

N° d'ordre : 11/17

Thèse de doctorat

présentée à

L'Université de Valenciennes et de Hainaut-Cambrésis

Pour obtenir le titre de

DOCTEUR EN SCIENCES

Discipline : Micro et Nano technologies, acoustique et télécommunications
Spécialité : Électronique
École Doctorale : 072 Sciences pour l'Ingénieur

Par

BOUDALI OUARZAZI

***Mise en œuvre d'un système de communication OFDM-haut débit
dédié aux trains à grandes vitesses***

Soutenue prévue le : 28/11/2011, devant le jury composé de :

Mme Geneviève BAUDOIN	Professeur à ESIEE, Paris 6	Rapporteur
M. Samir SAOUDI	Professeur à Télécoms Brest	Rapporteur
M. Abdelaziz BENSRAHAI	Professeur à l'INSA de Rouen	Examineur
M. Hassan GHANNOUM	Dr à SNCF - Direction de l'Innovation et de la Recherche, Paris	Invité
Mme Atika RIVENQ-MENHAJ	Professeur à l'IEMN DOAE UMR CNRS 8520, UVHC	Directrice de thèse
Mme Marion BERBINEAU	Directrice de recherche à l'IFSTTAR LEOST, Villeneuve d'ascq	Directrice de thèse
M. Iyad DAYOUB	HDR à l'IEMN DOAE UMR CNRS 8520, UVHC	Co-encadrant de thèse

Résumé

Les systèmes de communication sans fil de la 4^{ème} génération (LTE, IEEE.802.16m et IEEE.802.20) se développent dans le monde ferroviaire afin d'assurer des services d'information, de maintenance, des services de réservation ou d'accès à Internet. Dans un contexte de forte mobilité (cas du TGV), les conséquences de l'effet Doppler sur les performances de tels systèmes sont importantes : l'utilisation des modulations haut débit est en effet impossible. Dans ce travail, nous proposons des solutions afin de minimiser ces dégradations. Il porte sur une estimation efficace d'un canal variant dans le temps dans un système OFDM. Afin d'estimer le canal, -étape indispensable pour l'égalisation des données-, des sous-porteuses pilotes sont insérées dans le symbole OFDM. Le canal est estimé dans le domaine temporel et les variations temporelles de chaque trajet du canal sont modélisées par un développement en fonctions de base (BEM Basis expansion Modeling). Le canal est donc obtenu par les coefficients de base correspondants. Une structure de pilotes est proposée, qui consiste à faire varier les positions des pilotes d'un symbole à l'autre. Les positions des pilotes sont allouées dynamiquement au cours de la transmission des symboles OFDM : on parle d'allocation dynamique des pilotes (ADP). L'estimation du canal variant dans le temps est meilleure et par conséquent les performances du système sont améliorées par rapport à l'effet Doppler. Dans un système multiutilisateurs OFDM, nous proposons d'exploiter l'idée de l'ADP afin de créer une diversité fréquentielle. Chaque utilisateur est désigné par une combinaison unique de pilotes. En utilisant la coopération entre les différents utilisateurs (diversité fréquentielle), l'estimation du canal variant dans le temps est améliorée et les conséquences néfastes de l'effet doppler sont réduites.

Abstract

The 4th generation of wireless communication systems (LTE, IEEE.802.16m and IEEE.802.20) is developed in the rail to provide information services, maintenance, reservation services and Internet access. In a context of high mobility (i.e. the TGV), the consequences of the Doppler Effect on the performance of such systems are important : it's impossible to use high data rate modulations. Our objective is to propose solutions to minimize this damage. It covers an efficient estimation of a time-varying channel in an OFDM system. In order to estimate the channel, which is essential for the equalization of data, pilots sub-carriers are inserted into the OFDM symbol. The channel is estimated in the time domain and temporal variations of each path are modeled by a set of functions (BEM Modeling Basis expansion). The channel is obtained by the corresponding base coefficients. A pilot structure is proposed, it consists to vary the positions of pilot sub-carriers from a symbol to another. The positions of the pilot sub-carriers are allocated dynamically during the transmission of OFDM symbols. We talk about the dynamic allocation of pilots sub-carriers (ADP). The estimated time-varying channel is better and therefore the system performance is improved compared to the Doppler effect. In a multiuser OFDM system, we propose to exploit the idea of ADP to create a frequency diversity. Each user is identified by a unique combination of pilot sub-carriers. Using the cooperation between different users (frequency diversity), the estimated time-varying channel is improved and the fatal effects of the Doppler Effect is reduced.

Table des matières

1 Les communications train-sol pour la grande vitesse	5
1.1 Introduction	6
1.2 Les communications train-sol pour le ferroviaire	6
1.3 Projets existants d'Internet à bord des trains et les technologies rencontrées	7
1.3.1 État de l'art	7
1.3.2 Les différentes technologies considérées pour Internet à bord	9
1.4 Évolution des systèmes de communications mobiles	13
1.5 Choix du modèle de canal de propagation pour le ferroviaire et la grande mobilité	15
1.5.1 Rappel sur les caractéristiques géométriques des lignes ferroviaires	15
1.5.2 Le canal de propagation radio mobile	16
1.5.3 Choix du modèle de canal : le modèle de Zheng	24
1.5.4 Le modèle de canal large bande	27
1.6 La chaîne de transmission choisie	28
1.7 Conclusion	29
2 Modulation multiporteuses et effets du canal de propagation radio mobile	30
2.1 Introduction	31
2.2 Modulations multiporteuses	32
2.2.1 Orthogonalité	32
2.2.2 Préfixe cyclique	33
2.2.3 Avantages et inconvénients de l'OFDM	35

Table des matières

2.2.4	Modèle du système OFDM	36
2.3	Dégradations des signaux liées au canal de propagation radio mobile	38
2.3.1	Introduction	38
2.3.2	Résultats de simulation	38
2.4	Effet Doppler et interférences entre porteuses	41
2.4.1	Décalage fréquentiel	43
2.4.2	Modélisation par fonctions de base étendues d'un canal variant dans le temps	44
2.5	Conclusion	47
3	Estimation adaptative des canaux par allocation dynamique des pilotes	49
3.1	Introduction	50
3.2	État de l'art des techniques d'estimation du canal supervisées	51
3.3	Estimation du canal proposée : allocation dynamique des pilotes (ADP)	53
3.3.1	Constat	53
3.3.2	Principe de la technique ADP proposée	54
3.3.3	Premier cas : canal quasi-statique	57
3.3.4	Deuxième cas : canal variant dans le temps	62
3.4	Etude de l'efficacité spectrale	66
3.5	Synthèse des résultats	67
3.6	Estimation du canal par filtre de Kalman	68
3.6.1	Modèle Autoregressif (AR)	70
3.6.2	Filtre de Kalman	70
3.6.3	décomposition en valeurs singulières et en QR	71
3.6.4	Résultats de simulation	72
3.7	Conclusion	74
4	Estimation du canal par coopération entre plusieurs utilisateurs	76
4.1	Introduction	77
4.2	Techniques coopératives et de relayage et multiutilisateurs OFDM .	78
4.2.1	Communications coopératives	78

Table des matières

4.2.2	Protocoles de relayage	80
4.2.3	Transmission multiutilisateurs OFDM	82
4.3	Aspect coopératif et multiutilisateurs OFDM	83
4.3.1	Application au cas du TGV :	87
4.4	Résultats et analyse	88
4.4.1	Ecart entre pilotes	90
4.5	Conclusion	92
	Conclusion générale et perspectives	94
	Bibliographie	98

Table des figures

1.1	Architecture des communications train-sol.	10
1.2	Station d'émission/réception : dans les emprises ferroviaires (au-dessus), en dehors des emprises ferroviaires (au-dessous).	16
1.3	Schéma de propagation en milieu radio mobile.	17
1.4	Étalement des retards en présence de trajets multiples.	19
1.5	Angles d'arrivée.	20
1.6	Forme caractéristique du spectre de Doppler.	21
1.7	Réponse impulsionnelle du canal à des vitesses $v_m = 43,2 \text{ km/h}$ et $v_m = 216 \text{ km/h}$	23
1.8	Fonction d'autocorrélation théorique de Clarke.	24
1.9	Autocorrélation du simulateur de Jakes.	26
1.10	Autocorrélation de $Z(t)$	27
1.11	Modélisation de type ligne à retards.	28
1.12	Schéma synoptique du système de communication proposé.	29
2.1	Bande passante divisée en N sous-bandes.	32
2.2	Le spectre du signal OFDM.	34
2.3	L'ajout du préfixe cyclique au symbole OFDM.	34
2.4	Schéma synoptique du système OFDM.	38
2.5	4QAM/16QAM dans un canal AWGN sans codage canal.	39
2.6	Modulations BPSK/QPSK/16QAM dans un canal AWGN avec un codage canal.	39
2.7	Modulations BPSK/QPSK/16QAM dans un canal Rayleigh avec un codage canal.	40
2.8	BPSK/4QAM/16QAM dans un canal mobile (vitesse $v = 130 \text{ km/h}$) avec un codage canal.	41

Table des figures

2.9	Matrice du canal pour $N = 64$ et $F_n = 2.10^{-5}$	42
2.10	Matrice du canal pour $N=64$ et $F_n = 2.10^{-3}$	43
2.11	Erreurs dues au décalage fréquentiel.	44
2.12	Comparaison entre les développements en BEM.	47
3.1	Classification des techniques d'estimation du canal supervisées.	52
3.2	Exemple d'estimation du canal avec une allocation statique.	54
3.3	Comparaison entre une allocation statique et variable.	55
3.4	Structure d'une trame OFDM.	56
3.5	Structure d'une trame OFDM avec décalage des porteuses pilotes.	57
3.6	Schéma synoptique de l'ADP.	59
3.7	Comparaison entre l'estimation classique et l'estimation ADP.	61
3.8	Comparaison entre l'estimation classique et l'estimation ADP.	61
3.9	Taux d'erreur binaire (TEB) de QPSK en fonction du E_b/N_0	65
3.10	Taux d'erreur binaire (TEB) de 16QAM en fonction du E_b/N_0	65
3.11	Perte en efficacité spectrale.	66
3.12	TEB de la QPSK en fonction du nombre du sous-porteuses pilotes N_p	67
3.13	TEB de la QPSK pour différentes valeurs de N_p	67
3.14	Comparaison entre SVD et QR.	73
3.15	Taux d'erreur binaire de QPSK en fonction du E_b/N_0 en utilisant le filtrage de Kalman.	73
3.16	Taux d'erreur binaire de 16QAM en fonction du E_b/N_0 en utilisant le filtrage de Kalman.	74
4.1	Modèle coopératif à trois nœuds.	79
4.2	Architectures de relayage à trois nœuds.	80
4.3	Schéma d'un symbole OFDMA.	83
4.4	Disposition des pilotes pour chaque utilisateur U_u	84
4.5	Phase de diffusion vers les nœuds.	85
4.6	Phase de collaboration entre les nœuds : étape de récupération.	86
4.7	Phase de collaboration entre les nœuds : étape de diffusion intra cluster.	86
4.8	Positions des sous-porteuses pilotes pour différents utilisateurs.	87

Table des figures

4.9	Synoptique de l'approche coopérative proposée.	88
4.10	Effet de coopération entre les utilisateurs, QPSK	89
4.11	Comparaison entre les estimations du canal pour QPSK.	90
4.12	Comparaison entre les estimations du canal pour 16QAM.	91
4.13	Positions des sous-porteuses pour deux utilisateurs seulement.	91
4.14	Effet des positions des sous-porteuses pilotes, cas de deux utilisateurs.	92
4.15	Effet des positions des sous-porteuses pilotes.	92

