{u}_{1,k}^T, \dots, \mathbf{u}_{L,k}^T]^T \quad (7.13)$$

$$\mathbf{U}_{\mathbf{c}} = \text{blkdiag}\{\mathbf{U}_1, \dots, \mathbf{U}_L\}. \quad (7.14)$$

Pour estimer conjointement le CFO et le canal, nous avons utilisé le filtrage de Kalman étendu dans un premier temps, puis l'algorithme EM.

7.3 Algorithme de Kalman Étendu

L'utilisation du filtrage de Kalman étendu nécessite l'utilisation d'un modèle AR également pour le CFO. Nous présentons donc d'abord ce modèle AR pour le CFO, puis la solution avec filtrage de Kalman étendu.

7.3.1 Modèle auto-régressif pour le décalage en fréquence

Ecrivons maintenant le modèle AR d'ordre 1 pour le CFO :

$$\nu_k = a \cdot \nu_{k-1} + v_k \quad (7.15)$$

Etant donné que le CFO est supposé constant durant l'intervalle d'observation, le paramètre a est considéré comme très proche de 1. Typiquement, a est compris entre 0,99 et 0,9999 [Kay93][REK04]. Le bruit d'état v_k est un bruit complexe gaussien de moyenne nulle. La variance du bruit d'état est notée σ_v^2 et se calcule en résolvant les équations de Yule-Walker, ce qui donne :

$$\sigma_v^2 = (1 - a^2) R_\nu^{(0)}. \quad (7.16)$$

7.3.2 Equations du filtrage de Kalman étendu

Construisons le modèle d'état pour l'estimation conjointe du CFO et des coefficients des fonctions de base BEM. Le vecteur d'état à l'instant k est construit avec les coefficients BEM \mathbf{c}_k et le CFO ν .

$$\boldsymbol{\mu}_k = [\mathbf{c}_k^T, \nu_k]^T \quad (7.17)$$

Le vecteur d'état est de dimension $(LD+1) \times 1$. L'équation d'état s'écrit ensuite :

$$\boldsymbol{\mu}_k = \mathcal{A} \cdot \boldsymbol{\mu}_{k-1} + \mathbf{u}_k \quad (7.18)$$

où la matrice d'état est définie par :

$$\mathbf{A} = \text{blkdiag} \{ \mathbf{A}_c, a \} \quad (7.19)$$

Le vecteur de bruit de dimension $(LD + 1) \times 1$ est défini par $\mathbf{u}_k = [\mathbf{u}_{c_k}^T, v_k]^T$ avec la matrice de covariance $\mathbf{U} = \text{blkdiag} \{ \mathbf{U}_c, \sigma_v^2 \}$.

L'équation d'observation peut alors se reformuler comme :

$$\mathbf{y}_k = \mathbf{g}(\boldsymbol{\mu}_k) + \mathbf{w}_k \quad (7.20)$$

où la fonction \mathbf{g} est définie par $\mathbf{g}(\boldsymbol{\mu}_k) = \mathbf{X}_k(\nu) \cdot \mathbf{c}_k$. L'équation d'observation étant non linéaire en raison du CFO, nous utiliserons le filtrage de Kalman étendu pour estimer $\boldsymbol{\mu}$.

Définissons les matrices $\mathbf{P}_{k|k-1}$ et $\mathbf{P}_{k|k}$ comme étant les matrices de la covariance de l'erreur a priori et a posteriori de taille $(LD + 1) \times (LD + 1)$. Pour calculer les équations du filtre de Kalman étendu, nous aurons besoin de calculer la matrice Jacobienne \mathbf{G}_k de \mathbf{g}_k en fonction de $\boldsymbol{\mu}_k$ et évaluée en $\hat{\boldsymbol{\mu}}_{k|k-1}$:

$$\begin{aligned} \mathbf{G}_k &= \nabla_{\boldsymbol{\mu}_k}^T \mathbf{g}(\boldsymbol{\mu}_k) |_{\boldsymbol{\mu}_k = \hat{\boldsymbol{\mu}}_{k|k-1}} \\ &= \left[\nabla_{\mathbf{c}_k}^T \mathbf{g}(\boldsymbol{\mu}_k) |_{\boldsymbol{\mu}_k = \hat{\boldsymbol{\mu}}_{k|k-1}}, \nabla_{\nu_k}^T \mathbf{g}(\boldsymbol{\mu}_k) |_{\boldsymbol{\mu}_k = \hat{\boldsymbol{\mu}}_{k|k-1}} \right] \\ &= \left[\mathbf{X}_k(\nu_k) |_{\nu_k = \hat{\nu}_{k|k-1}}, \boldsymbol{\nu}_k(\boldsymbol{\mu}_k) |_{\boldsymbol{\mu}_k = \hat{\boldsymbol{\mu}}_{k|k-1}} \right] \end{aligned} \quad (7.21)$$

où :

$$\begin{aligned} \boldsymbol{\nu}_k(\boldsymbol{\mu}_k) &= \left[\mathbf{X}'_k(\nu_k) \cdot \mathbf{c}_k \right] \\ \mathbf{X}'_k(\nu_k) &= \frac{1}{N} \left[\mathbf{Z}'_{1,k}(\nu_k), \dots, \mathbf{Z}'_{L,k}(\nu_k) \right] \\ \mathbf{Z}'_{l,k}(\nu_k) &= \left[\mathbf{M}'_0(\nu_k) \text{diag} \{ \mathbf{x}_k \} \mathbf{f}_l, \dots, \mathbf{M}'_{D-1}(\nu_k) \text{diag} \{ \mathbf{x}_k \} \mathbf{f}_l \right] \end{aligned} \quad (7.22)$$

Les éléments de la matrice $N \times N$ $\mathbf{M}'_d(\nu_k)$ sont donnés par :

$$\left[\mathbf{M}'_d(\nu_k) \right]_{n,m} = \sum_{q=0}^{N-1} j 2\pi \frac{q}{N} e^{j 2\pi \frac{\nu_k}{N} q} [\mathbf{B}]_{q,d} e^{j 2\pi \frac{m-n}{N} q} \quad (7.23)$$

Les deux étapes de l'algorithme de Kalman étendu sont définies par les équations de mise à jour temporelle (*time update equations* en anglais (TUE)) et les équations de mise à jour de l'observation (*measurement update equations* en anglais (MUE)) :

Mise à jour temporelle (TUE) :

$$\begin{aligned}\hat{\boldsymbol{\mu}}_{k|k-1} &= \mathbf{A}\hat{\boldsymbol{\mu}}_{k-1|k-1} \\ \mathbf{P}_{k|k-1} &= \mathbf{A}\mathbf{P}_{k-1|k-1}\mathbf{A}^H + \mathbf{U}\end{aligned}\quad (7.24)$$

Mise à jour des mesures (MUE)

$$\begin{aligned}\mathbf{K}_k &= \mathbf{P}_{k|k-1}\mathbf{G}_k^H (\mathbf{G}_k\mathbf{P}_{k|k-1}\mathbf{G}_k^H + \sigma^2\mathbf{I}_{N_R})^{-1} \\ \hat{\boldsymbol{\mu}}_{k|k} &= \hat{\boldsymbol{\mu}}_{k|k-1} + \mathbf{K}_k(\mathbf{y}_k - \mathbf{g}(\hat{\boldsymbol{\mu}}_{k|k-1})) \\ \mathbf{P}_{k|k} &= \mathbf{P}_{k|k-1} - \mathbf{K}_k\mathbf{G}_k\mathbf{P}_{k|k-1}\end{aligned}\quad (7.25)$$

où \mathbf{K}_k est le gain de Kalman. L'étape de mise à jour temporelle peut être vue comme une prédiction, calculée à partir du modèle d'évolution des paramètres, et l'étape de mise à jour de l'observation vient corriger cette prédiction avec la nouvelle observation.

7.3.3 Algorithme de réception

Nous allons maintenant proposer un algorithme d'estimation conjointe des coefficients des fonctions de base BEM et du CFO et de détection des symboles de données. Cet algorithme s'appuie sur les N_p symboles pilotes répartis uniformément dans chaque symbole OFDM. Les positions des pilotes sont données par l'ensemble des indices $\mathcal{P} = \{nL_f, n = 0 \dots N_p - 1\}$, avec L_f la distance entre deux pilotes adjacents.

Les symboles de données sont décodés soit avec un algorithme QR [HR10a], soit avec un algorithme MMSE.

Le principe général de notre algorithme est le suivant : pour détecter le symbole \mathbf{x}_k , nous devons égaliser le canal ce qui nécessite la connaissance de la matrice du canal \mathbf{H}_k . Cependant, les symboles de donnée \mathbf{x}_k ne sont pas encore détectés, et ne peuvent donc être utilisés pour estimer cette matrice. Afin de lever cette contradiction, nous pouvons utiliser une version prédite de la matrice de canal $\hat{\mathbf{H}}_{k|k-1}$. Cette matrice prédite du canal $\hat{\mathbf{H}}_{k|k-1}$ est ensuite mise à jour avec les équations de mise à jour de l'observation, ce qui donne $\hat{\mathbf{H}}_{k|k}$. Le symbole de donnée $\hat{\mathbf{x}}_k$ est finalement récupéré à partir de cette matrice de canal mise à jour $\hat{\mathbf{H}}_{k|k}$ et de l'observation courante du symbole OFDM \mathbf{y}_k .

Regardons maintenant plus en détail l'algorithme. A partir du symbole OFDM précédant ($k - 1$), on calcule les mises à jour temporelles (TUE) afin d'obtenir une prédiction des paramètres $\hat{\boldsymbol{\mu}}_{k|k-1}$. La matrice de canal prédite est

calculée en remplaçant les vrais paramètres par cette version prédite des paramètres. Il devient alors possible d'égaliser le canal afin d'obtenir une première version des symboles de données, notée $\hat{\mathbf{x}}_k(0)$.

Les mises à jour des mesures (MUE) sont ensuite calculées en utilisant $\hat{\mathbf{x}}_k(0)$ au lieu de \mathbf{x}_k , ce qui donne une version mise à jour des paramètres. Les performances ne sont pas satisfaisantes étant donné que la prédiction manque de précision. Afin de les améliorer, le processus est répété, mais cette fois avec les paramètres mis à jour, ce qui donne une meilleure estimation de la matrice de canal, et par conséquent une meilleure détection des symboles. L'indice d'itération est noté i . Le nombre maximal d'itérations, noté I est réglé par simulation.