Liste des tableaux

1.1 Projets fournissant d'Internet à bord des trains.	9
1.2 Caractéristiques principales du WiMAX mobile.	15

LISTE DES NOTATIONS

T_s	Durée d'un symbole OFDM
R	Rapidité de modulation
B_p	Largeur de bande du système OFDM
N	Nombre de sous-porteuses du système OFDM
N_g	Longueur du préfixe cyclique
T_g	Durée du préfixe cyclique
T_u	Durée utile du symbole OFDM
Δf	Espace entre les sous-porteuses
f_k	$k^{\text{ème}}$ sous-porteuse
$S_i(n)$	$i^{\text{ème}}$ symbole OFDM émis
$Y_i(n)$	$i^{\text{ème}}$ symbole OFDM reçu
$V_i(n)$	$n^{\text{ème}}$ échantillon du bruit complexe durant le $i^{\text{ème}}$ symbole OFDM
$X_i(k)$	$k^{\text{ème}}$ donnée complexe du $i^{\text{ème}}$ symbole OFDM émis
$Y_i(k)$	$k^{\text{ème}}$ donnée complexe du $i^{\text{ème}}$ symbole OFDM reçu
$h_l(n)$	$n^{\text{ème}}$ échantillon du canal pendant le $l^{\text{ème}}$ trajet
\mathbf{H}^t	Matrice du canal dans le domaine temporel
\mathbf{H}	Matrice du canal dans le domaine fréquentiel

Liste des notations

\mathbf{F}	Matrice de transformée de Fourier
$\mathbf{X Y}$	Matrice $\mathbf{X Y}$ (lettre majuscule en gras)
$X Y$	vecteur $X Y$ (lettre majuscule)
$\mathbf{X}(i, k) \mathbf{Y}(i, k)$	Matrice avec $(i, k)^{\text{ème}}$ éléments
$X_i(k) Y_i(k)$	Vecteur avec $k^{\text{ème}}$ élément
\mathbf{H}^T	Transposée de la matrice H
\mathbf{H}^H	Hermétienne de la matrice H
\mathbf{H}^{-1}	Inverse de la matrice H
\mathbf{H}^*	Conjuguée de la matrice H
$\mathbf{I}_{N,N}$	Matrice identité
f_c	Fréquence porteuse
F_d	Fréquence Doppler
$F_d T_s$	Fréquence Doppler Normalisée
T_c	Temps de cohérence
B_c	Bande de cohérence
v	Vitesse du récepteur mobile
c	Vitesse de la lumière

Liste des notations

$x(t)$	signal émis continue
$y(t)$	signal reçu continue
$\psi(t)$	Phase du signal reçu
$\mu(t)$	Amplitude du signal reçu
σ_τ	Étalement des retards en présence de trajets multiples
α	Angle d'arrivée du signal
χ	Fonction de corrélation de la fonction de transfert du canal
B_d	Bande d'étalement Doppler
F_{dmax}	Fréquence Doppler maximale
\otimes	Opérateur de la convolution
$R(\tau)$	Fonction d'autocorrélation
σ^2	Puissance moyenne des évanouissements
N_0	Densité spectrale de puissance du bruit
J_0	Fonction de Bessel de première espèce et d'ordre zéro
E_b/N_0	Rapport énergie par bit

LISTE DES ABREVIATIONS

ADSL	Asymmetrical Digital Subscriber Lines
AWGN	Additif White Gaussien Noise
BEM	Basis Expansion Modeling
CFO	Channel Frequency Offset
CSI	Channel State information
DAB	Digital Audio Brodcasting
DVB-T	Digital Video Brodcasting Terrestrial
ERRAC	European Rail Research Advisory Council
ETSI	European Telecommunications Standards Institut
FFT	Fast Fourier Transform
HIPERLAN	High Performance Local Area Network
HSPD	High Speed Downlink Packet Access
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineer
IEP	Interférence Entre sous Porteuses
IES	Interférence Entre Symboles
IFFT	Inverve Fast Fourier Transform
iid	Indépendants et identiquement distribués
LS	Least Squares

Liste des abreviations

LTE	Long Term Evolution
MAC	Medium Access Control
MIMO	Multiple Input Multiple Output
ML	Maximum Likelihood
MMSE	Minimum Mean Square Error
NLOS	No line of Sight
NMSE	Normalised Mean Squared Error
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing
PAPR	Peak to Average Power Ratio
QAM	Quadrature Amplitude Modulation
UMTS	Universal Mobile Telecommunications System
SOS	Second Order Statistics
SVD	Singular value Decomposition
TEB	Taux d'Erreur Binaire
UMTS	Universal Mobile Telecommunications System
WIMAX	Worldwide Interoperability for Microwave Access
ZF	Zero Forcing
ZP	Zero Padding

Introduction générale

LE monde ferroviaire fait de plus en plus appel aux systèmes de télécommunication sans fil afin de répondre aux besoins opérationnels des opérateurs de trains et des gestionnaires d'infrastructures, mais aussi afin d'offrir aux passagers toujours plus de services qui rendent les transports urbains plus attractifs. La vidéo surveillance embarquée et l'accès Internet à bord des trains sont des services de télécommunication que les opérateurs ferroviaires considèrent comme fondamentaux aujourd'hui et compétitifs depuis l'ouverture des réseaux ferroviaires nationaux à d'autres opérateurs.

Ces applications sont cependant difficiles à déployer et elles sont encore très souvent en expérimentation car elles nécessitent des débits de transmission importants qui ne peuvent pas être assurés par les technologies de téléphonie mobile actuelles dans le cas de forte mobilité (TGV). Afin d'assurer des communications train-sol sans rupture de connexion durant le trajet et cela à des vitesses élevées (cas du TGV à 300 km/h), plusieurs architectures de transmission ont été proposées, qui utilisent une liaison terrestre le plus souvent combinée à une liaison satellite. La liaison terrestre s'appuie sur les actuels/futurs standards de télécommunication IEEE 802.11x (WiFi), IEEE 802.16 (WiMAX), LTE-Advanced ou IEEE 802.20. Les différents terminaux à l'intérieur du train sont en général connectés via un réseau sans fil WLAN (WiFi) déployé à travers le train à partir d'un point d'accès spécifique appelé le plus souvent routeur mobile.

L'élément clé des différents standards de la liaison terrestre est aujourd'hui l'OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing). Cette technique a été mise au point au milieu des années 60. L'idée était d'utiliser des données parallèles et un multiplexage par répartition en fréquence (FDM) avec des sous canaux se chevauchant afin d'éviter l'utilisation d'égaliseurs de grande complexité, de lutter contre le bruit impulsif et les distorsions multiples et d'exploiter complètement la bande passante disponible. Au départ, ce schéma de modulation était réservé aux applications militaires. Grâce aux avancées récentes de traitement numérique du signal et des technologies VLSI (Very Large Scale Integration), les premiers obstacles de la mise en œuvre de l'OFDM, comme les multiplications complexes de grande taille et l'accès mémoire à grande vitesse n'existent plus. Dans les

années 80, la modulation OFDM a été étudiée pour des modems haut débit, des communications numériques mobiles et les enregistrements haute densité. Dans les années 90, la technique OFDM a été exploitée dans des transmissions de données large bande à travers des canaux de type radio diffusion mobile, ADSL (Asymmetric Digital Subscriber lines), la radiodiffusion audio numérique (DAB Digital Audio Broadcasting), et la radiodiffusion numérique de télévision terrestre (DVB-T Digital Video Broadcasting). Actuellement, la technique OFDM combinée aux techniques multi antennes MIMO (Multiple Input Multiple Output) est le cœur des nouveaux standards de communication sans fil de la 4^{ème} génération (4G).

Notre travail de thèse s'inscrit dans le contexte des communications sans fil entre les trains et le sol et considère des récepteurs basés sur la modulation OFDM supportant la grande mobilité (cas du TGV). Notre objectif est de concevoir un système OFDM capable d'assurer un lien robuste haut débit dans des environnements à forte mobilité, c'est-à-dire capable de résister à l'effet Doppler, qui est un des facteurs principaux de dégradation des performances de cette technique car il provoque la perte d'orthogonalité des sous-porteuses OFDM. En outre, les variations rapides du canal de propagation génèrent des erreurs importantes en particulier pour les modulations numériques à grand nombre d'états (i.e. 16, 32 et 64QAM). Notre contribution dans cette thèse est double et vise à lutter contre les effets de la grande vitesse sur le système de transmission. Notre première contribution s'appuie sur les travaux portant sur l'estimation du canal dans le domaine temporel et qui consiste à modéliser les variations temporelles du canal par un modèle compact de développement en fonctions de base. Nous proposons une estimation du canal basée sur une allocation dynamique originale des sous-porteuses pilotes. Cette contribution a donné lieu au dépôt d'un brevet. Nous élargissons ensuite le principe de cette allocation dynamique au cas des communications coopératives. Notre idée consiste alors à considérer les utilisateurs à l'intérieur du train comme des nœuds d'un réseau coopératif qui peuvent chacun estimer le canal en des positions différentes dans l'espace et exploiter par la suite ces multiples estimations. Nous proposons ainsi d'exploiter la diversité fréquentielle offerte par les nœuds coopératifs à l'intérieur du train afin d'améliorer la qualité globale de l'estimation du canal et autoriser ainsi l'utilisation de modulations d'ordre supérieur.

Le mémoire est organisé en quatre chapitres.

Dans le premier chapitre, nous introduisons les communications train-sol et notamment nous proposons un état de l'art des projets d'Internet à bord des trains. Nous donnons ensuite les principales caractéristiques des technologies sans fil considérées aujourd'hui pour le déploiement d'Internet à bord des trains. Dans la dernière partie de ce chapitre, nous rappelons les spécificités du canal de propagation ferroviaire grande vitesse et décrivons le modèle de canal qui sera considéré dans la suite du mémoire, à savoir le canal de Zheng, dont les propriétés statistiques se

rapprochent de celles du modèle théorique de Clarke.

Le deuxième chapitre vise à introduire les modulations multiporteuses, leurs caractéristiques principales, ainsi que les effets du canal de propagation radio mobile dans le cas particulier du contexte ferroviaire à grande vitesse. Dans la première section, nous présentons les caractéristiques principales des systèmes OFDM et le modèle mathématique considéré. Nous décrivons ensuite les dégradations du système OFDM liées à la mobilité. Dans la deuxième partie, nous introduisons la modélisation du canal par un développement en fonctions de base (BEM, Basis Expansion Modeling). Cette technique est particulièrement utile afin de suivre les variations temporelles du canal.

Les techniques d'estimation du canal radio mobile dans un système OFDM sont présentées dans le troisième chapitre. A partir des techniques existantes, nous visons l'amélioration de l'estimation afin de limiter les conséquences de l'effet Doppler. Ce chapitre constitue notre première contribution. Nous proposons une technique d'allocation dynamique des sous-porteuses pilotes afin d'optimiser une technique d'estimation supervisée classique dans un contexte de grande variabilité du canal. Nous nous focalisons sur le cas où le canal ne varie pas pendant la durée d'un symbole OFDM. Nous proposons ainsi une méthode originale de positionnement dynamique des sous-porteuses pilotes d'un symbole OFDM à un autre. Après avoir présenté les techniques d'estimation du canal supervisées, nous décrivons la solution proposée. Dans la deuxième partie de ce chapitre, nous validons cette proposition en présentant des résultats de simulations réalisées dans le canal de Zheng (décrit dans le premier chapitre). Ensuite, nous comparons les performances obtenues avec une méthode d'estimation classique qui s'appuie sur le filtre de Kalman. Ce dernier permet d'estimer l'état courant du système à partir de l'état précédent et de l'état actuel.

Dans le dernier chapitre de ce mémoire, nous détaillons notre deuxième contribution proposée dans cette thèse. Elle repose sur les principes des communications coopératives au sein d'un réseau de nœuds constitué par l'ensemble des utilisateurs présents dans un train. L'idée consiste ici à exploiter la diversité coopérative entre les nœuds afin de réaliser une meilleure estimation du canal dans le cas d'un canal variant fortement dans le temps en combinant les différentes estimations sur chaque nœud. Cette meilleure estimation permet alors d'utiliser des modulations haut débit avec un nombre d'états M supérieur à quatre ($M > 4$). Nous proposons une technique coopérative d'estimation du canal sans augmenter le nombre des sous-porteuses pilotes. Les principes des communications coopératives et des techniques de relayage sont rappelés. Nous appliquons ensuite la technique d'allocation dynamique des sous-porteuses dans le cas de ce système de transmission OFDM coopératif. Nous évaluons les performances de la technique proposée en terme du taux d'erreur binaire dans le cas du canal de Zheng.

Introduction générale

Enfin, nous concluons et nous donnons des perspectives de ce travail de thèse.

Chapitre 1

Les communications train-sol pour la grande vitesse

Sommaire

1.1	Introduction	6
1.2	Les communications train-sol pour le ferroviaire	6
1.3	Projets existants d'Internet à bord des trains et les technologies rencontrées	7
1.3.1	État de l'art	7
1.3.2	Les différentes technologies considérées pour Internet à bord	9
1.4	Évolution des systèmes de communications mobiles	13
1.5	Choix du modèle de canal de propagation pour le ferroviaire et la grande mobilité	15
1.5.1	Rappel sur les caractéristiques géométriques des lignes ferroviaires	15
1.5.2	Le canal de propagation radio mobile	16
1.5.3	Choix du modèle de canal : le modèle de Zheng	24
1.5.4	Le modèle de canal large bande	27
1.6	La chaîne de transmission choisie	28
1.7	Conclusion	29

1.1 Introduction

L'ERRAC (The European Rail Research Advisory Council) vise le doublement du trafic passager ferroviaire européen à l'horizon 2020. Ceci ne pourra être atteint qu'en réduisant les coûts d'exploitation et de maintenance, en réduisant l'impact sur l'environnement et en offrant de nouveaux services aux passagers. La réalisation de ces objectifs nécessite d'augmenter considérablement les échanges d'information entre tous les acteurs du système ferroviaire. Ainsi, afin d'augmenter la qualité, la fiabilité, la sûreté et la sécurité des systèmes de transport ferroviaire tout en augmentant leur accessibilité et la productivité, l'exploitation ferroviaire s'appuie sur des flux d'information de plus en plus nombreux, des bases de données centralisées, mais aussi des équipements de communication déployés à bord des trains et le long des voies. En outre, le développement de l'accès Internet à bord des trains devient aujourd'hui un élément de compétitivité entre opérateurs ferroviaires afin d'offrir plus de services aux passagers et rendre les transports publics attractifs et compétitifs. Dans ce chapitre, nous introduisons les communications train-sol et notamment nous proposons un état de l'art des projets d'Internet à bord des trains. Nous présentons ensuite les principales caractéristiques des technologies sans fil considérées pour le déploiement d'Internet à bord des trains. Dans la dernière partie, nous rappelons les caractéristiques du canal de propagation ferroviaire grande vitesse et donnons le modèle du canal qui sera considéré dans la suite du mémoire. Enfin, nous concluons le chapitre.

1.2 Les communications train-sol pour le ferroviaire

Pendant très longtemps, les transmissions entre sol et trains ont été inexistantes et les seules informations dont disposait le conducteur à bord de son engin moteur étaient des informations visuelles fournies par la signalisation latérale. Plus récemment, les besoins en transmission se sont multipliés du fait de la complexité croissante des installations de contrôle-commande des trains, de la nécessité d'augmenter la capacité des lignes existantes et d'optimiser leur gestion et leur exploitation. Afin d'améliorer la qualité des transports ferroviaires, de nouveaux besoins en transmission associés à de nouveaux services offerts à la clientèle sont alors apparus. Ainsi, aujourd'hui, les opérateurs de transports guidés s'appuient de plus en plus sur les nouvelles technologies de l'information et de la communication qui leur permettent aussi de moderniser leur image et de rendre les transports publics plus attractifs.

Les transmissions sol - train qui existent aujourd'hui peuvent être classées selon deux principales rubriques (Berbinau, 2001) :

1. les transmissions de phonie, données et images liées aux installations de contrôle-commande, aux besoins de la sécurité, de l'exploitation et de la

maintenance ;

2. les transmissions de phonie, données et images liées aux besoins des passagers, des opérateurs ferroviaires, des clients du fret.

La transmission des informations peut être réalisée soit par des communications ponctuelles ou balises, soit par des communications continues par ligne bifilaire, soit encore par des communications radio. Ces dernières connaissent depuis quelques années un essor considérable. Trois catégories de flux d'information caractéristiques peuvent être identifiées pour les systèmes de communication sans fil par radio dans le monde ferroviaire à grande vitesse :

1. Les communications bi-directionnelles, fiables, robustes et rapides, dédiées au contrôle-commande des circulations qui s'appuient aujourd'hui en Europe sur le standard GSM-R, en particulier sur les lignes à grande vitesse.
2. La connexion Internet à bord pour les passagers et les membres d'équipage qui nécessite des flux haut débit du sol vers les trains.
3. La transmission d'information haut débit depuis les trains vers le sol, notamment pour des applications embarquées de maintenance et de surveillance.

Il n'existe pas aujourd'hui de technologie suffisamment performante capable de répondre à tous les besoins de communications et susceptible de remplacer l'ensemble des systèmes de télécommunications dans le monde du ferroviaire. En conséquence, de très nombreux dispositifs de communication sans fil fonctionnant à des fréquences différentes sont toujours largement déployés.

Dans ce travail de thèse, nous considérons uniquement les applications de communication qui nécessitent des liaisons haut débit et en particulier nous proposons un lien terrestre pour la connexion Internet haut débit à bord des trains à grande vitesse qui s'appuie sur la couche physique du futur standard LTE (Long Term Evolution).

1.3 Projets existants d'Internet à bord des trains et les technologies rencontrées

1.3.1 État de l'art

Au début de l'apparition d'Internet, les accès Internet étaient principalement réservés aux professionnels via des modems téléphoniques à 56 *kbps*. Depuis, plusieurs sauts technologiques ont été réalisés. Nous avons connu tout d'abord l'arrivée de la téléphonie mobile 3^{ème} génération (3G) et, en parallèle, celle de l'ADSL ; ensuite le déploiement des réseaux de type WiFi (IEEE 802.11 a,b,g,n,p) s'est généralisé ; enfin les industriels préparent le déploiement du WiMAX (Worldwide Interoperability for

Microwave Access) et des systèmes dits de 4^{ème} génération ou 4G, avec le standard LTE-Advanced.

Aujourd'hui, les accès Internet sont devenus omniprésents dans notre société et les clients demandent toujours plus de débit. L'accès à des services Internet à bord des trains à grande vitesse tels que le TGV, le Thalys, Eurostar, l'ICE, le Shinkansen,... est devenu un objectif d'amélioration de la qualité de service pour les passagers et un élément de compétition entre les différents opérateurs ferroviaires à l'échelle européenne, notamment depuis l'ouverture à la concurrence de la circulation sur les lignes ferroviaires. Ce n'est pas un sujet nouveau, mais il n'a pas encore aujourd'hui trouvé de solution technique totalement satisfaisante en termes de débit offert et de gestion de la mobilité. Les standards développés ou en cours de développement pour des applications très haut débit "grand public" (DVB-T, IEEE802.11x, IEEE802.16x, IEEE802.20...) répondent principalement à des connexions de type Internet ou à de la diffusion haut débit. Ces services sont donc conçus avec des liens montant et descendant asymétriques qui permettent des débits importants dans le sens descendant de la liaison, et des débits faibles dans le sens montant, correspondant essentiellement à des requêtes. Cette tendance reste actuelle dans l'industrie des télécommunications. A contrario, les applications visées dans le ferroviaire nécessitent des débits élevés sur le lien montant. Une liaison bidirectionnelle offrant des débits élevés (plus de 20 Mbps) est nécessaire entre le train et l'extérieur si l'on veut offrir au plus grand nombre de passagers possible un accès simultané à des services multimédia (via un protocole IPv6 par exemple) tout en portant également sur le même médium radio des applications de vidéo-surveillance, de télédiagnostic et de maintenance prédictive. (Fokum et collab., 2010) ont publié une synthèse des méthodes existantes pour l'accès internet à bord des trains. Au cours de cette décennie, plusieurs solutions ont déjà été proposées et évaluées afin de fournir une connexion continue aux passagers à bord des trains à grande vitesse. Des services commerciaux existent. La plupart des solutions déployées s'appuient sur une architecture avec un seul point d'accès vers l'extérieur partagé entre tous les utilisateurs des trains (ce point d'accès est parfois appelé "routeur mobile"). Une telle architecture permet de limiter les handovers de chaque passager au handover global d'un seul terminal mobile.

Dans (Maureira, 2011), l'auteur propose un état des lieux assez complet des déploiements existants en Europe et dans le monde. Le tableau 1.1 issu de (Maureira, 2011) constitue une synthèse des projets de services Internet à bord des trains. La plupart des solutions combinent plusieurs standards de communication sans fil et, en particulier, un lien terrestre et un lien satellite.

De nombreuses recherches et expérimentations ont confirmé que la complémentarité entre plusieurs technologies sans fil hétérogènes telles que les satellites, les standards de téléphonie 3G, des réseaux WiMAX et WiFi donnent de meilleurs résultats qu'un accès qui s'appuie sur une seule technologie (Manabe et Hojo, 2010). En

	Fournisseur	Technologie utilisée	Débit (DL/UL)	Pays
TGV	Orange	Satellite + WiFi + HSPA	2Mbps/512Kbps	France
Thalys	21Net	Satellite + HSPA/UMTS	2Mbps/512Kbps	Europe
Via Rail	Parsons	Satellite + WiFi + Cellulaire	non renseigné	Canada
LINX/GNER	Icomera	Satellite + HSPA	4Mbps/1Mbps	Finland
Amtrak	Nomad Digital	HSPA	7Mbps/3Mbps	USA
Virgin	Nomad Digital	WiMAX	2Mbps	GB
ICE	T-Mobile	UMTS	2Mbps/512Kbps	Allemagne
MAGLEV	Telefunken RACOMS	UMTS	2Mbps	Chine
Tsukuba Express	NTT	WiFi+WIPAS	10Mbps	Japon

TABLE 1.1 – Projets fournissant d’Internet à bord des trains.

général une technologie principale est utilisée et une deuxième technologie permet de maintenir la connexion dans les zones où la première technologie n’est pas disponible. Cette solution est appelée « gap filler ». Bien que plusieurs de ces solutions soient opérationnelles sur plusieurs lignes de train dans le monde, les performances restent encore limitées en termes de bande passante et de qualité de service et les prix de connexion restent très élevés. Il convient de noter aussi une publication récente (Nakagawa et collab., 2011) qui propose une solution originale à base de transmetteurs optiques déployés le long de la voie et qui permettrait d’atteindre plusieurs Gbps de débit. Cette technologie prometteuse demande encore de nombreuses optimisations pour une utilisation pour la grande vitesse. Dans ce travail, nous considérons une liaison sans fil entre le train et l’infrastructure.

La figure 1.1 donne une illustration d’un schéma global d’une architecture de type “gap filler” généralement considérée. Dans la suite de ce travail, nous avons adopté cette architecture et nous nous focalisons sur l’optimisation des performances du lien terrestre en proposant quelques améliorations de la couche physique du lien, en nous appuyant sur un standard existant : le LTE-Advanced.

Dans les paragraphes qui suivent, nous rappelons brièvement les caractéristiques des technologies sans fil qui sont utilisées aujourd’hui dans les projets de déploiement d’Internet à bord des trains et nous donnons les évolutions possibles vers la 4G.