En résumé, l'algorithme procède de la manière suivante pour le symbole OFDM à l'instant k :

A partir du symbole OFDM précédent, on a $\hat{\boldsymbol{\mu}}_{k-1|k-1}$
calcul des TUE (7.24) $\rightarrow \hat{\boldsymbol{\mu}}_{k|k-1}$
 $\hat{\boldsymbol{\mu}}_k^{\text{eq}} \leftarrow \hat{\boldsymbol{\mu}}_{k|k-1}$
for $i = 1$ to I **do**
calculer \mathbf{H}_k à partir de $\hat{\boldsymbol{\mu}}_k^{\text{eq}}$
égalisation $\rightarrow \hat{\mathbf{x}}_k(i-1)$
calculer des MUE (7.25) $\rightarrow \hat{\boldsymbol{\mu}}_{k|k}(i)$
 $\hat{\boldsymbol{\mu}}_k^{\text{eq}} \leftarrow \hat{\boldsymbol{\mu}}_{k|k}(i)$
end for
calculer \mathbf{H}_k à partir de $\hat{\boldsymbol{\mu}}_{k|k}(I)$
égalisation $\rightarrow \hat{\mathbf{x}}_k(I)$

7.3.4 Résultats de simulation

Les performances de notre algorithme sont évaluées en terme de MSE pour l'estimation du canal et du CFO et de BER pour la détection. Le canal est le canal GSM présenté dans la Table 6.4 ($L = 6$ trajets et un retard maximum de $\tau_{max} = 10T_s$). Les symboles de données sont des symboles QPSK, et la modulation OFDM utilise $N = 128$ sous-porteuses dont $N_p = 32$ sous-porteuses pilotes. La largeur de bande $\frac{1}{T_s} = 2MHz$. Nous considérons une fréquence Doppler normalisée $f_d T = 0.1$ (correspondant à une vitesse de $600km/h$ pour $f_c = 2.5GHz$). Cette vitesse ne correspond pas à une utilisation réaliste d'un train à grande vitesse, mais elle permet d'étudier le comportement de l'algorithme en environnement extrême. Nous avons choisi un modèle BEM *generalized complex exponential* [Leu04] avec $D = 3$ coefficients. En général, les oscillateurs utilisés aujourd'hui présentent une tolérance inférieur à 1 ppm, c'est-à-dire $\nu = 0.16$ avec nos paramètres. Pour les simulations, nous avons fixé ν à 0.1.

La Figure 7.1 présente les MSE pour les AC et le CFO en fonction de E_b/N_0 . Nous avons réalisé 7 itérations. Le MSE obtenu avec connaissance des

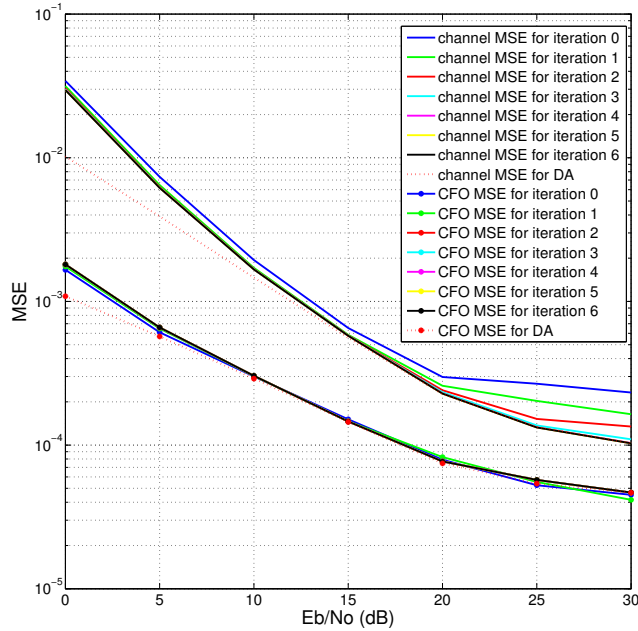


FIGURE 7.1 – MSE en fonction de E_b/N_0 pour $f_d T = 0.1$

symboles (*data aided mode* (DA) en anglais) est également montré. On peut voir qu'après 20 dB, les performances se dégradent et spécialement pour la première itération. Ceci est dû au fait que la matrice à inverser dans les MUEs devient mal conditionnée, mais ce phénomène est atténué en augmentant le nombre d'itérations.

Nous montrons ensuite des résultats de BER sur la Figure 7.2. Pour obtenir une borne, nous avons ajouté la courbe de BER obtenue avec une connaissance parfaite du canal et du CFO. On peut voir qu'après juste une itération, notre estimateur conjoint atteint les mêmes performances que la borne inférieure. Logiquement, on retrouve la dégradation au delà des 20 dB. Notons que la plupart des systèmes fonctionnent avec $E_b/N_0 < 20$ dB.

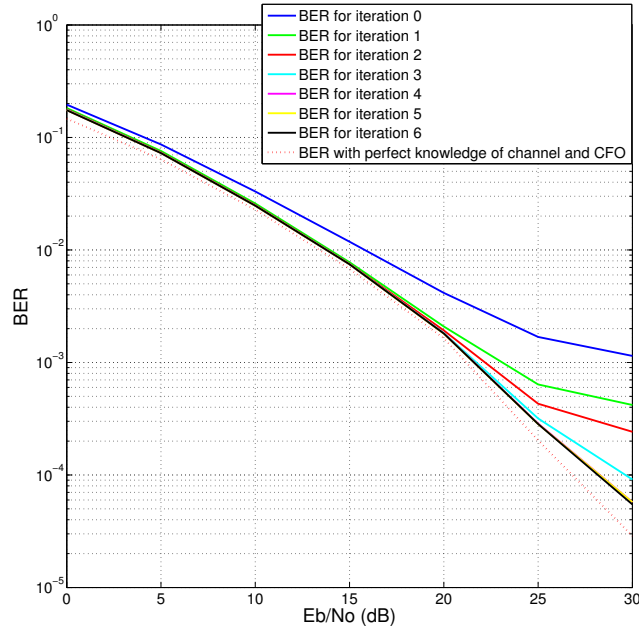


FIGURE 7.2 – BER en fonction de E_b/N_0 pour $f_d T = 0.1$

7.4 Algorithme EM

7.4.1 Présentation de l'algorithme

Nous présentons maintenant l'autre algorithme que nous avons utilisé pour estimer conjointement le canal et le CFO. Cet algorithme est basé sur l'algorithme EM.

Tout d'abord, contrairement à l'algorithme précédent qui était un algorithme en ligne, l'algorithme EM est un algorithme hors ligne, c'est-à-dire que l'on doit considérer un bloc de symboles. Cette contrainte n'en est pas vraiment une puisqu'aujourd'hui, la plupart des standards fonctionnent par trame de symboles. Nous considérons donc dans la suite un bloc de K symboles OFDM. Nous définissons alors les signaux sur ce bloc $\mathbf{y} = [\mathbf{y}_0^T, \dots, \mathbf{y}_{K-1}^T]^T$ et $\mathbf{c} = [\mathbf{c}_0^T, \dots, \mathbf{c}_{K-1}^T]^T$. On rappelle que l'objectif est l'estimation conjointe du CFO ν et du vecteur des coefficients BEM \mathbf{c} . L'algorithme EM [Bil98] est une méthode itérative pour trouver les estimés de paramètres par maximum de vraisemblance (ML pour *maximum likelihood* en anglais) en présence de données

non observées. L'algorithme se décompose en deux étapes : l'étape du calcul de l'espérance (*expectation* en anglais), appelée E-step, et l'étape du calcul de la maximisation, appelée M-step en anglais. Nous décrivons maintenant l'algorithme EM pour notre modèle.

On suppose que les symboles transmis \mathbf{x}_k sont connus à la réception. Cette configuration est appelé *data aided* (DA) en anglais, et correspond à l'étape d'acquisition où un préambule est transmis. Nous considérons le vecteur reçu \mathbf{y} comme donnée incomplète, et nous définissons le vecteur de donnée complète $\mathbf{z} \stackrel{\text{def}}{=} [\mathbf{y}^T, \mathbf{c}^T]^T$.

La fonction de vraisemblance du vecteur de donnée complète s'écrit :

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

Nous calculons ensuite la log-vraisemblance du vecteur de donnée complète en se basant sur le modèle d'observation (7.4) (le terme d'erreur $\boldsymbol{\epsilon}_k$ est négligé) :

$$\begin{aligned} \ln(p(\mathbf{z}; \nu)) = C - \frac{1}{\sigma^2} \sum_{k=0}^{K-1} (\mathbf{y}_k - \mathbf{m}_k(\nu))^H (\mathbf{y}_k - \mathbf{m}_k(\nu)) \\ + \ln p(\mathbf{c}_0) + \sum_{k=1}^{K-1} \ln p(\mathbf{c}_k | \mathbf{c}_{k-1}) \end{aligned} \quad (7.26)$$

où C est une constante et $\mathbf{m}_k(\nu) = \mathbf{X}_k(\nu) \mathbf{c}_k$ est le vecteur de la moyenne. Chaque itération $i = 0, 1, \dots$ de l'algorithme EM effectue donc les deux étapes :

E-step : sachant les mesures \mathbf{y} et la dernière estimée $\hat{\nu}^{(i)}$ calculée à l'itération précédente, nous calculons :

$$Q(\nu, \hat{\nu}^{(i)}) \stackrel{\text{def}}{=} \mathbb{E}_{\mathbf{c} | \mathbf{y}, \hat{\nu}^{(i)}} [\ln p(\mathbf{z}; \nu)] \quad (7.27)$$

M-step : cette étape calcule $\hat{\nu}^{(i+1)}$, la valeur de ν qui maximise $Q(\nu, \hat{\nu}^{(i)})$ sur toutes les valeurs possibles de ν :

$$\hat{\nu}^{(i+1)} = \operatorname{argmax}_{\nu} Q(\nu, \hat{\nu}^{(i)}) \quad (7.28)$$

Cette procédure est répétée jusqu'à ce que la séquence $\hat{\nu}^{(0)}, \hat{\nu}^{(1)}, \dots$ converge.

Le calcul de la fonction Q donne le résultat suivant (le détail de ce calcul se trouve dans l'annexe de [R8]) :

$$Q(\nu, \hat{\nu}^{(i)}) = -\frac{1}{\sigma^2} \sum_{k=0}^{K-1} \text{Tr} \left\{ \mathbf{X}_k(\nu) \mathbf{S}_{k|K}^{(i)} \mathbf{X}_k^H(\nu) + \left(\mathbf{y}_k - \mathbf{X}_k(\nu) \hat{\mathbf{c}}_{k|K}^{(i)} \right) \left(\mathbf{y}_k - \mathbf{X}_k(\nu) \hat{\mathbf{c}}_{k|K}^{(i)} \right)^H \right\} \quad (7.29)$$

où $\hat{\mathbf{c}}_{k|K}^{(i)} \stackrel{\text{def}}{=} \mathbb{E}_{\mathbf{c}|\mathbf{y}, \hat{\nu}^{(i)}} [\mathbf{c}_k]$ et $\mathbf{S}_{k|K}^{(i)} \stackrel{\text{def}}{=} \mathbb{E}_{\mathbf{c}|\mathbf{y}, \hat{\nu}^{(i)}} \left[(\mathbf{c}_k - \hat{\mathbf{c}}_{k|K}^{(i)}) (\mathbf{c}_k - \hat{\mathbf{c}}_{k|K}^{(i)})^H \right]$. Les termes $\hat{\mathbf{c}}_{k|K}^{(i)}$ et $\mathbf{S}_{k|K}^{(i)}$ peuvent être calculés pour $k = 0, \dots, K-1$ à partir du lisseur de Kalman à interval fixe (*fixed interval Kalman smoother* en anglais) en utilisant l'estimée des paramètres à l'itération i . En effet notre modèle d'observation (7.4, en négligeant le terme d'erreur, devient un modèle Gaussien linéaire pour l'estimation de c_k en supposant la connaissance préalable de ν . Le lisseur de Kalman est composé d'une étape en avant (*forward step* en anglais) suivi d'une étape en arrière (*backward step*).