1.3.2 Les différentes technologies considérées pour Internet à bord

1.3.2.1 Le satellite

L’intérêt des systèmes satellitaires repose sur la couverture géographique très étendue et la disponibilité immédiate des infrastructures nécessaires à la mise en place des services envisagés. En revanche, le prix très élevé de la bande passante satellite allouée et l’effet de masquage lors d’un passage du satellite par des zones d’ombres (tunnels, ponts, bâtiments, gares, montagnes, . . .) représentent un frein et limitent

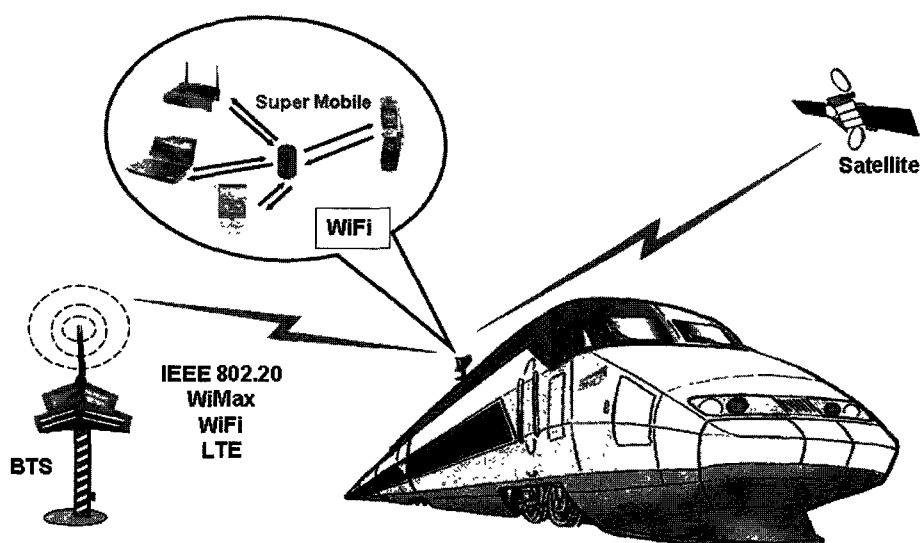


FIGURE 1.1 – Architecture des communications train-sol.

l'utilisation étendue des satellites. Dans (Épinette et collab., 2007), une analyse économique est proposée. Les réseaux de satellites défilants peuvent être classés en trois groupes suivant leur éloignement de la terre : LEO (low earth orbit avec une altitude comprise entre 500 et 2000 km), MEO (medium earth orbit avec une altitude comprise entre 8000 et 12000 km), et GEO (geosynchronous earth orbit avec une altitude autour de 35 800 km). Dans les projets actuels d'Internet à bord des trains, ce sont les satellites géostationnaires qui sont considérés afin d'assurer des connexions larges bande dans le sens descendant vers les trains. La poursuite du satellite par l'antenne et les exigences ferroviaires à respecter pour l'antenne (taille, gabarit vis à vis de la caténaire, forme aérodynamique du radôme, etc.) imposent des exigences techniques sur le système de communication qui le rendent ainsi plus complexe et coûteux. Comme nous l'avons déjà mentionné, l'utilisation du satellite n'est aujourd'hui envisageable qu'en association avec une autre technologie sans fil afin d'assurer la connectivité dans les zones de masquage du signal satellite.

1.3.2.2 Le WiFi

Dans les réseaux WLAN, la norme IEEE 802.11x couramment appelée WiFi est une bonne candidate puisqu'elle offre des débits intéressants, que les coûts sont aujourd'hui très faibles et que les versions récentes du standard (802.11p, 802.11n et 802.11r) prennent en compte la mobilité. Notons que la norme 802.11p, dans la gamme des 5,8 GHz est spécialement dédiée aux communications véhiculaires (Msadaa et collab., 2010, Paier et collab., 2010a,b, Shivaldova et collab., 2011). Les débits peuvent atteindre 54 Mbps pour le 802.11g à 5,8 GHz. Il est prévu des débits de l'ordre de 190 Mbps pour la norme IEEE 802.11n qui prend en compte les techniques

MIMO-OFDM qui permettent d'augmenter la robustesse et d'offrir des débits bien plus importants. Notons que cette norme n'est toujours pas figée. Cette solution peut être utilisée seule ou encore être combinée avec une autre technologie, par exemple, le satellite (voir tableau 1.1) ou le WiMAX (Manabe et Hojo, 2010). (Sanz et collab., 2011, Villeforceix, 2011) ont montré qu'un réseau de points d'accès WiFi, déployé seul le long des voies, est capable d'établir une connexion vers le train pour une vitesse relativement élevée dans certaines conditions. Le problème rencontré lors de la mise en œuvre du système est la connexion rapide aux différents points d'accès, aussi appelée « handover horizontal ». La portée du WiFi étant limitée, la succession des handovers peut générer des pertes de débits et de qualité le long de la ligne du train et par conséquent une chute de débit du système. Parallèlement, un autre réseau WiFi est utilisé afin de relayer les transmissions vers les terminaux mobiles à bord du train. Plusieurs travaux proposent des solutions afin d'améliorer la connectivité en améliorant les processus de handovers (Kassab, 2008, Maureira, 2011, Sethom, 2006).

1.3.2.3 La 3G

Les services assurés par un réseau de téléphonie mobile dit de 3/3.5G sont délivrés avec un débit réel attendu d'environ 1 Mbps en lien descendant (DL) et 500 kbps en lien ascendant (UL). Lorsque la mobilité est importante, le débit offert chute considérablement et il ne faut pas s'attendre à plus de 2 Mbps dans des cellules de petite taille et plutôt en zone urbaine (Cecelja, 2005, Liu et collab., 2008). La différence de débit entre lien montant et lien descendant existe de fait par construction du système conçu spécifiquement pour optimiser l'accès à Internet. Sur le lien montant, des variations de débit importantes sont observées et sont liées à différents paramètres tels que la vitesse, le nombre d'utilisateurs dans la cellule. De tels débits sont insuffisants si l'on agrège sur un seul lien tous les utilisateurs embarqués dans le train. Il est prévu que la 3G soit à terme remplacée par une nouvelle génération de systèmes plus flexibles qui feront partie de la 4G et notamment le LTE .

1.3.2.4 Le WiMAX ou les normes IEEE 802.16x

Le standard IEEE 802.16x définit un réseau sans fil de type métropolitain intéressant vu les débits annoncés et la couverture radioélectrique possible. Ce standard est aujourd'hui communément appelé WiMAX , nom désignant en réalité le consortium travaillant sur le sujet et poussant à une interopérabilité entre les différentes versions existantes. En parallèle du développement du WiMAX, les Coréens ont développé un autre réseau WMAN, le WiBRO (Wireless Broadband). Dans sa première phase, celui-ci se rapprochait du système chinois et était incompatible avec le WiMAX. Une

deuxième phase a permis d'harmoniser le WiBRO et le WiMAX. La première version 802.16 du standard parue en 2001 fonctionne dans la gamme de fréquence des 10-60 GHz pour des communications en ligne de vue. Les amendements suivants l'ont étendu à des applications sans trajet direct du signal (NLOS, Non Line Of Sight) dans la gamme de fréquence des 2-11 GHz (802.16a en 2003). La version 802.16e sortie en 2005 fonctionne dans la gamme des 2-6 GHz. Actuellement, le standard est donné en Europe pour les fréquences inférieures à 11 GHz. Ce standard prévoit trois types d'applications : les applications outdoor fixes (du type Internet haut débit sans fil), des applications outdoor-indoor fixes et des applications nécessitant de prendre en compte la mobilité. Ces trois types d'applications sont définis respectivement par les trois groupes IEEE 802.16a (2003), IEEE 802.16d (2004) et IEEE 802.16e (2006).

La principale application à laquelle le WiMAX se destine est l'offre à un accès Internet haut débit pour des zones rurales ou urbaines, en mobilité ou non. Un débit de 75 Mbps peut être atteint pour une station de base avec 20 MHz de bande et dans les meilleures conditions de propagation. Dans la réalité, des débits de 11 Mbps sont plutôt envisageables. La couverture radio maximale envisagée est de 50 km (cas idéal avec un débit réduit). Cependant, pour un environnement sans visibilité directe (NLOS), la taille typique des cellules serait de 5 à 15 km. Afin de s'adapter à un environnement NLOS, plusieurs techniques sont préconisées : l'OFDM, le découpage en sous-canaux, l'utilisation d'antennes directives, l'exploitation de la diversité en émission et en réception, l'utilisation de modulations adaptatives, les techniques de codage canal et les techniques de contrôle de la puissance. Enfin, les techniques d'accès multiples classiques FDD (Frequency Division Duplexing) et TDD (Time Division Duplexing) sont supportées. Trois couches physiques principales sont possibles :

1. Simple porteuse (Single Carrier, PHY-SCa),
2. OFDM (PHY-OFDM),
3. OFDMA (PHY-OFDMA).

Toutes les couches utilisent des techniques de multiplexage de type TDD et FDD. Elles se différencient essentiellement par la modulation et le type d'accès multiple. Les différentes couches possibles peuvent coexister et seront utilisées en fonction de l'application. Sur la couche physique PHY-SCa, l'accès multiple est géré par du TDMA. Les modulations utilisées sont variables (QPSK "Quadrature Phase Shift Keying", 16QAM "Quadrature Amplitude Modulation", 64QAM) selon la robustesse du lien souhaitée. Le codage canal est la concaténation série d'un code de Reed Solomon et d'un code convolutif qui peuvent être séparés par une opération d'entrelacement. L'utilisation des modulations codées en treillis est suggérée en option. La couche PHY-OFDMA se fonde sur une modulation OFDM mais l'accès multiple est du type OFDMA (Orthogonal Frequency Division Multiple Access). Le signal comporte 2048 sous-porteuses divisées en 32 sous-canaux. 48 sous-porteuses

sont destinées aux données. La méthode d'accès multiple revient à assigner à chaque utilisateur un jeu de sous-porteuses du signal OFDMA. Le codage canal de cette couche physique associe un code de Reed Solomon et un code convolutif. La couche PHY-OFDM est celle qui a retenu notre attention. En effet, l'utilisation de l'OFDM permet d'obtenir des débits intéressants. La couche PHY-OFDM utilise le TDMA comme technique d'accès multiple et des modulations en QPSK, 16QAM ou 64QAM (en option). Le choix de la modulation se fait en fonction du débit et de la robustesse souhaités. Cette modulation est précédée d'un codage canal. L'avantage du WiMAX est triple :

1. Il peut être intensivement déployé là où les infrastructures fixes sont inexistantes (déploiement des derniers kilomètres, complément de l'ADSL).
2. Il y a interopérabilité et compatibilité entre les divers équipements pour autant qu'ils aient la puce WiMAX intégrée.
3. Enfin, il permet de résoudre en partie les problèmes de "roaming" entre plusieurs réseaux sans subir de déconnexion.

Des études se sont intéressées récemment à l'utilisation du WiMAX pour des applications ferroviaires. Dans (Aguado et collab., 2009), le WiMAX est proposé afin de remplacer le GSM-R et assurer des communications large bande pour la vidéo surveillance depuis le train vers le sol pour des applications à grande vitesse. Les performances du système sont analysées de façon macroscopique dans le cas d'un déploiement ferroviaire grâce à l'utilisation d'un simulateur de réseaux à événements discrets, le simulateur OPNET. Dans (TrainIPSAT Project, 2003), la combinaison d'un lien WiMAX et d'un lien satellitaire a été étudiée. Notre travail de thèse reprend une partie des conclusions de cette étude. Dans (Manabe et Hojo, 2010), une solution commerciale combinant le WiMAX et le WiFi a été déployée au Japon. Le grand avantage de cette technologie est la zone de couverture potentiellement étendue par rapport à celle offerte par le WiFi, ce qui permet de limiter le nombre des handovers horizontaux entre les cellules (Manabe et Hojo, 2010). Ainsi un système dérivé du standard WiMAX apparaît être une très bonne solution pour équiper le train d'une connexion Internet permanente. Cependant, en Europe et notamment en France, le WiMAX mobile n'est pas déployé par les opérateurs qui semblent avoir préféré la 4G LTE que nous allons considérer par la suite.