Forward step :

Equations de mise à jour temporelle (TUE) :

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{c}}_{k|k-1}^{(i)} &= \mathcal{A} \hat{\mathbf{c}}_{k-1|k-1}^{(i)} \\ \mathbf{S}_{k|k-1}^{(i)} &= \mathcal{A} \mathbf{S}_{k-1|k-1}^{(i)} \mathcal{A}^H + \mathbf{U} \end{aligned} \quad (7.30)$$

Equations de mise à jour des mesures (MUE) :

$$\begin{aligned} \mathbf{K}_k &= \mathbf{S}_{k|k-1}^{(i)} \mathbf{X}_k^H(\hat{\nu}^{(i)}) \left(\mathbf{X}_k(\hat{\nu}^{(i)}) \mathbf{S}_{k|k-1}^{(i)} \mathbf{X}_k^H(\hat{\nu}^{(i)}) + \sigma^2 \mathbf{I}_N \right)^{-1} \\ \hat{\mathbf{c}}_{k|k}^{(i)} &= \hat{\mathbf{c}}_{k|k-1}^{(i)} + \mathbf{K}_k \left(\mathbf{y}_k - \mathbf{X}_k(\hat{\nu}^{(i)}) \hat{\mathbf{c}}_{k|k-1}^{(i)} \right) \\ \mathbf{S}_{k|k}^{(i)} &= \mathbf{S}_{k|k-1}^{(i)} - \mathbf{K}_k \mathbf{X}_k(\hat{\nu}^{(i)}) \mathbf{S}_{k|k-1}^{(i)} \end{aligned} \quad (7.31)$$

Backward step :

$$\begin{aligned} \mathbf{J}_k &= \mathbf{S}_{k-1|k-1}^{(i)} \mathcal{A}^H \mathbf{S}_{k|k-1}^{(i)-1} \\ \hat{\mathbf{c}}_{k-1|K}^{(i)} &= \hat{\mathbf{c}}_{k-1|k-1}^{(i)} + \mathbf{J}_k \left(\hat{\mathbf{c}}_{k|K}^{(i)} - \hat{\mathbf{c}}_{k|k-1}^{(i)} \right) \\ \mathbf{S}_{k-1|K}^{(i)} &= \mathbf{S}_{k-1|k-1}^{(i)} + \mathbf{J}_k \left(\mathbf{S}_{k|K}^{(i)} - \mathbf{S}_{k|k-1}^{(i)} \right) \mathbf{J}_k^H \end{aligned} \quad (7.32)$$

L'avantage principal de l'algorithme EM comparé à l'algorithme maximum à posteriori (MAP) [NLLN10] de la littérature est qu'il ne nécessite pas de traitement par lot, c'est-à-dire que l'algorithme traite les symboles OFDM un par un, alors que le MAP traite toute la trame dans son ensemble. Ainsi les matrices à inverser avec l'EM sont de taille $LD \times LD$ alors qu'elles sont de taille $(KLD \times KLD)$ pour le MAP, d'où une complexité réduite.

7.4.2 Résultats de simulation et conclusion

Pour les simulations, nous considérons les paramètres du Wimax avec le canal Wimax défini dans la Table 6.4. Le système OFDM est composé de $N = 128$ sous porteuses et $1/T_s = 1.25$ MHz, ce qui donne un espacement entre porteuses de 10.94 KHz, comme spécifié dans la norme (voir section 2.3 WIMAX Physical layer dans [AGM07]). La fréquence porteuse est à 3.5 GHz. Les symboles de données sont des symboles QPSK. Nous avons considéré trois fréquences Doppler différentes, $f_d T = 0.05$, $f_d T = 0.1$ et $f_d T = 0.15$, correspondant respectivement à une vitesse de 130 Km/h, 270 Km/h et 400 Km/h. Le modèle BEM est le modèle polynomial. Le CFO normalisé ν a été fixé à 0.35, ce qui correspond à une tolérance des oscillateurs de 1 ppm.

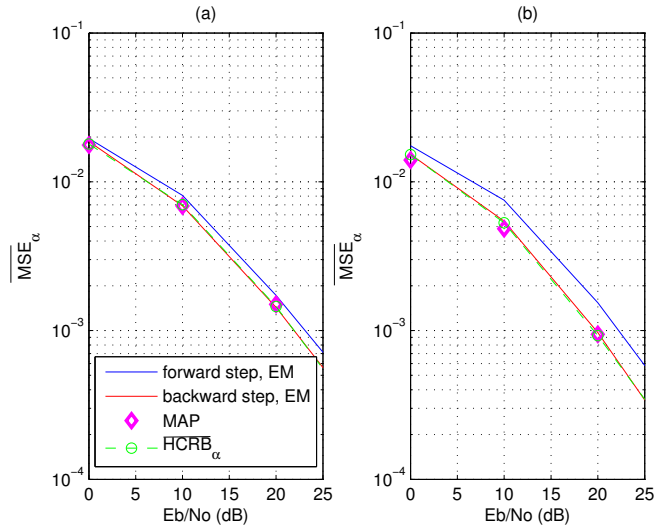


FIGURE 7.3 – MSE pour l'estimation des AC en fonction de E_b/N_0 pour (a) $K = 2$, (b) $K = 5$; $f_d T = 0.1$, $D = 3$

Nous présentons dans un premier temps des résultats de MSE. La Figure 7.3 montre le MSE pour l'estimation des ACs pour les *forward step* et les *backward step*. Nous avons également tracé la borne de Cramer Rao hybride (HCRB, voir [R8] pour le calcul de cette borne). Cette borne est hybride dans le sens où les paramètres à estimer ne sont pas de même nature, puisque les AC sont aléatoires alors que le CFO est déterministe. Nous avons fixé la fréquence Doppler $f_d T$ à 0.1 et D à 3. Nous avons également considéré deux longueurs de bloc différentes, $K = 2$ et $K = 5$. Comme l'on pouvait s'y attendre, la *backward step* améliore

les performances du *forward step*. En effet, la *backward step* exploite toute la trame, alors que la *forward step* exploite juste les symboles OFDM précédant le symbole en cours. On peut noter aussi que la *backward step* atteint la borne. Les performances obtenues avec le MAP [NLLN10] sont aussi affichées. La *backward step* atteint les mêmes performances que le MAP.

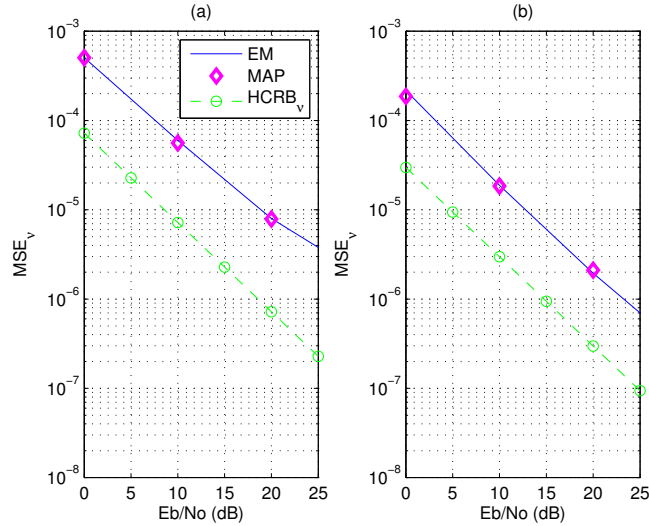


FIGURE 7.4 – MSE pour l’estimation du CFO en fonction de E_b/N_0 pour (a) $K = 2$, (b) $K = 5$; $f_d T = 0.1$, $D = 3$

La Figure 7.4 montre les MSE pour l’estimation du CFO pour notre algorithme EM et pour le MAP. Le MSE du MAP et de l’EM sont similaires, et restent loin de la borne. En effet, comme on calcule l’espérance de la matrice d’information de Fisher sur les statistiques du canal, la borne hybride n’est pas la plus précise pour le CFO. On observe le même phénomène avec la borne de Cramer Rao modifiée, lorsque l’espérance de la matrice d’information de Fisher est calculée sur les symboles inconnus avant de calculer son inverse.

Nous présentons maintenant des résultats de BER. Notre algorithme EM est utilisé sur les K premiers symboles OFDM de la trame, en supposant la connaissance des symboles de données transmis \mathbf{x}_k , $k = 0 \dots K - 1$. Afin de proposer un algorithme complet avec la partie détection, nous proposons d’utiliser l’algorithme de poursuite de [HR10c]. Cet algorithme de poursuite s’appuie sur des pilotes avec le schéma de pilotes défini dans la section 4.3. C’est un algorithme en ligne, c’est-à-dire qu’il opère symbole OFDM par symbole OFDM. La poursuite des AC est réalisée à partir des filtres de Kalman, en utilisant les

estimées fournies par la phase d'acquisition comme valeur initiale. On utilise l'estimée du CFO fournie par notre algorithme EM pour annuler l'effet du CFO sur les symboles reçus. Le passage entre notre algorithme d'acquisition EM et l'algorithme de poursuite en ligne a du sens car les deux reposent sur un modèle dynamique AR1 pour les coefficients BEM utilisé dans le filtre de Kalman.

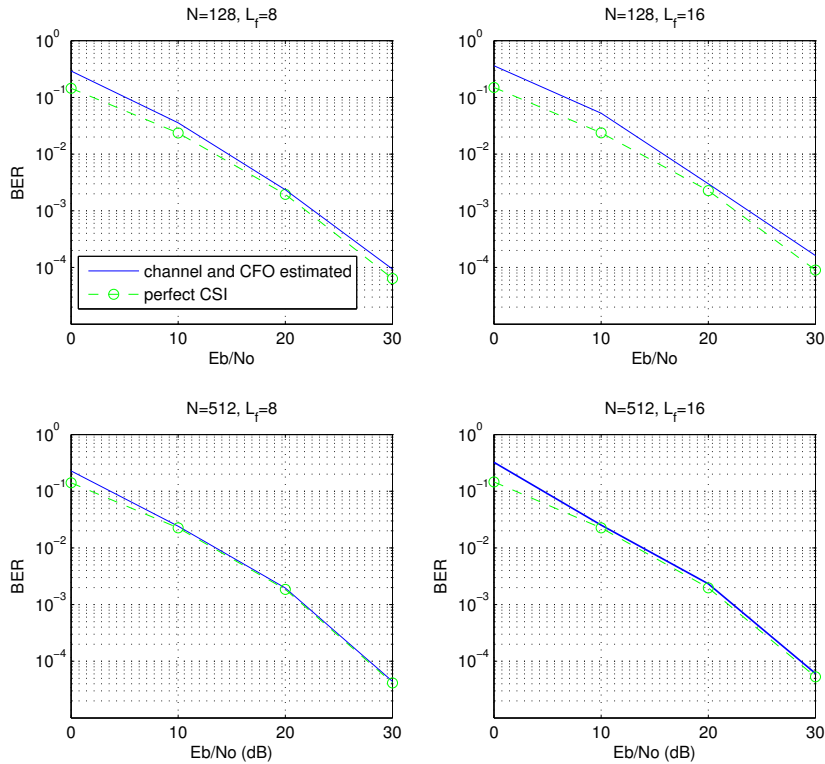


FIGURE 7.5 – BER pour $L_f = 8, L_f = 16$ et $N = 128, N = 512$

La Figure 7.5 montre les BER pour $N = 128$ and $N = 512$. Nous utiliserons comme borne inférieure les BER obtenus avec connaissance parfaite du canal. Comme attendu, le BER est plus proche de la borne avec un plus grand nombre de pilotes. Les BER avec $N = 512$ sont aussi meilleurs que ceux obtenus avec $N = 128$ (notons que la largeur de bande est supérieure pour $N = 512$ comparée à celle pour $N = 128$ car l'espace entre porteuses reste constant).

Enfin nous allons comparer notre algorithme avec un autre algorithme de la littérature [REK04] qui effectue également l'estimation conjointe du canal et

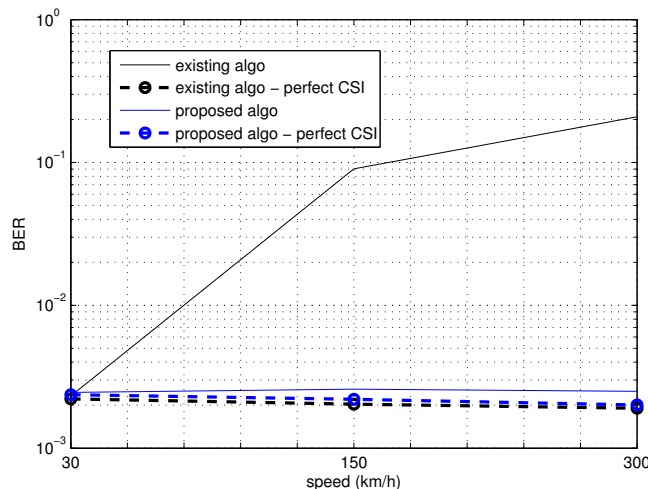


FIGURE 7.6 – BER pour $E_b/N_0 = 20$ dB - comparaison avec l’algorithme de [REK04] pour différentes vitesses

du CFO, mais sans tenir compte des variations du canal, puisqu’au moment où nous avons publié nos résultats, il n’existait pas d’autres algorithmes pour des canaux à variations rapides. Nous utilisons les mêmes paramètres que dans [REK04] pour effectuer la comparaison, soit un canal à 4 trajets avec des puissances de $[0, -1, -3, -9][dB]$ et des retards entiers $[0, 1, 2, 3]\mu s$, ce qui correspond à un modèle de canal discrétisé et donc non paramétrique, une fréquence porteuse de 2.4 GHz et une largeur de bande de $1/T_s = 1$ MHz. Les simulations ont été réalisées pour trois vitesses différentes, 30 km/h, 150 km/h et 300 km/h avec un SNR égal à 20 dB. Les résultats sont présentés sur la Figure 7.6. Il apparaît clairement que le fait de ne pas prendre en compte les variations du canal pénalisent énormément les performances. Alors que si ces variations sont incluses directement dans le modèle pour développer l’algorithme de réception, comme c’est le cas pour notre algorithme EM, les performances ne souffrent pas d’une forte augmentation de la vitesse.

Dans ce chapitre, nous avons considéré le problème de synchronisation en plus de l’estimation de canal [SRHG12a], [SHR⁺10], [SRH⁺11]. Nous avons ainsi présenté des méthodes d’estimation conjointe du canal à variations rapides et de l’offset de fréquence. Dans le chapitre suivant, nous nous focaliserons à nouveau sur le problème d’estimation du canal seul, et nous supposons la

synchronisation parfaitement réalisée. Nous présenterons une approche turbo pour réaliser l'estimation du canal.

Chapitre 8

Estimation de canal à variations rapides avec une approche turbo

Nous avons vu dans la section 4.3 que les variations rapides du canal entraînaient l'apparition d'interférences entre porteuses. Or il est bien connu que l'approche turbo est l'approche la plus efficace pour traiter les interférences. Nous proposons donc dans ce chapitre un récepteur complet basé sur cette approche pour le contexte multi-antennes à l'émission et à la réception (MIMO) OFDM. Pour la structure générale du turbo-récepteur, nous nous sommes inspirés du récepteur présenté dans [FRL08], qui réalise l'annulation souple des interférences dues à l'effet Doppler. Nous avons étendu ce récepteur au cas MIMO, et nous avons proposé d'incorporer un filtrage de Kalman souple pour l'estimation du canal. Nous avons utilisé le concept de bruit augmenté [Ram07] pour tenir compte des erreurs de décisions sur les symboles. Le bruit augmenté contient ainsi non seulement le bruit thermique, mais aussi l'incertitude sur les symboles. La principale contribution de ce travail a été le calcul de la matrice de covariance du bruit augmenté, matrice qui intervient dans la matrice à inverser dans le calcul du gain de Kalman. Nous avons proposé plusieurs versions de ce calcul. Dans un premier temps, nous avons effectué le calcul exact de cette matrice, au prix d'une forte complexité. Pour réduire cette complexité, nous avons proposé une matrice de covariance approchée. Enfin, nous avons également proposé de négliger les incertitudes sur les symboles, ce qui donne la version la plus simple de la matrice de covariance. Les performances de ces différentes versions sont étudiées. Ces résultats ont été publiés dans une revue internationale [R10] en collaboration avec A. Khalighi. Nous nous sommes également inspirés des résultats préliminaires publiés dans une conférence internationale [C7] pour la formulation du filtrage de Kalman en environnement MIMO OFDM pour un

canal à variations rapides.

8.1 Le principe turbo

Nous présentons dans cette section un bref historique du principe turbo dans les télécoms et les différents domaines d'application de ce principe avec les références correspondantes :

- 1995 : Détection et décodage : turbo-détection (algo MAP) [DJB⁺95]
- 1996 : Concaténation de codes : turbo-codes [BG96]
- 1997 : Égalisation à base de filtre et décodage : turbo-égalisation (MMSE) [GLL97] [LGL01]
- 1998 : Systèmes MIMO : récepteurs itératifs pour traitement spatio-temporel [AL98], algorithme MMSE à annulation d'interférence inspiré de la turbo-égalisation = turbo-BLAST [SH00].
- 2008 : Annulation des interférences dues à la haute vitesse en OFDM [FRL08]

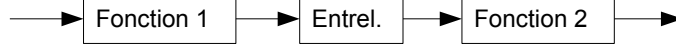
Le principe turbo est le suivant : à l'émission, plusieurs fonctions sont associées (codage, modulation, etc). Dans ce cas, le récepteur optimal est un récepteur à maximum de vraisemblance (ML) conjoint. Mais le coût d'un tel récepteur en terme de complexité le rend irréalisable en pratique. L'idée de la turbo réception est de décoder chacune des fonctions élémentaires les unes après les autres dans une boucle itérative avec échange d'informations, appelé les extrinsèques. Les conditions pour réaliser un turbo récepteur sont les suivantes :

- Les fonctions de décodage élémentaires doivent effectuer un traitement différent les unes des autres
- Les fonctions doivent être séparées par un entrelaceur
- L'information circulant entre les différentes fonctions de réception doit être pondérée.

La figure 8.1 montre la structure que doivent présenter l'émission et la réception pour faire de la turbo réception. Elle illustre les conditions citées précédemment.

Nous nous sommes inspirés de l'annuleur d'interférence présenté dans [FRL08] que nous avons étendu au cas MIMO. Nous avons proposé d'améliorer la partie estimation de canal en prévoyant d'utiliser un filtre de Kalman souple. Dans un premier temps, nous allons détailler le système MIMO-OFDM, puis nous présenterons notre turbo récepteur.

Emission:



Turbo Réception:

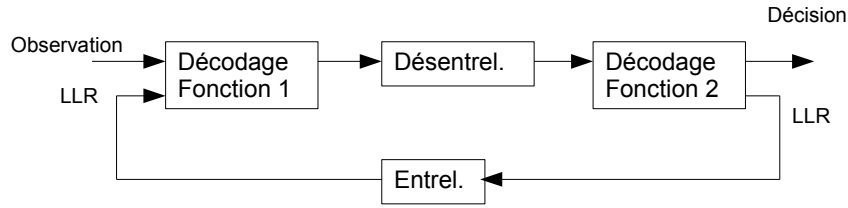


FIGURE 8.1 – Structure générale d'un récepteur turbo

8.2 Système MIMO OFDM

Nous considérons un système MIMO-OFDM avec N_t antennes d'émission et N_r antennes de réceptions. Le système OFDM est le même que celui présenté à la section 4.3, avec N sous-porteuses et K symboles OFDM, mais étendu au cas MIMO. Ainsi, nous définissons maintenant $\mathbf{x}_k = [\mathbf{x}_k^{(1)T}, \dots, \mathbf{x}_k^{(N_t)T}]^T$ comme étant la compilation des vecteurs des symboles de données transmis sur les N_t antennes d'émission au cours du symbole OFDM k , avec donc $\mathbf{x}_k^{(t)} = [x_{k,0}^{(t)}, \dots, x_{k,N-1}^{(t)}]^T$ le vecteur de symbole de données transmis sur l'antenne t , $t = 1, \dots, N_t$. De la même manière, nous définissons $\mathbf{y}_k = [\mathbf{y}_k^{(1)T}, \dots, \mathbf{y}_k^{(N_r)T}]^T$, avec $\mathbf{y}_k^{(r)}$ le symbole OFDM reçu sur la r ième antenne, $r = 1, \dots, N_r$. Nous obtenons :

$$\mathbf{y}_k = \mathbf{H}_k \mathbf{x}_k + \mathbf{w}_k, \quad (8.1)$$

avec \mathbf{w}_k le vecteur de bruit de taille $(N_r N \times 1)$ et de matrice de covariance $\sigma_w^2 \mathbf{I}_{N_r N}$. La matrice \mathbf{H}_k de taille $(N_r N \times N_t N)$ est donnée par :

$$\mathbf{H}_k = \begin{bmatrix} \mathbf{H}_k^{(1,1)} & \dots & \mathbf{H}_k^{(1,N_t)} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{H}_k^{(N_r,1)} & \dots & \mathbf{H}_k^{(N_r,N_t)} \end{bmatrix}, \quad (8.2)$$

où $\mathbf{H}_k^{(r,t)}$ est la (r, t) ième sous-matrice. D'après (4.8), cette sous-matrice s'écrit :

$$[\mathbf{H}_k^{(r,t)}]_{n,m} = \frac{1}{N} \sum_{l=1}^L \left[e^{-j2\pi(\frac{m}{N}-\frac{1}{2})\tau_l} \sum_{q=0}^{N-1} \alpha_{l,k,q}^{(r,t)} e^{j2\pi\frac{m-n}{N}q} \right]. \quad (8.3)$$

L'échantillon $\alpha_{l,k,q}^{(r,t)}$ est la l ième AC du sous-canal (r, t) évaluée à l'instant $kT + qT_s$. Sa variance est $(\sigma_{\alpha_l}^{(r,t)})^2$. Pour simplifier le modèle, nous supposons $\sigma_{\alpha_l}^{(r,t)} = \sigma_{\alpha_l}$ pour tous les sous-canaux et nous considérons $\sum_{l=1}^L \sigma_{\alpha_l}^2 = 1$. Définissons le vecteur $\boldsymbol{\alpha}_{l,k}^{(r,t)}$ de taille $(N \times 1)$:

$$\boldsymbol{\alpha}_{l,k}^{(r,t)} = [\alpha_{l,k,0}^{(r,t)}, \dots, \alpha_{l,k,N-1}^{(r,t)}]^T. \quad (8.4)$$

Les sous-canaux ont la même matrice de corrélation, toujours définie par $\mathbf{R}_{\alpha_l}^{(p)} = \mathbb{E}[\boldsymbol{\alpha}_{l,k}^{(r,t)} \boldsymbol{\alpha}_{l,k-p}^{(r,t)H}]$, avec

$$[\mathbf{R}_{\alpha_l}^{(p)}]_{n,m} = \sigma_{\alpha_l}^2 J_0 \left(2\pi f_d T_s (n - m + pN_T) \right), \quad (8.5)$$