1.4 Évolution des systèmes de communications mobiles

Aucune des technologies déployées aujourd'hui ne répond de façon satisfaisante au besoin de débit des applications ferroviaires ne mettant pas en jeu la sécurité des circulations. Aujourd'hui les systèmes 4G sont en cours de développement et d'expérimentation. Ils devraient supporter jusqu'à 100 Mbps pour des applications à grande mobilité et jusqu'à 1 Gbps pour une faible mobilité telles que les applications

nomades ou l'accès local sans fil. Les systèmes dits 4G viennent donc compléter les systèmes 3G et les autres systèmes radio déployés avec lesquels il existe une interopérabilité.

Deux technologies sont en concurrence : le WiMAX mobile et le LTE. Le WiMAX, soutenu surtout par l'Américain Intel, a le mérite de déjà exister et d'être déployé dans certains pays. En 2008, plus de 450 expériences ont été menées. Le but est d'apporter le haut débit non seulement aux mobiles mais aussi aux appareils fixes dans 135 pays.

L'autre technologie, le 3GPP "Long Term Evolution" (LTE) est un système cellulaire de communications mobiles de type pré-4G, récemment normalisé par le 3GPP. Il est amené à remplacer progressivement les systèmes 3G (UMTS) et 3.5G (HSPA). Des déploiements de systèmes LTE ont d'ores et déjà débuté massivement aux États-Unis et au Japon et dans certains pays européens (Scandinavie, Allemagne...). Ils devraient s'étendre dans les prochaines années, plus particulièrement sous la forme de "hot-spots" pour couvrir les zones denses urbaines mais aussi sous la forme de grandes cellules pour la couverture des zones blanches (réduction de la fracture numérique par du très-haut débit sans fil).

L'objectif du LTE est de fournir une technologie d'accès radio optimisée pour la transmission par paquets, haut débit, faible latence (inférieure à 10 ms pour la transmission d'un paquet entre le réseau et un utilisateur), et supportant des déploiements selon des bandes de fréquences flexibles allant jusqu'à la gestion du spectre dynamique et opportuniste. En parallèle, ce système s'appuie sur une architecture de réseau dont le but est de supporter des trafics hétérogènes gérant la mobilité de façon transparente ainsi que la qualité de service (QoS).

L'interface radio du système LTE met en œuvre les dernières avancées technologiques implémentables dans le monde des télécommunications sans fil. La couche physique s'appuie sur la modulation OFDM, des codes convolutifs avec des rendements de 1/3, 1/2 et 3/4, des modulations numériques QPSK, 16QAM et 64QAM. Le système supporte des allocations de spectre flexibles grâce aux techniques d'accès OFDMA (dans le sens "DL downlink", du réseau vers les terminaux) et SC-FDMA (dans le sens "UP uplink", des terminaux vers le réseau), qui permettent d'augmenter la couverture radio du lien montant et d'atteindre des pics de débits sur le lien descendant de l'ordre de 326 Mbps avec des systèmes multi-antennes de type MIMO 4 × 4 dans des bande de seulement 20 MHz de large. En outre, le LTE doit permettre une augmentation de l'efficacité spectrale d'un facteur 2 à 4 dans les cellules, ce qui permettra un usage judicieux du spectre radioélectrique tout en garantissant de très bonnes performances.

Les couches physiques du WiMAX et du LTE sont très proches. Les équipementiers envisagent d'ailleurs de fournir des appareils fonctionnant selon les deux technologies.

Le tableau 1.2 suivant compare les couches physiques du WiMAX mobile.

	Mobile WiMAX	Gigabit WiMAX
Standard	IEEE 802.16e (release 1.5)	IEEE 802.16m (release 2)
Débit descendant (DL)	70 Mbps	> 350 Mbps (4 antennes)
Débit ascendant (UL)	70 Mbps	> 200 Mbps
Vitesse de mobilité	60-120 km/h	350 km/h
Technologie	OFDM	OFDM
Date de déploiement	2008	2012
Équivalent LTE	LTE	LTE Advanced

TABLE 1.2 – Caractéristiques principales du WiMAX mobile.

Compte tenu de l'éminence du déploiement du LTE et de ses capacités ainsi que de l'intérêt de la modulation OFDM, nous avons considéré la couche physique du LTE dans la suite de ce travail et nous proposons quelques optimisations dans le contexte de la grande vitesse ferroviaire.

Dans la section suivante, nous donnons une description du canal de propagation ferroviaire grande vitesse et nous présentons ses principales caractéristiques ainsi que le modèle du canal choisi.

1.5 Choix du modèle de canal de propagation pour le ferroviaire et la grande mobilité

1.5.1 Rappel sur les caractéristiques géométriques des lignes ferroviaires

L'environnement ferroviaire dans le cas des trains à grande vitesse est un environnement particulier en comparaison aux environnements traditionnellement rencontrés dans les communications radio mobiles. En effet, les lignes à grande vitesse présentent des profils de voies spécifiques qui minimisent les courbes et les pentes de façon à autoriser des vitesses élevées. En général, plus la vitesse commerciale autorisée est élevée, plus grands seront les rayons de courbures, plus faibles seront les pentes maximales et plus grandes seront les sections de tunnels ou de zones couvertes. A titre d'exemple pour la ligne "TGV Nord" en France, où la vitesse commerciale est de 320 km/h , les rayons de courbures variant entre 4000 m et 600 m , la pente maximale est de $2,5 \%$. Les zones de transition pour les différentes pentes ont des rayons de 2500 m en moyenne, les voies occupent 13 à 14 m de large et la distance entre les axes des deux voies est égale à $4,5 \text{ m}$. De plus, afin de protéger les riverains des nuisances sonores, les voies sont entourées de tranchées anti bruit. En conséquence, ces lignes à grande vitesse sont principalement constituées de tranchées profondes, de long tunnels et de ponts et viaducs, en particulier, dans les zones

vallonnées ou montagneuses. Le long de la ligne se trouve un nombre important de pylônes métalliques qui supportent les caténaires. Cet environnement métallique est potentiellement source de masquage, en particulier dans le cas d'un lien satellite, et peut générer des multitrajets supplémentaires dans le lien terrestre (Knorz et collab., 2005).

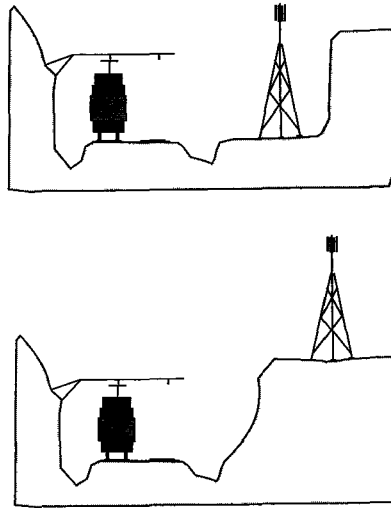


FIGURE 1.2 – Station d'émission/réception : dans les emprises ferroviaires (au-dessus), en dehors des emprises ferroviaires (au-dessous).

Il est possible de considérer deux configurations principales (cf. figure 1.2). Si la station d'émission/réception se situe loin de la tranchée, en dehors des emprises ferroviaires, la configuration du canal de propagation est alors plus ou moins semblable au cas habituel des télécommunications mobiles. Le signal est en général reçu sans trajet direct et l'écart Doppler est modéré. Les antennes sont en général des antennes omnidirectionnelles côté station fixe et côté mobile, la répartition des angles d'arrivée des signaux peut être considérée comme uniforme entre $[0, 2\pi]$ côté station fixe et côté mobile. Si la station d'émission/réception se situe près des voies, dans les emprises ferroviaires, les stations d'émission/réception le long des voies sont très proches du train (2 ou 3 m); dans cette situation, l'étalement des retards sera en général faible et la propagation peut être comparée à un modèle classique à deux rayons (Knorz et collab., 2005), donc l'effet Doppler variera rapidement au passage du train devant les antennes (Mostrain Project, 1997) et (Chennaoui, 1995).

1.5.2 Le canal de propagation radio mobile

Dans le contexte des communications sans fil avec des mobiles, le signal radio est constitué d'une infinité de rayons (ondes) qui se propagent de l'émetteur (fixe/mobile) jusqu'au récepteur (mobile/fixe) en suivant différents chemins ou trajets multiples. Les trajets multiples sont la conséquence de trois mécanismes de base qui influencent

la propagation du signal dans le canal : la réflexion, la diffraction, la diffusion. Un scénario typique de transmission est illustré sur la figure 1.3. Ainsi, entre l'émetteur et le récepteur, une infinité de trajets est possible. Le signal peut arriver en ligne directe jusqu'au récepteur ; certains rayons peuvent être, de façon aléatoire, réfléchis, diffractés, diffusés ou totalement bloqués par les bâtiments, les arbres ou d'autres obstacles de nature différente. En général, l'évanouissement (fading) se traduit par des variations de la puissance du signal en fonction du temps et de la distance entre l'émetteur et le récepteur.

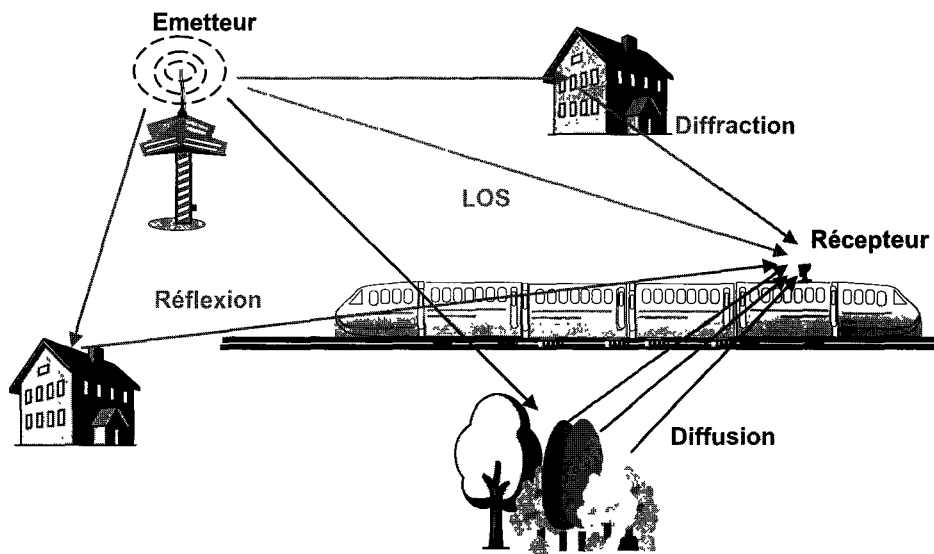


FIGURE 1.3 – Schéma de propagation en milieu radio mobile.

Il existe deux types de variations qui caractérisent généralement les fluctuations du signal dans un environnement radio mobile :

1. Les variations lentes ou variations à grande échelle : elles se manifestent lorsque la distance qui sépare l'émetteur du récepteur est importante et elles sont généralement causées par l'obstruction des ondes par les obstacles. En pratique, ces variations sont déterminées par "l'affaiblissement de parcours" (path-loss) et elles sont en général modélisées par une loi de type loi log-normale (l'amplitude du signal est exprimée en dB).
2. Les variations rapides ou variations à petite échelle sont dues à l'évolution de l'amplitude et de la phase du signal sur une courte période de temps. Elles sont la conséquence des sommes entre les différents rayons qui arrivent jusqu'au mobile et qui résultent des trajets multiples, et dépendent également de la vitesse du mobile. De ce fait, le signal reçu est une combinaison de plusieurs trajets avec des amplitudes, des déphasages, des décalages Doppler et des retards différents. Les variations rapides du signal sont caractérisées par différentes lois statistiques. Les plus couramment utilisées sont la loi de Rayleigh qui correspond à une transmission sans visibilité directe NLOS (No

Line of Sight), et la loi de Rice, qui correspond à une transmission en ligne directe LOS. Cette dernière loi fait intervenir le facteur de Rice qui correspond au rapport entre la puissance du trajet direct et la puissance des autres trajets.