Le modèle d'expansion de base décrit dans la section 4.3.1 s'applique ici sur chaque sous-canal :

$$\boldsymbol{\alpha}_{l,k}^{(r,t)} = \mathbf{B} \mathbf{c}_{l,k}^{(r,t)} + \boldsymbol{\xi}_{l,k}^{(r,t)}. \quad (8.6)$$

avec \mathbf{B} définie en (4.10). Nous définissons le vecteur de coefficients BEM pour chaque sous-canal $\mathbf{c}_{l,k}^{(r,t)} = [c_{l,k,0}^{(r,t)}, \dots, c_{l,k,D-1}^{(r,t)}]^T$. D'après (4.11), ce vecteur est donné par :

$$\mathbf{c}_{l,k}^{(r,t)} = (\mathbf{B}^H \mathbf{B})^{-1} \mathbf{B}^H \boldsymbol{\alpha}_{l,k}^{(r,t)}. \quad (8.7)$$

Nous réécrivons maintenant le modèle d'observation MIMO en fonction des coefficients BEM de la même manière que pour le cas mono-antenne :

$$\mathbf{y}_k = \mathbf{X}_k \mathbf{c}_k + \mathbf{w}_k, \quad (8.8)$$

où nous avons négligé l'erreur d'approximation du modèle. Le vecteur \mathbf{c}_k de taille $(N_r N_t L D \times 1)$ est défini par :

$$\mathbf{c}_k = \left[\mathbf{c}_k^{(1,1)T}, \dots, \mathbf{c}_k^{(1,N_t)T}, \dots, \mathbf{c}_k^{(N_r,N_t)T} \right]^T \quad (8.9)$$

$$\mathbf{c}_k^{(r,t)} = \left[\mathbf{c}_{1,k}^{(r,t)T}, \dots, \mathbf{c}_{L,k}^{(r,t)T} \right]^T. \quad (8.10)$$

La matrice \mathbf{X}_k est définie par :

$$\mathbf{X}_k = \mathbf{I}_{N_r} \otimes [\mathbf{X}_k^{(1)}, \dots, \mathbf{X}_k^{(N_t)}] ; \mathbf{X}_k^{(t)} = \frac{1}{N} [\mathbf{Z}_{1,k}^{(t)}, \dots, \mathbf{Z}_{L,k}^{(t)}], \quad (8.11)$$

$$\mathbf{Z}_{l,k}^{(t)} = [\mathbf{M}_0 \text{diag}\{\mathbf{x}_k^{(t)}\} \mathbf{f}_l, \dots, \mathbf{M}_{D-1} \text{diag}\{\mathbf{x}_k^{(t)}\} \mathbf{f}_l]. \quad (8.12)$$

Le vecteur \mathbf{f}_l et la l ème colonne de la matrice \mathbf{F} définie en (4.15). De plus, la matrice \mathbf{M}_d est définie en (4.16).

De la même manière que dans la section 7.2.2, nous définissons un modèle AR pour le vecteur $\mathbf{c}_{l,k}^{(r,t)}$:

$$\check{\mathbf{c}}_{l,k}^{(r,t)} = \mathbf{A} \check{\mathbf{c}}_{l,k-1}^{(r,t)} + \mathbf{u}_{l,k}^{(r,t)}, \quad (8.13)$$

où \mathbf{A} est une matrice de taille $(D \times D)$ définie en (7.10) et $\mathbf{u}_{l,k}^{(r,t)}$ est un vecteur de taille $(D \times 1)$ complexe Gaussien de matrice de covariance \mathbf{U}_l définie en (7.11).

On obtient ainsi le modèle AR d'ordre 1 pour $\check{\mathbf{c}}_k$ en contexte MIMO :

$$\check{\mathbf{c}}_k = \mathcal{A} \check{\mathbf{c}}_{k-1} + \mathbf{u}_k, \quad (8.14)$$

avec $\mathcal{A} = \mathbf{I}_{N_r N_t L} \otimes \mathbf{A}$, et $\mathbf{u}_k = [\mathbf{u}_{1,k}^{(1,1)T}, \dots, \mathbf{u}_{L,k}^{(N_r, N_t)T}]^T$ de matrice de covariance $\mathbf{U} = \mathbf{I}_{N_r N_t} \otimes \text{blkdiag}\{\mathbf{U}_1, \dots, \mathbf{U}_L\}$, avec \otimes et blkdiag signifiant le produit de Kronecker et une matrice bloc diagonale.

8.3 Récepteur turbo

A l'émetteur, nous utilisons le schéma de codage classique BICM (pour *bit interleaved coded modulation* en anglais) qui s'appuie sur un code convolutif et un entrelaceur pseudo-aléatoire. Au récepteur, nous utilisons un annuleur d'interférence souple combiné avec le décodeur canal. L'annuleur d'interférence et le décodeur s'échangent de l'information souple sous forme de LLR (pour *log likelihood ratio* en anglais) jusqu'à la convergence du système. Pour définir l'annuleur d'interférence, nous sommes partis de l'algorithme développé dans [KFL08] pour le cas mono-antenne que nous avons étendu au cas multi-antennes. Le décodage canal est basé sur l'algorithme de Viterbi à sortie souple (SOVA pour *soft output Viterbi algorithm* en anglais). Comme dans les sections précédentes, l'estimation du canal s'appuie sur N_p pilotes répartis uniformément dans chaque symbole OFDM. Notons que l'annuleur d'interférence a besoin de la connaissance du canal. Nous avons proposé d'étudier un filtre de Kalman souple afin d'exploiter au mieux les échanges d'informations souples.

La Figure 8.2 présente la structure de notre récepteur.

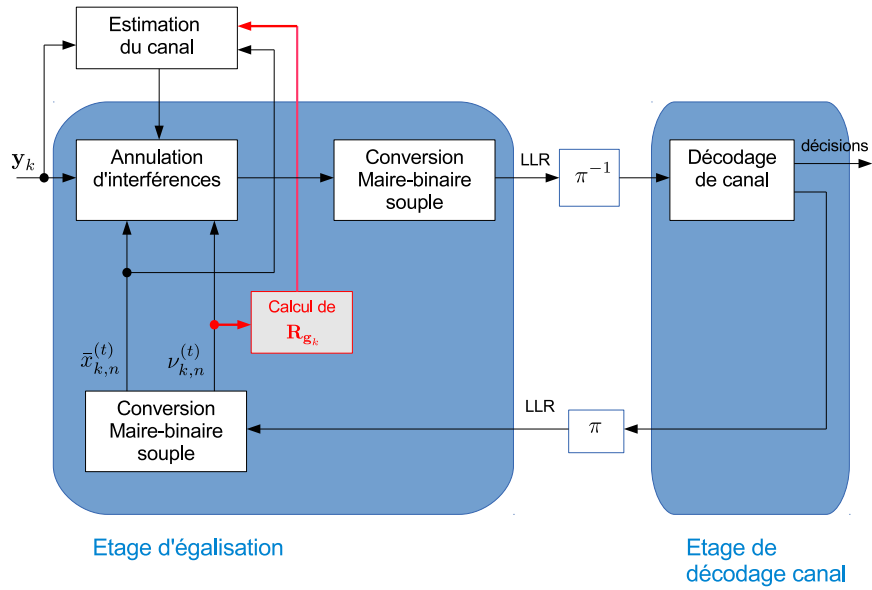


FIGURE 8.2 – Structure du turbo-récepteur

8.4 Filtre de Kalman souple

Nous utilisons les LLR sur les bits en sortie du décodeur canal pour calculer la moyenne et la variance de chaque symbole de données, notées respectivement $\bar{x}_{k,n}^{(t)} = \mathbb{E}_{|L}\{x_{k,n}^{(t)}\}$ et $(\nu_{k,n}^{(t)})^2 = \mathbb{E}_{|L}\{|x_{k,n}^{(t)}|^2\} - |\bar{x}_{k,n}^{(t)}|^2$. L'espérance $\mathbb{E}_{|L}\{\cdot\}$ signifie l'espérance sachant les LLR. Ainsi, $x_{k,n}^{(t)}$ peut se décomposer en deux parties :

$$x_{k,n}^{(t)} = \bar{x}_{k,n}^{(t)} + \tilde{x}_{k,n}^{(t)}. \quad (8.15)$$

$\bar{x}_{k,n}^{(t)}$ correspond à l'estimée souple du symbole de donnée, et $\tilde{x}_{k,n}^{(t)}$ représente l'erreur d'estimation de variance $(\nu_{k,n}^{(t)})^2$. Pour utiliser (8.15) avec les symboles pilotes, il suffit de fixer la moyenne à 0 et la variance à 1. Soit $\bar{\mathbf{X}}_k = \mathbb{E}_{|L}\{\mathbf{X}_k\}$, le modèle d'observation peut maintenant s'écrire :

$$\mathbf{y}_k = \bar{\mathbf{X}}_k \mathbf{c}_k + \mathbf{g}_k \quad ; \quad \mathbf{g}_k = (\mathbf{X}_k - \bar{\mathbf{X}}_k) \mathbf{c}_k + \mathbf{w}_k. \quad (8.16)$$

\mathbf{g}_k correspond au bruit augmenté. C'est une notion qui est définie dans [Ram07] pour le cas mono-antenne. On l'appelle bruit augmenté car il inclut en effet le bruit thermique plus l'incertitude sur les données. Il a une moyenne nulle. Le calcul de sa matrice de corrélation est également nécessaire pour le filtre

de Kalman. Notre principale contribution est d'avoir calculé cette matrice. Le détail du calcul se trouve dans l'annexe de [R10]. On obtient :

$$\mathbf{R}_{\mathbf{g}_k} = \sigma_w^2 \mathbf{I}_{NN_r} + \mathbf{I}_{N_r} \otimes \sum_{t=1}^{N_t} \sum_{d_1, d_2=0}^{D-1} [\mathbf{R}_{\mathbf{c}}^{\text{norm}}]_{d_1, d_2} \mathbf{M}_{d_1} \mathbf{V}_k^{(t)} \mathbf{M}_{d_2}^H, \quad (8.17)$$

où

$$\mathbf{R}_{\mathbf{c}}^{\text{norm}} = \frac{1}{\sigma_{\alpha_i}^2} \mathbf{R}_{\mathbf{c}_i}^{(0)}; \quad \mathbf{V}_k^{(t)} = \text{diag}\{[(\nu_{k,0}^{(t)})^2, \dots, (\nu_{k,N-1}^{(t)})^2]\}. \quad (8.18)$$

Nous pouvons maintenant formuler les équations du filtre de Kalman souple en utilisant le modèle d'état (8.14) et le modèle d'observation (8.16) :

$$\text{TUE} : \begin{cases} \hat{\mathbf{c}}_{k|k-1} = \mathcal{A} \hat{\mathbf{c}}_{k-1|k-1} \\ \mathbf{P}_{k|k-1} = \mathcal{A} \mathbf{P}_{k-1|k-1} \mathcal{A}^H + \mathbf{U} \end{cases} \quad (8.19)$$

$$\text{MUE} : \begin{cases} \mathbf{K}_k = \mathbf{P}_{k|k-1} \bar{\mathbf{X}}_k^H (\bar{\mathbf{X}}_k \mathbf{P}_{k|k-1} \bar{\mathbf{X}}_k + \mathbf{R}_{\mathbf{g}_k})^{-1} \\ \hat{\mathbf{c}}_{k|k} = \hat{\mathbf{c}}_{k|k-1} + \mathbf{K}_k (\mathbf{y}_k - \bar{\mathbf{X}}_k \hat{\mathbf{c}}_{k|k-1}) \\ \mathbf{P}_{k|k} = \mathbf{P}_{k|k-1} - \mathbf{K}_k \bar{\mathbf{X}}_k \mathbf{P}_{k|k-1} \end{cases} \quad (8.20)$$

Ce filtre de Kalman présente une forte complexité puisque toutes les variances $(\nu_{k,n}^{(t)})^2$ sont nécessaires pour le calcul de $\mathbf{R}_{\mathbf{g}_k}$ utilisé en (8.20). Une autre contribution de notre travail a été de proposer des versions simplifiées de ce filtre de Kalman. Dans ce but, nous reprenons l'idée d'utiliser non pas la variance exacte $(\nu_{k,n}^{(t)})^2$ mais la moyenne des variances, idée qui avait été proposée initialement par C. Laot dans [LBL05] pour calculer des égaliseurs simplifiés. Nous calculons :

$$\mathbb{E}\{(\nu_{k,n}^{(t)})^2\} = \mathbb{E}\{|x_{k,n}^{(t)}|^2\} - \mathbb{E}\{|\bar{x}_{k,n}^{(t)}|^2\} = 1 - \sigma_{\bar{x}}^2 \quad (8.21)$$

car nous considérons des symboles de puissance normalisée. En supposant que $\bar{x}_{k,n}^{(t)}$ est ergodique, nous avons :

$$\sigma_{\bar{x}}^2 \approx \frac{1}{KNN_t} \sum_{t=1}^{N_t} \sum_{k=0}^{K-1} \sum_{n=0}^{N-1} |\bar{x}_{k,n}^{(t)}|^2. \quad (8.22)$$

Le filtre de Kalman simplifié consiste à utiliser une version simplifiée de la matrice de corrélation du bruit augmenté \mathbf{g}_k dans (8.20) :

$$\mathbf{R}_{\mathbf{g}_k} \approx \sigma_w^2 \mathbf{I}_{NN_r} + N_t (1 - \sigma_{\bar{x}}^2) \mathbf{I}_{N_r} \otimes \sum_{d_1, d_2=0}^{D-1} [\mathbf{R}_{\mathbf{c}}^{\text{norm}}]_{d_1, d_2} \mathbf{M}_{d_1} \text{diag}\{\mathbf{1}_{\mathcal{P}}\} \mathbf{M}_{d_2}^H, \quad (8.23)$$

où $\mathbf{1}_{\mathcal{P}}$ est un vecteur de taille $(N \times 1)$ composé de 0 aux indices pilotes et 1 ailleurs.

Nous proposons aussi une version encore plus simplifiée, où $\mathbf{R}_{\mathbf{g}_k}$ est calculée en négligeant les erreurs de détection sur les symboles de données, c'est-à-dire en considérant $\tilde{x}_{k,n}^{(t)} \approx 0$. On obtient ainsi :

$$\mathbf{R}_{\mathbf{g}_k} \approx \sigma_w^2 \mathbf{I}_{NN_r}. \quad (8.24)$$

Il faut noter que la simplification qui consiste à remplacer $(\nu_{k,n}^{(t)})^2$ par $\mathbb{E}\{(\nu_{k,n}^{(t)})^2\}$ est plus délicate si on considère des modulations à module non constant, où l'on s'attend à avoir plus de dégradation, ce qui sera confirmé par les simulations.

8.5 Résultats de simulation

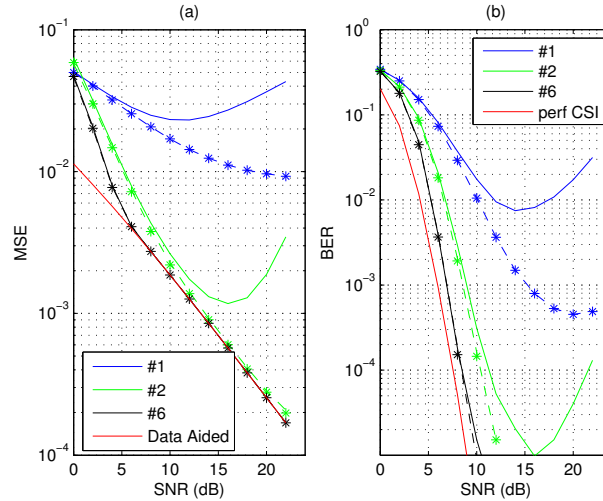


FIGURE 8.3 – MSE de l'estimation du canal et BER pour $f_d T = 0.2$. Modulation QPSK avec taux de codage de 1/2 et code $[5, 7]_8$. Astérisques : formulation exacte de l'estimateur ; pointillés : estimateur utilisant la simplification (8.23) ; lignes pleines : (8.24). # indique les numéros d'itération.

Nous considérons un canal à 6 trajets avec un profil de puissance spécifié par $C \exp(-l)$, où l est l'indice du trajet et C une constante calculée pour que la puissance du canal soit normalisée. Nous considérons également $N_t = N_r = 2$. Les autres paramètres correspondent au standard WiMAX [LC08] : $N = 128$, $N_g = 16$, une largeur de bande de 1.25 MHz, et une fréquence porteuse de 3.5

GHz. Quatre fréquences Doppler sont étudiées : $f_d T = 0.2, 0.1, 0.08,$ et 0.05 , ce qui correspond à des vitesses de 535, 267, 214, et 133 km/h. Les trames sont constituées de $K = 5$ symboles OFDM et $L_f = 8$. Nous avons vérifié par simulation que $D = 3$ coefficients BEM est suffisant pour modéliser les variations du canal. Les modulations QAM sont considérées, ainsi que le codage convolutif non systématique non récursif [5, 7]₈.

Commençons par étudier le cas $f_d T = 0.2$. La Figure 8.3 présente les courbes du MSE de l'estimation de canal et du BER en fonction du SNR. Les symboles de données sont des symboles QPSK. En référence, nous affichons également la courbe en MSE correspondant obtenue pour une connaissance parfaite des symboles de données (mode DA), et le BER obtenu pour une estimation parfaite du canal (CSI). Les performances s'améliorent avec les itérations, et l'amélioration est plus importante pour les premières itérations. Après convergence, à la 6^{ème} itération, les performances de l'estimateur simplifié sont très proches de celles de l'estimateur exacte. Ces performances sont à moins de 1 dB de la courbe obtenue avec CSI pour un BER de $= 10^{-4}$ dB.

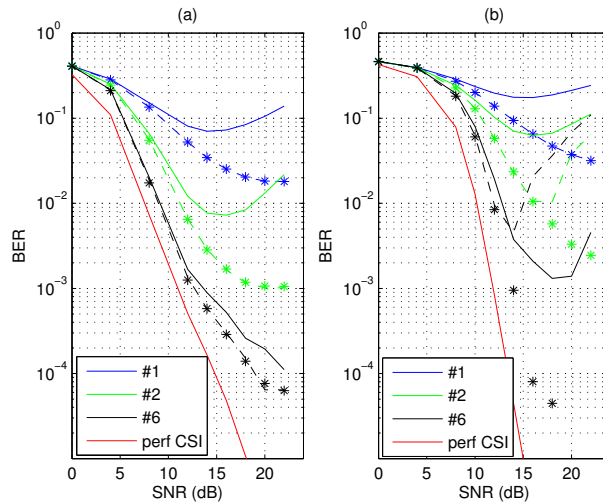


FIGURE 8.4 – BER des estimateurs exacts et simplifiés. (a) modulation QPSK avec taux de codage de 2/3 et code [5, 7]₈; (b) modulation 16-QAM avec taux de codage de 1/2 (non-poinçonné) code [5, 7]₈. La légende est la même que sur la Fig. 8.3.

Nous considérons maintenant un cas plus défavorable avec un taux de codage de 2/3 pour une modulation QPSK sur la Figure 8.4(a). Pour un BER cible de 10^{-4} , on note une perte en SNR de 2.5 dB entre l'estimateur exact et l'estima-

teur simplifié (8.24). La Figure 8.4(b) présente les BER pour une modulation 16-QAM pour un taux de codage de $1/2$. Il s'avère ici que les estimateurs simplifiés divergent, et que seul l'estimateur exact fonctionne correctement, comme pressenti dans la section précédente.

8.6 Conclusions

Nous avons proposé de traiter l'interférence entre porteuses causée par l'effet Doppler avec un récepteur itératif constitué d'un annuleur souple d'interférence. L'annuleur d'interférence nécessite la connaissance du canal. Nous avons alors proposé d'utiliser un filtre de Kalman souple qui exploite les informations souples fournies par le décodeur SOVA. Nous avons proposé une formulation exacte de ce filtre de Kalman, puis deux versions simplifiées [SK13]. Les versions simplifiées sont performantes à condition de considérer une modulation à énergie constante. Autrement, il faudra utiliser la formulation exacte du Kalman souple.

Perspectives de recherche

Ce mémoire d'HDR retrace 8 années d'études théoriques dans le domaine des communications dans les transports. Ces études se sont inscrites dans le contexte d'un besoin de transmettre des débits de plus en plus élevés pour les transmissions sol - véhicule ou véhicule - véhicule. Nous avons proposé différentes solutions originales pour traiter les variations du canal, basées sur les techniques de traitement du signal.

Nous allons maintenant présenter la recherche que nous comptons développer à court et à moyen terme. Nous allons poursuivre nos recherches sur les télécommunications dans les transports, mais en tenant compte des évolutions et des innovations dans le domaine des télécoms pour les années à venir. Parmi ces évolutions, la radio intelligente (*cognitive radio* en anglais) figure déjà en bonne place. La radio intelligente est le système qui est proposé pour résoudre le problème de la rareté du spectre, problème crucial pour le développement des télécommunications. Un autre grand domaine des télécom en pleine expansion est le réseau de capteur. Nous proposerons donc également d'étudier les réseaux de capteurs dans le domaine des transports. Un point clé des réseaux de capteurs est la collecte sans fil des données. Dans le cadre d'un projet ANR soumis cette année, nous avons proposé une solution innovante à base d'un terminal mobile intelligent qui assurerait cette collecte en s'appuyant sur la radio cognitive.

Modèle de canal pour les trains à grande vitesse

A court terme, nous allons tirer profit d'une campagne de mesures effectuée dans le cadre du projet ANR CORRIDOR (voir section 3.2) au printemps 2014. Ces mesures sont en cours de dépouillement, et nous avons publié un article de conférence à ICC 2015 pour présenter les premiers résultats [C19]. Ces mesures ont été effectuées à bord de la rame TGV IRIS320 le long de la LGV Atlan-

tique, à une vitesse de 300 km/h. Le signal de sondage est basé sur le standard LTE. C'est un signal MIMO OFDM, avec une structure orthogonale entre les antennes pour sonder chaque canal indépendamment. De plus, afin d'étudier les interférences entre porteuses (ICI) dues à l'effet Doppler, nous avons annulé une sous-porteuse sur deux. Le signal reçu sur ces sous-porteuses nulles correspondra donc aux ICI plus du bruit. Quatre antennes ont été considérées à l'émission, et deux à la réception.

Ainsi, grâce aux sous-porteuses nulles, il sera possible d'étudier les ICI pour un signal LTE, ce qui nous permettra d'affiner notre modèle, et donc de modifier nos algorithmes en fonction. De plus, nous pourrions également étudier les différents spectres Doppler, et les modèles de canaux MIMO à haute vitesse. Ces mesures représentent donc une très belle opportunité de valider les modèles sur lesquels nous avons travaillé depuis toutes ces années, ou de les modifier si nécessaire.