1.5.2.1 Expression générale du signal reçu

Il n'existe pas de modèle universel pour exprimer le signal reçu. Plusieurs modèles existent en fonction du type de canal mais aussi du système considéré. Les modèles doivent décrire de façon la plus fidèle possible les mécanismes de propagation de l'environnement. Pour des ondes planes, le signal reçu représente la contribution de tous les trajets multiples et est donné en notation complexe par l'expression suivante :

$$y(t) = \mu(t).e^{[j(2\pi f_c t + \psi(t))]}, \quad (1.1)$$

où $\mu(t)$ est l'amplitude de $y(t)$, aussi appelée enveloppe du signal, $\psi(t)$ la phase du signal $y(t)$ et f_c la fréquence porteuse du signal.

Dans le contexte des communications sans fil avec des mobiles et par analogie avec l'optique géométrique, le signal radio est constitué d'une infinité de rayons qui se propagent de l'émetteur jusqu'au récepteur mobile en suivant différents chemins (trajets multiples). Les signaux reçus en un point donné sont la somme constructive ou destructive d'une multitude de répliques du signal émis ayant suivi des chemins différents provoquant des décalages temporels ou étalement des retards fonction de l'éloignement entre le récepteur et les obstacles et des vitesses relatives.

1.5.2.2 Étalement des retards

En présence de trajets multiples, les rayons issus de l'émetteur parviennent au récepteur avec des retards différents qui dépendent des chemins parcourus par les ondes électromagnétiques. Il est en général difficile de discriminer dans le signal reçu les différentes répliques du signal appelées "échos" ou "trajets principaux". Considérons une impulsion émise de durée égale au temps symbole T_s du système de communication considéré. Si le nombre de trajets multiples est important, l'impulsion reçue est la somme de toutes les impulsions émises arrivant avec des temps de propagation différents. L'impulsion de départ subit alors un étalement σ_τ ainsi que l'illustre la figure 1.4.

Lorsque l'étalement des retards σ_τ est faible par rapport à la durée des symboles émis T_s , toutes les contributions des trajets multiples relatives à l'émission d'un symbole donné parviennent quasiment d'une façon simultanée au récepteur, dans l'intervalle de temps réservé au symbole. Dans le cas contraire, lorsque l'étalement σ_τ est plus important (typiquement lorsque $\sigma_\tau > T_s/5$), les signaux émis arrivent en dehors de la

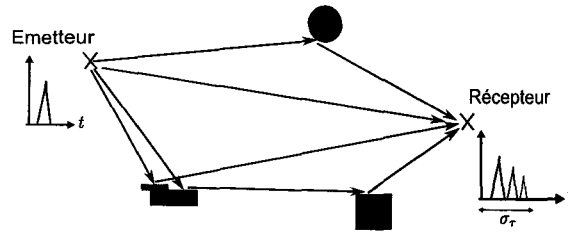


FIGURE 1.4 – Étalement des retards en présence de trajets multiples.

durée du temps symbole et interfèrent avec le ou les symboles suivants. Cet étalement des retards génère de l'Interférence Entre Symboles (IES) qui se caractérise au niveau du signal reçu par la superposition de plusieurs symboles et génère des erreurs lors de la démodulation du nouveau symbole. Afin de lutter contre l'IES, des techniques telles que l'égalisation, l'étalement de spectre (séquence directe ou saut de fréquence) ou l'OFDM sont implémentées.

La figure 1.4 montre que l'étalement des retards maximal correspond à la différence de marche maximale entre les trajets multiples du signal et dépend donc de la position des obstacles par rapport au récepteur dans le canal de propagation. En général, l'étalement des retards est faible lorsque les obstacles se situent dans l'environnement proche du mobile. Ils sont importants lorsque des obstacles significatifs existent loin du mobile.

Les conséquences de l'étalement des retards peuvent être aussi analysées dans le domaine fréquentiel à partir de la fonction de transfert du canal ou réponse du canal en fréquence. La réponse impulsionnelle est liée à la réponse du canal en fréquence par la transformée de Fourier comme nous le préciserons ultérieurement. Si la réponse impulsionnelle du canal présente un étalement σ_τ faible par rapport à la durée symbole, la fonction de transfert varie peu sur la bande de fréquence W utilisée par le système considéré. Le canal est dit "non sélectif en fréquence". Dans le cas contraire, la fonction de transfert s'annule périodiquement et le canal est dit "sélectif en fréquence". Les écarts entre les "zéros" de la fonction de transfert sont inversement proportionnels à l'étalement maximal des retards σ_τ selon la relation suivante :

$$\Delta F_{\text{zéro}} = 1/\sigma_\tau. \quad (1.2)$$

La gamme de fréquences pour lesquelles la fonction de transfert varie peu est appelée "bande de cohérence" du canal B_c . Toutes les composantes du signal dans cette gamme de fréquences sont affectées de façon similaire par les dégradations du canal de propagation. Il n'existe pas de relation générale entre la bande de cohérence du canal B_c (définie pour un coefficient de corrélation c donné) et l'étalement des retards σ_τ . Toutefois, ces grandeurs sont liées par une relation de proportionnalité :

$$B_c \propto 1/\sigma_\tau. \quad (1.3)$$

La bande de cohérence caractérise la sélectivité en fréquence du canal de propagation et correspond à la bande de fréquence pour laquelle χ , la fonction de corrélation de la fonction de transfert du canal, prend une valeur $\varsigma < 1$. La fonction de corrélation χ est définie de la façon suivante :

$$\chi(\Delta f) = \frac{E[T(f, t)T^*(f + \Delta f, t)]}{\sqrt{E[|T(f, t)|^2]E[|T(f + \Delta f, t)|^2]}}. \quad (1.4)$$

Selon les techniques de modulation ou de démodulation choisies, ς varie généralement entre 0,5 et 0,9. Des approximations de B_c selon la valeur de χ sont données par :

$$B_c = 1/50\sigma_\tau \text{ pour } \chi > 0,9 \text{ ou } B_c = 1/5\sigma_\tau \text{ pour } \chi > 0,5.$$

Si $B_p = 1/T_s$ est la bande occupée par le signal considéré, le canal de propagation est non sélectif en fréquence lorsque $B_c > B_p$.

1.5.2.3 Influence de la vitesse, effet Doppler

Le canal de propagation varie avec le déplacement des mobiles. La vitesse d'un mobile en déplacement est à l'origine de la variation de la fréquence du signal reçu. Ce phénomène est connu sous le nom d'effet Doppler. Considérons un mobile se déplaçant à une vitesse v et un signal émis à la fréquence f_c , arrivant au véhicule avec un angle d'incidence α par rapport au vecteur vitesse, comme il est illustrésur la figure 1.5. L'effet Doppler produit un décalage de la fréquence du signal reçu. Ce décalage en fréquence F_d , appelé décalage Doppler, est proportionnel à la vitesse du mobile et à la fréquence de la porteuse comme l'indique l'équation suivante :

$$F_d = \frac{f_c \cdot v}{c} \cdot \cos(\alpha), \quad (1.5)$$

où c est la vitesse de la lumière ($c = 3.10^8 m/s$), $F_{dmax} = (v/c) \cdot f_c$, la fréquence Doppler maximale, et α , l'angle d'arrivée du signal par rapport au vecteur vitesse.

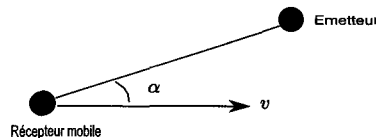


FIGURE 1.5 – Angles d'arrivée.

Pour des mobiles plus rapides qu'un piéton, et pour des fréquences de la porteuse supérieures au GHz , l'écart Doppler atteint plusieurs centaines de hertz. A titre

d'exemple, pour une vitesse du train de 350 km/h et une fréquence porteuse de 3 GHz le décalage Doppler maximal est égal à $972,22 \text{ Hz}$.

En présence de multitrajets, chaque rayon parvient au récepteur selon une direction α qui lui est propre et à laquelle correspond un décalage Doppler. Ces décalages s'étalent entre les valeurs extrêmes $-F_{dmax}$ et $+F_{dmax}$. Leur distribution correspond au spectre Doppler. L'allure du spectre Doppler dépend de la distribution des angles d'arrivée. Dans le cas d'une distribution uniforme sur $[0, 2\pi]$ pour un dipôle de Hertz, l'expression du spectre Doppler pour un environnement isotrope "classique" est donnée par 1.6 (Sadowsky et Kafedziski, 1998) :

$$S(f) = 1/\pi F_{dmax} \sqrt{1 - \left(\frac{f}{F_{dmax}}\right)^2}, \quad (1.6)$$

où f_c est la fréquence porteuse du signal et F_{dmax} , le décalage Doppler maximal. L'allure du spectre Doppler correspondant à cette expression, communément appelé "Spectre Classique" ou "Spectre de Jakes" est donnée par la figure 1.6.

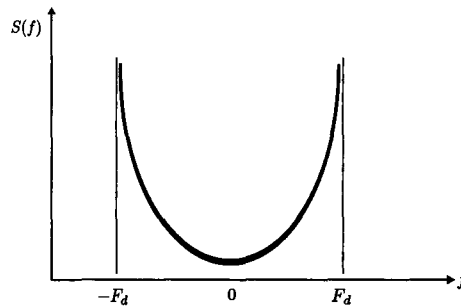


FIGURE 1.6 – Forme caractéristique du spectre de Doppler.

L'intervalle des valeurs de fréquence dans lequel $S(f)$ est différent de zéro définit la bande d'étalement Doppler B_d . Le spectre Doppler affecte le comportement du canal dans le domaine temporel.

1.5.2.4 Temps de cohérence

L'étalement Doppler traduit dans le domaine temporel une non stationnarité du canal en fonction du temps. Le signal émis est perturbé par l'étalement Doppler si les caractéristiques du canal changent dans un intervalle de temps T_c , appelé temps de cohérence. Les perturbations se manifestent plus précisément lorsque T_c est inférieur à la durée d'un symbole T_s . La dualité des espaces temps et fréquence permet de définir le temps de cohérence T_c de façon similaire à la bande de cohérence en introduisant un coefficient de corrélation d'enveloppe associé à la fonction de transfert du canal. Le temps de cohérence est en général défini comme la durée T_c

pour laquelle la fonction de corrélation du signal reçu en présence d'effet Doppler est égale à une valeur de 0,7 (Bétrencourt, 2001).

1.5.2.5 La réponse impulsionnelle

De façon générale, un système linéaire est décrit dans le domaine temporel par sa réponse impulsionnelle. Pour un canal variable au cours du temps, la réponse impulsionnelle $h(t, \tau)$ dépend du temps t et du retard τ (Parsons, 2001). Les signaux d'entrée $x(t)$ et de sortie $y(t)$ du canal sont reliés par un produit de convolution 1.7 et 1.8.

$$y(t) = h(t, \tau) * x(t), \quad (1.7)$$

soit

$$y(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} h(t, \tau).x(t - \tau).d\tau. \quad (1.8)$$

La réponse impulsionnelle du canal de propagation caractérise le canal radio dans le domaine temporel. Elle contient toutes les informations nécessaires à la simulation des transmissions radio dans un canal. Dans le cas où les symboles émis sont représentés par des suites d'impulsions périodiques, une représentation de la réponse impulsionnelle complexe en bande de base est donnée par la relation 1.9 introduite par (Turin, 1980) :

$$h(t, \tau) = \sum_{i=0}^{\infty} \mu_i(t).e^{j\psi_i(t)}. \delta(t - \tau_i), \quad (1.9)$$

où $\mu_i(t)$ est l'amplitude associée au retard τ_i et à la phase ψ_i .

Cette représentation concerne généralement les variations à petite échelle du signal. Dans ce cas, les coefficients $a_i(t)$ représentent les variations rapides du signal et suivent une distribution de Rayleigh ou de Rice selon qu'il y a ou non un trajet principal entre l'émetteur et le récepteur.

Le cas échéant, la variation temporelle du canal doit prendre en compte l'effet Doppler associé à chaque trajet. Cela nécessite la connaissance du spectre Doppler qui dépend, comme nous l'avons vu précédemment, de la vitesse du mobile et de la distribution des angles d'arrivée.

Les variations de la réponse impulsionnelle en fonction du temps pour des vitesses de train de $v = 43,2 \text{ km/h}$ et $v = 216 \text{ km/h}$ (qui sont équivalentes respectivement à des fréquences Doppler de 100 Hz et 500 Hz) sont représentées sur la figure 1.7. La réponse impulsionnelle du canal varie plus rapidement dans le temps pour de grandes vitesses que pour des vitesses faibles.

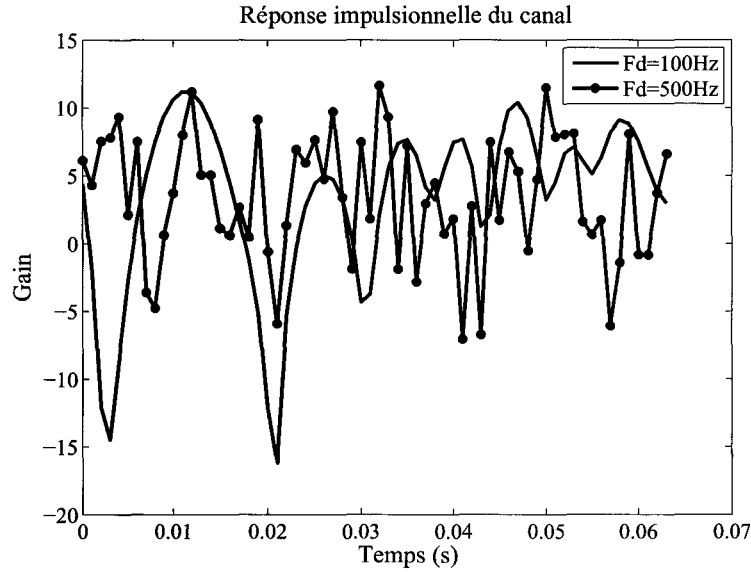


FIGURE 1.7 – Réponse impulsionnelle du canal à des vitesses $v_m = 43,2 \text{ km/h}$ et $v_m = 216 \text{ km/h}$.

1.5.2.6 La fonction de transfert

La description d'un canal de propagation est également possible dans le domaine fréquentiel par l'intermédiaire d'une réponse fréquentielle variant au cours du temps. La fonction de transfert $H(f, t)$ correspond à la réponse du canal en fréquence lorsqu'il est excité à un instant t par une sinusoïde pure de fréquence f . Les fonctions h et H sont reliées par la transformée de Fourier selon l'équation :

$$h(t, \tau) = \int_{-\infty}^{+\infty} H(f, t) \cdot e^{(j2\pi f\tau)} df. \quad (1.10)$$

En notant $Y(f)$ et $X(f)$ les transformées de Fourier respectives de $y(t)$ et $x(t)$, la relation entre le signal reçu et le signal émis dans le domaine fréquentiel est donnée par :

$$Y(f) = H(f, t) \cdot X(f). \quad (1.11)$$

1.5.2.7 Fonction d'autocorrélation de la réponse impulsionnelle

Une autre façon d'évaluer l'effet de la vitesse dans le canal consiste à considérer les fonctions d'autocorrélation et d'intercorrélations des composantes en phase et en quadrature de phase du signal reçu. Cette grandeur permet de quantifier l'influence de la vitesse sur les caractéristiques statistiques du canal : taux d'erreurs, longueur des blocs d'erreurs, statistique d'apparition. L'efficacité des techniques

de codage/décodage et d'entrelacement mises en œuvre dans les systèmes de télécommunication sans fils dépend fortement de la vitesse du mobile (Belkasmi et Aitidir, 2002) et donc de ces grandeurs. L'étude de (Chu et Stark, 2000) a aussi montré que les performances globales du système dépendent de la fonction de corrélation du canal. Cette fonction est souvent utilisée afin de vérifier la convergence des simulateurs de canal théoriques vers les statistiques d'évanouissement réelles.

L'expression de la fonction d'autocorrélation de la réponse impulsionnelle du canal a été établie par Clarke dans le cas d'un récepteur mobile dans un environnement isotrope (Clarke, 1968) :

$$R(\tau) = \sigma^2 J_0(2\pi F_d \tau), \quad (1.12)$$

où σ^2 est la puissance moyenne des évanouissements pour une distribution donnée, J_0 est la fonction de Bessel d'ordre zéro et F_d est la fréquence Doppler maximale. Cette fonction théorique est représentée sur la figure 1.8 en fonction de la fréquence Doppler normalisée $F_d T_s$ où F_d est le décalage Doppler et T_s le temps symbole considéré.

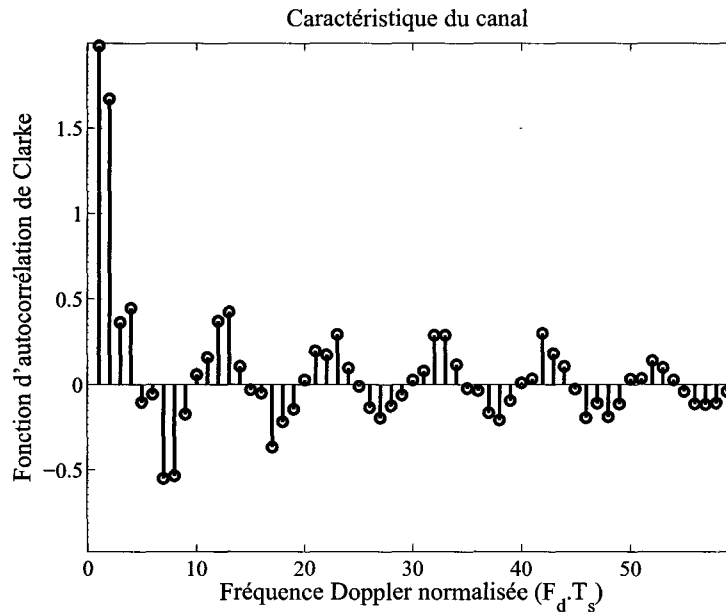


FIGURE 1.8 – Fonction d'autocorrélation théorique de Clarke.

1.5.3 Choix du modèle de canal : le modèle de Zheng

Depuis ces 30 dernières années, il existe dans la littérature des approches différentes pour la modélisation et la simulation de canaux radio mobiles (Aulin, 1979, Braun et Dersch, 1991, Clarke, 1968, Fechtel, 1993, Gans, 1972, Hoehner, 1992, Jakes, 1994, Saleh et Valenzuela, 1987). Le modèle de Clarke (Clarke, 1968), qui constitue le

modèle mathématique de référence, et la version simplifiée de Jakes (Jakes, 1994) sont les modèles les plus largement utilisés pour modéliser les variations du signal dans les canaux dits à évanouissements de Rayleigh. Dans ces modèles, les délais entre les différentes composantes du signal sont quasiment égaux et les signaux sont supposés arriver au même moment avec des différences de phase. Plusieurs techniques de modélisation statistique existent. Toutes s'appuient sur le principe selon lequel le signal reçu est la somme de tous les trajets arrivant au récepteur. Dans la première famille de modèles, le signal complexe reçu est exprimé comme une somme de sinusoides (Patzold, 2002, Xiao et collab., 2006, Zheng et Xiao, 2002). Le nombre de sinusoides et leurs caractéristiques en phase et en fréquence distinguent les différents modèles et permettent de traduire l'effet de la vitesse. Dans la deuxième famille, le signal complexe reçu est obtenu à partir de sommes en phase et en quadrature de séquences gaussiennes auxquelles sont appliqués des filtres Doppler qui permettent de traduire l'influence de la vitesse (Baddour et Beaulieu, 2005, Iskander, 2008, Jeruchim et collab., 2000, Komninakis et Kirshman, 2004, Smith, 1975, Young et Beaulieu, 2000). La troisième approche considère la méthode IFFT décrite dans (Smith, 1975), (Young et Beaulieu, 2000). Le simulateur multiplie d'abord une série de variables complexes gaussiennes par un masque en fréquence qui correspond à la racine du spectre Doppler. Il opère ensuite une transformation dans le domaine fréquentiel grâce à la IFFT. Cette méthode est une des plus efficaces mais elle demande de générer et de stocker tous les coefficients du canal en même temps, ce qui exclut son utilisation pour des transmissions continues sur de longues périodes de simulation.

Statistiquement, les signaux issus du simulateur doivent satisfaire certaines conditions en lien avec le comportement en fréquence et la variabilité temporelle. Les performances de ces simulateurs sont donc évaluées en les comparant aux grandeurs issues du modèle de Clarke : ces grandeurs sont la densité de probabilité (PDF), la fonction de distribution cumulative (CDF), la fonction d'autocovariance, le "level crossing rate" (LCR) (Rice, 1944, 1945) et la durée moyenne des fadings rapides (ADF) (Jakes, 1994), ainsi que les fonctions d'autocorrélation et d'intercorrélacion des composantes en phase et en quadrature de phase du signal reçu.

Les fonctions d'autocorrélation et d'intercorrélacion du modèle de Jakes ne convergent pas vers celles du modèle de Clarke (Chennaoui, 1995) (voir la figure 1.9). Plusieurs modifications du modèle de Jakes ont été proposées dans la littérature notamment dans (Dent et collab., 1993, Guan et Li, 2000, Patzold et collab., 2000, 1998, Patzold et Laue, 1998, Pop et Beaulieu, 2001, Zheng et Xiao, 2002). Les auteurs ont mis en évidence que les caractéristiques statistiques du modèle de Jakes (méthode déterministe) ne correspondent pas à celles du modèle de référence. Il existe des modifications du simulateur de Jakes dans (Aulin, 1979, Braun et Dersch, 1991, Jakes, 1994, Saleh et Valenzuela, 1987).

(Pop et Beaulieu, 2001) ont montré que le simulateur de Jakes est non stationnaire

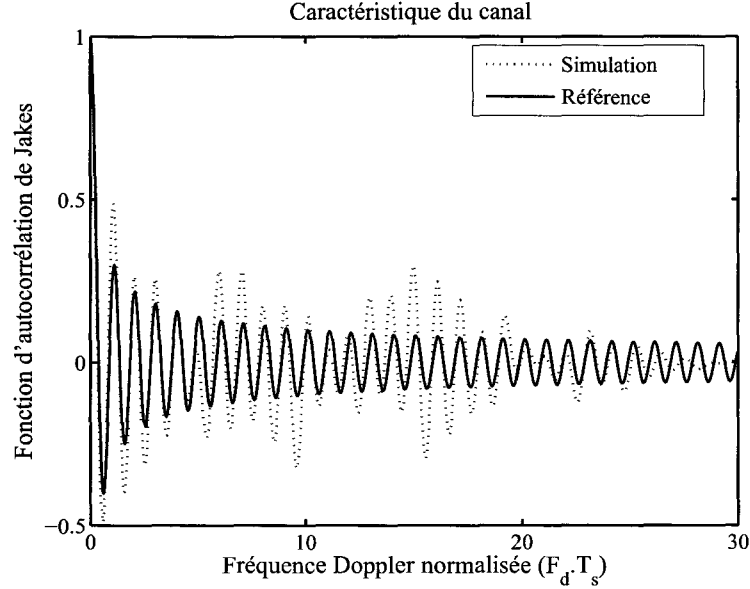


FIGURE 1.9 – Autocorrélation du simulateur de Jakes.

au sens large dans certains cas et ont proposé des modifications. Cependant, bien que le nombre de sinusoïdes considéré soit proche de l'infini, les statistiques d'ordre supérieur de ce simulateur ne suivent pas les statistiques théoriques du modèle de Clarke. Ceci a été également montré dans (Dent et collab., 1993, Fechtel, 1993). (Xiao et collab., 2006) ont proposé un nouveau modèle de somme de sinusoïdes pour un canal à évanouissements de Rayleigh qui génère un signal non déterministe dont les propriétés statistiques convergent vers celles du modèle de Jakes même avec un faible nombre de sinusoïdes. Ce modèle a aussi été choisi dans les travaux de (Chennaoui, 1995) (cf figure 1.10).