Communication en présence d'interférence bande étroite

La radio intelligente est un système de communication sans fil dans laquelle un émetteur/récepteur peut détecter intelligemment les canaux de communication qui sont en cours d'utilisation et ceux qui ne le sont pas, et peut se déplacer dans les canaux inutilisés. Ceci permet d'optimiser l'utilisation des fréquences radio disponibles (RF) du spectre. Par contre, peuvent survenir dans ce contexte des interférences bandes étroites dues à la présence d'autres utilisateurs. L'estimation du canal en présence d'interférence bande étroite est un sujet d'étude très effervescent depuis quelques années. C'est un contexte particulier par rapport aux communications classiques, puisque des interférences peuvent survenir et polluer certaines sous-porteuses, mais sans que l'on sache le nombre de sous-porteuses impactées ni leur localisation. Une stratégie possible est de considérer les interférences bande étroite comme un bruit additif et d'estimer la puissance du bruit sur chaque sous-porteuse [MM09]. Pour un canal avec L trajets et une modulation OFDM avec N sous-porteuses, cela fait ainsi $L + N$ paramètres à estimer (L paramètres du canal plus les N variances de bruit) au lieu de $L+1$ (L paramètres du canal plus la variance du bruit thermique) pour le cas sans interférence où la puissance du bruit est la même sur toutes les sous-porteuses. Nous avons déjà entamé des recherches sur l'estimation du canal dans ce contexte, avec la soumission d'un article de revue internationale [RS2], mais il reste à tenir compte des variations du canal. La radio intelligente dans les transports semble être une approche très prometteuse qui en est encore à l'état de projet de recherche.

Communication dans un réseau de capteurs en présence de mobilité

La surveillance des infrastructures est une priorité pour les gestionnaires d'infrastructure dans les domaines aéronautique, ferroviaire, maritime et routier. C'est un sujet crucial pour la durabilité et l'adaptation des infrastructures aux besoins émergents. Cela nécessite la collecte de données relatives à la météo, aux comportements et au vieillissement de l'infrastructure et des véhicules, à la consommation d'énergie, à la maintenance et au diagnostic, à la gestion du patrimoine immobilier, à l'exploitation, aux services à la clientèle. En conséquence, des réseaux de capteurs sans fil sont déployés afin de collecter des informations distribuées de manière autonome. Les données sont acheminées vers un système de traitement centralisé pour en extraire les informations qui permettront les décisions des acteurs concernés. Ainsi, l'entrée de l'internet des objets et du big data dans le ferroviaire et l'aéronautique est favorisé. Ces technologies ouvrent la porte à de nouvelles applications et moyens de communication pour les utilisateurs, les propriétaires et les responsables de grandes infrastructures. Ils bénéficieront de la richesse et de la pertinence des contenus grâce à la diversité de l'information recueillie. L'interaction sera également améliorée grâce à la disponibilité de multiples sources d'information qui peuvent être fusionnées et contextualisées en temps réel.

Une solution originale est envisagée pour la collecte et l'acheminement des données provenant de milliers de capteurs fixes vers une base de données unique, même lorsque des réseaux de capteurs hétérogènes sont déployés. Cette solution consistera à mettre à profit les différents véhicules mobiles présents dans les zones, les considérant comme des nœuds mobiles qui collectent les données à partir de capteurs fixes et les relayent vers l'infrastructure centrale quelle que soit la technologie sans fil. Plus précisément, cette approche originale permet à un terminal mobile intelligent (TMI) de recueillir des données provenant de différents réseaux de capteurs sans fil.

Ainsi, pour envisager ce type de solution, le TMI et les réseaux de capteurs devront estimer chacun leur canal variant dans le temps pour 1) pouvoir envisager une réception cohérente et 2) obtenir un facteur de qualité du canal, utilisé pour trouver le meilleur chemin pour la remontée des données.

Une perspective d'étude est donc de développer des algorithmes d'estimation du canal avec la contrainte d'une faible complexité pour limiter la consommation d'une part, et de la variation dans le temps d'autre part, ce qui constitue un véritable challenge. Nous pourrions nous appuyer sur nos résultats présentés dans ce mémoire en terme d'algorithmes de faible complexité, avec l'utilisation

des boucles de poursuite, et de traitement des ICI.

Bibliographie

- [AGM07] J.G Andrews, A. Ghosh, and R. Muhamed. *Fundamentals of WI-MAX*. prentice Hall, 2007.
- [AL98] Sirikiat Ariyavisitakul and Ye Li. Joint coding and decision feedback equalization for broadband wireless channels. In *Vehicular Technology Conference, 1998. VTC 98. 48th IEEE*, volume 3, pages 2256–2261. IEEE, 1998.
- [AN07] T.Y. Al-Naffouri. An EM-Based Forward-Backward Kalman Filter for the Estimation of Time-Variant Channels in OFDM. *IEEE Trans. Signal Process.*, 55(7) :3924–3930, 2007.
- [BB05a] K. E. Baddour and N. C. Beaulieu. Autoregressive Modeling for Fading Channel Simulation. *IEEE Trans. Wireless Commun.*, 4(4) :1650–1662, July 2005.
- [BB05b] K. E. Baddour and N.C. Beaulieu. Autoregressive modeling for fading channel simulation. *IEEE Trans. Wireless Commun.*, 4(4) :1650–1662, July 2005.
- [BB05c] K.E. Baddour and N.C. Beaulieu. Autoregressive Modeling for Fading Channel Simulation. *IEEE Trans. Wireless Commun.*, 4(4) :1650 – 1662, july 2005.
- [Bel63] P. A. Bello. Characterization of Randomly Time-invariant Linear Channels. *IEEE Trans. Commun. Syst.*, 11(4) :360–393, Dec 1963.
- [BG96] Claude Berrou and Alain Glavieux. Near optimum error correcting coding and decoding : Turbo-codes. *Communications, IEEE Transactions on*, 44(10) :1261–1271, 1996.
- [Bil98] Jeff A. Bilmes. *A Gentle Tutorial of the EM Algorithm and its Application to Parameter Estimation for Gaussian Mixture and Hidden Markov Models*. Berkeley CA, 94704 and Computer Science Division Department of Electrical Engineering and Computer Science U.C. Berkeley TR 97-021, 1998.

- [BPC09] A. Barbieri, A. Piemontese, and G. Colavolpe. On the ARMA approximation for fading channels described by the Clarke model with applications to Kalman-based receivers. *IEEE Trans. Wireless Commun.*, 8(2) :535–540, 2009.
- [CEPB02] S. Coleri, M. Ergen, A. Puri, and A. Bahai. Channel estimation techniques based on pilot arrangement in OFDM systems. *IEEE Trans. Broadcast.*, 48(3) :223–229, 2002.
- [Chr94] 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.
- [CK97] R. H. Clarke and W. L. Khoo. 3-D mobile radio channel statistics. *IEEE Trans. Veh. Technol.*, 46(3) :798–799, aug 1997.
- [Cla68] R.H. Clarke. A statistical theory of mobile radio reception. *Bell System Technical Journal*, 47 :957–1000, Jul. 1968.
- [CZ04] W. Chen and R. Zhang. Kalman-filter channel estimator for OFDM systems in time and frequency-selective fading environment. In *Proc. IEEE Intl. Conf. Acoust. Speech, Signal Process.*, volume 4, pages 377–380, 2004.
- [CZZ08] N. Chen, J. Zhang, and P. Zhang. Improved Channel Estimation Based on Parametric Channel Approximation Modeling for OFDM Systems. *IEEE Trans. Broadcast.*, 54(2) :217–225, 2008.
- [DJB⁺95] Catherine Douillard, Michel Jézéquel, Claude Berrou, Département Electronique, Annie Picart, Pierre Didier, and Alain Glavieux. Iterative correction of intersymbol interference : Turbo-equalization. *European transactions on telecommunications*, 6(5) :507–511, 1995.
- [Dri94] P.F. Driessen. DPLL bit synchronizer with rapid acquisition using adaptive Kalman filtering techniques. *IEEE Trans. Commun.*, 42(9) :2673–2675, sep 1994.
- [Eur] *European Telecommunications Standards Institute, European Digital Cellular Telecommunication System (Phase 2), Radio Transmission and Reception, GSM 05.05, vers. 4.6.0.*
- [FRL08] Kun Fang, Luca Rugini, and Geert Leus. Iterative channel estimation and turbo equalization for time-varying ofdm systems. In *ICASSP*, pages 2909–2912. Citeseer, 2008.
- [Gaz99] S. Gazor. Prediction in lms-type adaptive algorithms for smoothly time varying environments. *Signal Processing, IEEE Transactions on*, 47(6) :1735–1739, jun 1999.

- [GHRJ12] S. Ghandour-Haidar, L. Ros, and Brossier J.M. On the use of first-order autoregressive modeling for Rayleigh flat fading channel estimation with Kalman filter. *ELSEVIER Signal Processing*, 92(2) :601 – 606, 2012.
- [GLL97] Alain Glavieux, Christophe Laot, and Joël Labat. Turbo equalization over a frequency selective channel. In *Proc. Int. Symp. Turbo Codes*, pages 96–102, 1997.
- [GRB⁺13] Robin Gerzaguët, Laurent Ros, Jean-Marc Brossier, Soukayna Ghandour-Haidar, and Fabrice Belvèze. Self-adaptive stochastic rayleigh flat fading channel estimation. In *IEEE International Conference on Digital Signal Processing (DSP)*, 2013.
- [Hij08] H. Hijazi. *Estimation de Canal Radio-Mobile Á Evolution Rapide dans Les SystÈmes Á Modulation OFDM*. PhD thesis, Institut National Polytechnique de GRENOBLE, thÈse de doctorat, 25 Novembre 2008. Page : 20.
- [HM98] S.A. Fechtel H. Meyr, M. Moeneclaey. *Digital Communication Receivers : Synchronization, Channel Estimation and Signal Processing*. Wiley & Sons, New York, 1998.
- [HR09a] H. Hijazi and L. Ros. Analytical Analysis of Bayesian Cramer-Rao Bound for Dynamical Rayleigh Channel Complex Gains Estimation in OFDM System. *IEEE Trans. Signal Process.*, 57(5) :1889–1900, 2009.
- [HR09b] H. Hijazi and L. Ros. Polynomial Estimation of Time-Varying Multipath Gains With Intercarrier Interference Mitigation in OFDM Systems. *IEEE Trans. Veh. Technol.*, 58(1) :140–151, 2009.
- [HR10a] H. Hijazi and L. Ros. Joint Data QR-detection and Kalman Estimation for OFDM Time-varying Rayleigh Channel Complex Gains. *IEEE Trans. Commun.*, 58(1) :170 –178, jan. 2010.
- [HR10b] H. Hijazi and L. Ros. Joint data QR-detection and Kalman estimation for OFDM time-varying Rayleigh channel complex gains. *IEEE Trans. Commun.*, 58(1) :170–178, Jan. 2010.
- [HR10c] H. Hijazi and L. Ros. Joint data QR-detection and Kalman estimation for OFDM time-varying Rayleigh channel complex gains. *IEEE Trans. Commun.*, 58(1) :170–178, Jan. 2010.
- [HW98] M.-H. Hsieh and C.-H. Wei. Channel estimation for OFDM systems based on comb-type pilot arrangement in frequency selective fading channels. *IEEE Trans. Consum. Electron.*, 44(1) :217–225, 1998.

- [Jak74] W.C. Jakes. *Microwave Mobile Communications*. New-York : John Wiley, 1974.
- [Kal60] R. E. Kalman. A new approach to linear filtering and prediction problems. *Journal of basic Engineering*, 82(1) :35–45, 1960.
- [Kay93] Steven M. Kay. *Fundamentals of Statistical Signal Processing : Estimation Theory*. Prentice Hall PTR, April 5, 1993.
- [KFL08] L. Rugini K. Fang and G. Leus. Iterative channel estimation and turbo equalization for time-varying OFDM systems. In *ICASSP*, pages 2909 –2912, Apr. 2008.
- [KFSW02] C. Komninakis, C. Fragouli, A.H. Sayed, and R.D. Wesel. Multi-input multi-output fading channel tracking and equalization using Kalman estimation. *IEEE Trans. Signal Process.*, 50(5) :1065–1076, May 2002.
- [KH05] E. Kaplan and C. Hegarty. *Understanding GPS : Principles and Applications, Second Edition*. Artech House Publishers, 2005.
- [LBL05] C. Laot, R. Le Bidan, and D. Leroux. Low-complexity MMSE turbo equalization : a possible solution for EDGE. *IEEE Trans. Wireless Commun.*, 4(3) :965 – 974, May 2005.
- [LC08] B. G. Lee and S. Choi. *Broadband Wireless Access and Local Networks : Mobile WiMAX and WiFi*. Artech House, 2008.
- [Leu04] G. Leus. On the Estimation of Rapidly Time-Varying Channels. In *Eur. Sig. Process. Conf. (EUSIPCO)*, pages 2227–2230, Sept. 2004. Vienna, Austria.
- [LGL01] Christophe Laot, Alain Glavieux, and Joel Labat. Turbo equalization : adaptive equalization and channel decoding jointly optimized. *Selected Areas in Communications, IEEE Journal on*, 19(9) :1744–1752, 2001.
- [LMG02] Z. Liu, X. Ma, and G.B. Giannakis. Space-time coding and Kalman filtering for time-selective fading channels. *IEEE Trans. Commun.*, 50(2) :183–186, Feb. 2002.
- [LSA01] L. Lindbom, M. Sternad, and A. Ahlen. Tracking of time-varying mobile radio channels .1. the wiener lms algorithm. *Communications, IEEE Transactions on*, 49(12) :2207 –2217, dec 2001.
- [MD97] U. Mengali and A. N. D’Andrea. *Synchronization Techniques for Digital Receivers*. Plenum Press, New-York, 1997.

- [MM09] M. Morelli and M. Moretti. Channel estimation in OFDM systems with unknown interference. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 8 :5338 – 5347, 2009.
- [NLLN10] Hung Nguyen-Le and Tho Le-Ngoc. Pilot-aided joint cfo and doubly-selective channel estimation for ofdm transmissions. *Broadcasting, IEEE Transactions on*, 56(4) :514 –522, dec. 2010.
- [PBM95] T. Pollet, M. Van Bladel, and M. Moeneclaey. BER Sensitivity of OFDM Systems to Carrier Frequency Offset and Wiener Phase Noise. *IEEE Trans. Commun.*, 43(2/3/4) :191 – 193, February/March/April 1995.
- [PMJH95] T. Pollet, M. Moeneclaey, I. Jeanclaude, and H.Sari. *Effect of Carrier Phase Jitter on Single-carrier and Multi-carrier QAM Systems*. 1995.
- [Pro95] J.G. Proakis. *Digital Communications*. McGraw-Hill, third edition, 1995.
- [PVBM95] T. Pollet, M. Van Bladel, and M. Moeneclaey. BER Sensitivity of OFDM Systems to Carrier Frequency Offset and Wiener Phase Noise. *IEEE Trans. Commun.*, 43(234) :191 –193, Feb/Mar/Apr 1995.
- [Ram07] V. Ramon. *Performance Analysis of Turbo-Equalization with Channel Estimation*. PhD thesis, UCL, 2007.
- [REK04] T. Roman, M. Enescu, and V. Koivunen. Joint Time-Domain Tracking of Channel and Frequency Offsets for MIMO OFDM Systems. *Wireless Personal Communications*, 31 :181–200, 2004.
- [RGHB11] Laurent Ros, Soukayna Ghandour-Haidar, and Jean-Marc Brossier. Sur l’utilisation des filtres du premier-ordre pour l’estimation d’un canal radio-moblie de Rayleigh à évanouissement plat. In *XXIIIème colloque GRETSI (GRETSI 2011), Bordeaux : France*, 2011.
- [RHS10a] L. Ros, H. Hijazi, and E. Simon. Paths Complex Gain Tracking Algorithms for OFDM Receiver in Slowly-Varying Channels . In *ISCCSP*, 2010.
- [RHS10b] L. Ros, H. Hijazi, and E. P. Simon. Paths complex gain tracking algorithms for ofdm receiver in slowly-varying channels. In *Proc. Intl. Symp. Commun. Control, Signal Process.*, pages 1–6, Mar. 2010.
- [RHS10c] L. Ros, H. Hijazi, and E.P. Simon. Paths complex gain tracking algorithms for ofdm receiver in slowly-varying channels. In *4th*

- International Symposium on Communications, Control and Signal Processing (ISCCSP)*, pages 1–6, Mar. 2010.
- [RHS12] L. Ros, H. Hijazi, and E.P. Simon. Complex amplitudes tracking loop for multipath slow fading channel estimation in ofdm systems. Technical report, Research Report of the Gipsa-lab laboratory, April 2012.
- [RHS14] L. Ros, H. Hijazi, and E. P. Simon. Complex amplitudes tracking loop for multipath channel estimation in OFDM systems under slow to moderate fading. *ELSEVIER Signal Processing*, 97 :134–145, 2014.
- [Ros01] 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*. PhD thesis, Institut Polytechnique de Grenoble, 2001.
- [RS11a] L. Ros and E. P. Simon. Second-order modeling for Rayleigh flat fading channel estimation with Kalman Filter. In *17th International Conference on Digital Signal Processing (DSP)*, pages 1–6, 2011.
- [RS11b] L. Ros and E.-P. Simon. Second-order modeling for Rayleigh flat fading channel estimation with Kalman Filter. In *17th International Conference on Digital Signal Processing (DSP)*, pages 1–6, 2011.
- [RSST01] Y. Rosmansyah, S.R. Saunders, P. Sweeney, and R. Tafazolli. Equivalence of flat and classical Doppler sample generators. *Electronics Letters*, 37(4) :243–244, Feb 2001.
- [SAN10] M.S. Sohail and T.Y. Al-Naffouri. An EM based frequency domain channel estimation algorithm for multi-access OFDM systems. *ELSEVIER Signal Processing*, 90(5) :1562 – 1572, 2010.
- [SBNS04] O. Simeone, Y. Bar-Ness, and U. Spagnolini. Pilot-based channel estimation for OFDM systems by tracking the delay-subspace. *IEEE Trans. Wireless Commun.*, 3(1) :315–325, 2004.
- [SH00] Mathini Sellathurai and Simon Haykin. Turbo-blast for high-speed wireless communications. In *Wireless Communications and Networking Conference, 2000. WCNC. 2000 IEEE*, volume 1, pages 315–320. IEEE, 2000.
- [SHR⁺10] E.P. Simon, H. Hijazi, L. Ros, M. Berbineau, and P. Degauque. Joint Estimation of Carrier Frequency Offset and Channel Com-

- plex Gains for OFDM Systems in Fast Time-varying Vehicular Environments. In *International Communications Conference (ICC)*, 2010.
- [SK13] E.P. Simon and M.A. Khalighi. Iterative Soft-Kalman Channel Estimation for Fast Time-Varying MIMO-OFDM Channels. *IEEE Wireless Commun. Letters*, 2(6) :599–602, December 2013.
- [SRH⁺11] E. P. Simon, L. Ros, H. Hijazi, J. Fang, D. P. Gaillot, and M. Berbineau. Joint Carrier Frequency Offset and Fast Time-Varying Channel Estimation for MIMO-OFDM Systems. *IEEE Trans. Veh. Technol.*, 60(3) :955–965, Mar 2011.
- [SRHG12a] E.-P. Simon, L. Ros, H. Hijazi, and M. Ghogho. Joint carrier frequency offset and channel estimation for ofdm systems via the em algorithm in the presence of very high mobility. *Signal Processing, IEEE Transactions on*, 60(2) :754–765, 2012.
- [SRHG12b] E.-P. Simon, L. Ros, H. Hijazi, and M. Ghogho. Joint Carrier Frequency Offset and Channel Estimation for OFDM Systems via the EM Algorithm in the Presence of Very High Mobility. *IEEE Trans. Signal Process.*, 60(2) :754–765, Feb. 2012.
- [SRS12a] H. Shu, L. Ros, and E. P. Simon. Third-order complex amplitudes tracking loop for slow fading channel estimation. In *19th International Conference on Telecommunications (ICT)*, pages 1–6, April, 2012.
- [SRS12b] Huaqiang Shu, Laurent Ros, and Eric-Pierre Simon. Third-order complex amplitudes tracking loop for slow fading channel estimation. In *19th International Conference on Telecommunications (ICT)*, pages 1–6, April, 2012.
- [SRS14a] Huaqiang Shu, L. Ros, and E.P. Simon. Simplified random-walk-model-based kalman filter for slow to moderate fading channel estimation in ofdm systems. *Signal Processing, IEEE Transactions on*, 62(15) :4006–4017, Aug 2014.
- [SRS14b] Huaqiang Shu, Laurent Ros, and Eric Pierre Simon. Complex amplitudes tracking loop for multi-path channel estimation in OFDM systems : Synthesis and extension. In *6th International Symposium on Communications, Control and Signal Processing (ISCCSP), 2014*, pages 340–343, May 2014.
- [SSR13a] H. Shu, E. P. Simon, and L. Ros. Third-order kalman filter : Tuning and steady-state performance. *IEEE Signal Process. Lett.*, 20(11) :1082–1085, 2013.

- [SSR13b] H. Shu, E. P. Simon, and L. Ros. Third-order kalman filter : Tuning and steady-state performance. *IEEE Signal Processing Letters*, 20(11) :1082–1085, 2013.
- [SSR15] H. Shu, E.P. Simon, and L. Ros. On the use of tracking loops for low-complexity multi-path channel estimation in ofdm systems. *Signal Processing*, 2015.
- [Ste00] H. Steendam. *The Effect of Synchronisation Errors on Multicarrier Systems*. PhD thesis, Ghent University, Gent, Belgium, Page : 21, 2000.
- [TCLB07] Z. Tang, R. C. Cannizzaro, G. Leus, and P. Banelli. Pilot-assisted time-varying channel estimation for OFDM systems. *IEEE Trans. Sig. Process.*, 55(5) :2226–2238, May 2007.
- [THK10] J.K. Tugnait, Shuangchi He, and Hyosung Kim. Doubly selective channel estimation using exponential basis models and subblock tracking. *IEEE Trans. Signal Process.*, 58(3) :1275–1289, 2010.
- [WC96] H. Wang and P. Chang. On verifying the first-order Markovian assumption for a Rayleigh fading channel model. *IEEE Trans. veh. Technol.*, vol.45 :353–357, 1996.
- [WGM09] T. Whitworth, M. Ghogho, and D. McLernon. Optimized Training and Basis Expansion Model Parameters for Doubly-selective Channel Estimation. *IEEE Trans. Wirel. Commun.*, 8(3) :1490 –1498, march 2009.
- [YLCC01] B. Yang, K. B. Letaief, R. S. Cheng, and Z. Cao. Channel estimation for OFDM transmission in multipath fading channels based on parametric channel modeling. *IEEE Trans. Commun.*, 49(3) :467–479, 2001.
- [ZH97] Y. Zhao and A. Huang. A novel channel estimation method for OFDM mobile communication systems based on pilot signals and transform-domain processing. In *IEEE 47th Vehicular Technology Conference, 1997*, volume 3, pages 2089–2093 vol.3, 1997.