Les équations suivantes donnent le processus d'évanouissement de ce simulateur :

$$Z(t) = Z_c(t) + jZ_s(t) \quad (1.13)$$

$$Z_c(t) = \frac{2}{\sqrt{N_s}} \sum_{n=1}^{N_s} \cos(\omega_d t \cos \alpha_n + \psi_n) \quad (1.14)$$

$$Z_s(t) = \frac{2}{\sqrt{N_s}} \sum_{n=1}^{N_s} \cos(\omega_d t \sin \alpha_n + \psi_n) \quad (1.15)$$

$$\alpha_n = \frac{2\pi n - \pi + \theta}{4N_s}, \quad (1.16)$$

où $\omega_d = 2\pi F_d$. α_n ; ψ_n et θ sont des variables aléatoires statistiquement indépendantes et uniformément distribuées (i.i.d) sur $[-\pi, \pi]$ pour tout nombre

de sinusoides N_s , et α_n et ψ_n représentent respectivement l'angle d'arrivé selon la direction du mouvement du récepteur et la phase initiale.

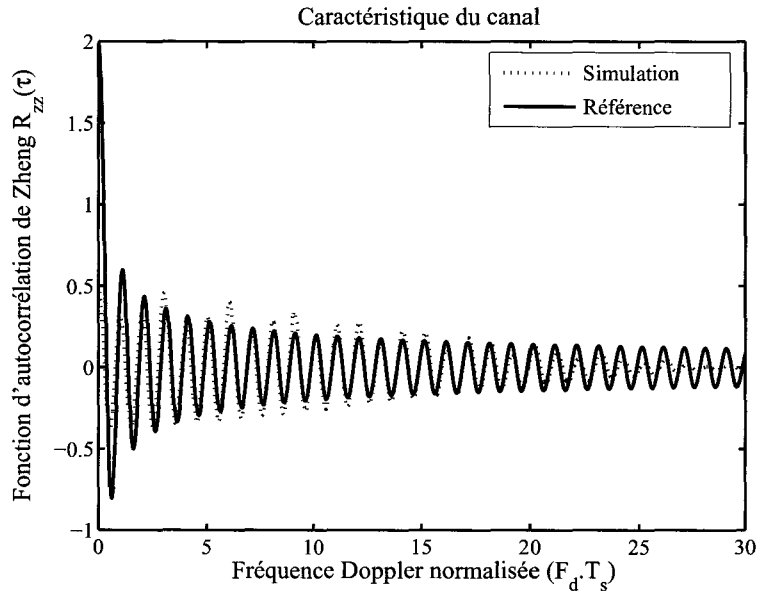


FIGURE 1.10 – Autocorrélation de $Z(t)$.

1.5.4 Le modèle de canal large bande

Dans le cas de simulation du canal à large bande, la réponse impulsionnelle générée est la combinaison de plusieurs processus d'évanouissement rapide ayant des délais déterminés devant rester les plus décorrélés possibles. Un modèle de simulation a été proposé par (Suzuki, 1977), il consiste à modéliser le canal comme un filtre linéaire de réponse impulsionnelle variable dans le temps et donnée par :

$$h(t) = \sum_{l=0}^{\infty} \mu_l \cdot \delta(t - \tau_l) \cdot e^{(j\psi_l)}, \quad (1.17)$$

où μ_l , τ_l et ψ_l sont respectivement l'amplitude, le retard et la phase uniformément distribués sur $[-\pi, \pi]$.

Une autre méthode très employée consiste à modéliser le canal large bande par une ligne à retards (wide band tapped delay line model) comme l'illustre la figure 1.11. Le signal reçu est bien la somme de plusieurs répliques du signal statistiquement indépendantes avec des retards différents. Ce modèle est proposé pour le standard IEEE 802.20 qui doit permettre la transmission à des débits élevés en temps réel vers des mobiles se déplaçant jusqu'à 250 km/h. Ceci rendra intéressant le déploiement de ce standard dans les communications pour les trains à grande vitesse.

Dans le cas de notre application, le canal large bande peut être simulé en modélisant

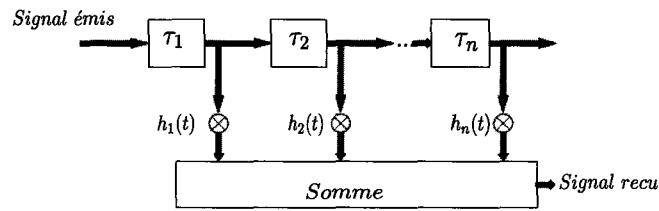


FIGURE 1.11 – Modélisation de type ligne à retards.

chaque trajet par un processus stochastique à valeurs complexes. La densité spectrale de puissance de ce processus est donnée par un spectre Doppler dont les caractéristiques prennent en compte la vitesse du mobile et le type d’environnement considéré, notamment nous pouvons ici réutiliser le modèle de Zheng sur chaque trajet individuel.

1.6 La chaîne de transmission choisie

Nos travaux de thèse s’inscrivent dans une démarche générale visant à contribuer à la définition, la spécification et l’expérimentation de liens de communications très haut débit vers et depuis les trains à grande vitesse, disponibles à la fois pour les opérateurs de trains et pour les clients. Notre but est de contribuer à la conception d’émetteurs/récepteurs adaptés à la problématique des trains à grande vitesse réalisant un bon compromis performances-complexité à des coûts de réalisation raisonnables. Ainsi, nous proposons deux voies d’amélioration qui constituent les principales contributions de la thèse. Tout d’abord nous étudions un système de communication OFDM qui repose sur l’utilisation des sous-porteuses pilotes dynamiques en s’appuyant sur la couche physique du standard LTE. Cette solution repose sur un positionnement original des sous-porteuses pilotes d’un symbole OFDM à un autre afin de balayer complètement le spectre d’une façon dynamique. Ensuite, nous considérons les avantages que peut apporter un système coopératif. Grâce à la coopération entre les mobiles. Le réseau des mobiles est considéré comme un système avec plusieurs antennes virtuelles (diversité fréquentielle). Le but est alors de proposer des méthodes d’estimation de canal supervisées pour les récepteurs OFDM à grande mobilité. Elles peuvent être utilisées dans le futur standard de la norme 4G afin d’améliorer les performances globales du système.

Dans le système de communications proposé, les données numériques subissent plusieurs transformations avant d’être transmises, et une autre série de transformations est effectuée dans le récepteur afin d’obtenir à nouveau les données numériques envoyées. Le schéma ci-dessous résume l’ensemble des étapes que subit le signal, que nous allons décrire dans les chapitres suivants.

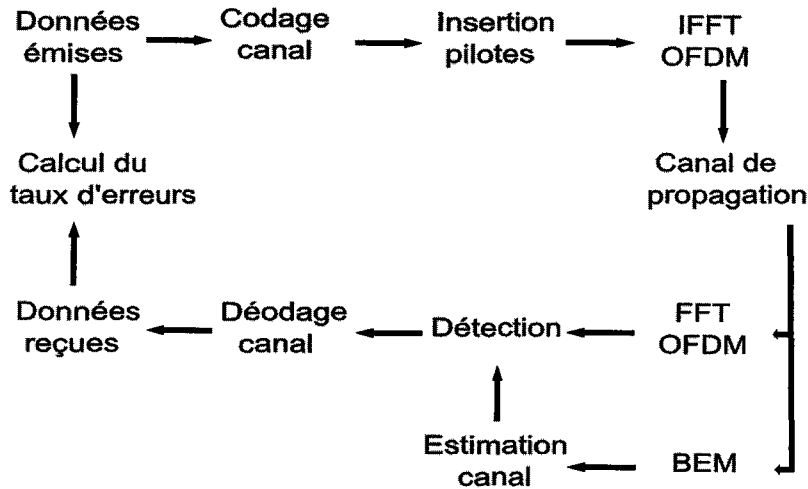


FIGURE 1.12 – Schéma synoptique du système de communication proposé.

1.7 Conclusion

Dans ce premier chapitre, nous avons d’abord présenté les différents développements de services d’Internet à bord des trains déployés par les opérateurs. Toutes les solutions proposées utilisent différentes technologies afin de partager une connexion Internet avec un point d’accès à bord du train. Certaines solutions utilisent une connexion hétérogène (par exemple le satellite + un lien terrestre). D’autres solutions utilisent le concept d’une communication radio train-sol avec seulement un réseau déployé le long des rails (un réseau WiFi (Sanz et collab., 2011)). Nous avons ensuite brièvement rappelé les caractéristiques des différentes technologies rencontrées dans les projet d’Internet à bord du train, à savoir un lien de communication par satellite, ou un lien terrestre assuré par un réseau 3/3,5G, WiFi ou WiMAX. Nous avons insisté plus particulièrement sur les caractéristiques de la couche physique des standards WiMAX et LTE sur laquelle nous allons appuyer nos travaux. Dans la dernière partie du chapitre, nous avons décrit les caractéristiques des canaux radio mobiles et la spécificité des canaux ferroviaires à grande vitesse et l’effet de la mobilité. Les différentes solutions possibles pour la modélisation des canaux à évanouissements de Rayleigh ont été rappelées. Ce qui nous a conduit à choisir le modèle de Zheng dont les caractéristiques statistiques sont proches du modèle théorique de Clarke (Chennaoui, 1995). Ce qui permet de pouvoir simuler des transmissions de plus longue durée.

L’OFDM est un élément clé de la couche physique du WiMAX et du LTE. Dans le chapitre suivant, nous allons donc présenter les principales caractéristiques de l’OFDM et le système considéré dans la thèse. Nous analyserons notamment les problèmes rencontrés par la technique OFDM dans un milieu avec une forte mobilité.

Chapitre 2

Modulation multiporteuses et effets du canal de propagation radio mobile

Sommaire

2.1	Introduction	31
2.2	Modulations multiporteuses	32
2.2.1	Orthogonalité	32
2.2.2	Préfixe cyclique	33
2.2.3	Avantages et inconvénients de l'OFDM	35
2.2.4	Modèle du système OFDM	36
2.3	Dégradations des signaux liées au canal de propagation radio mobile	38
2.3.1	Introduction	38
2.3.2	Résultats de simulation	38
2.4	Effet Doppler et interférences entre porteuses	41
2.4.1	Décalage fréquentiel	43
2.4.2	Modélisation par fonctions de base étendues d'un canal variant dans le temps	44
2.5	Conclusion	47

2.1 Introduction

Ce chapitre a pour but d'introduire les modulations multiporteuses, leurs caractéristiques principales ainsi que les effets du canal de propagation radio mobile dans le cas particulier du contexte ferroviaire à grande vitesse. Aujourd'hui, plusieurs standards de communication reposent sur la technique de transmission OFDM, en particulier en raison de la simplicité de l'étape d'égalisation du canal, et donc de la possibilité de transmettre avec plus d'efficacité des données sur des canaux multitrajets. Le principe fondamental de l'OFDM a été proposé par Chang en 1966 (Chang, 1966). Néanmoins, à cette époque, cette idée n'a pas eu de succès du fait de la complexité élevée de la mise en œuvre des oscillateurs analogiques nécessaires. En 1971, Weinstein et Ebert ont surmonté le problème en proposant l'utilisation de la IFFT/FFT (Inverse Fast Fourier Transform) pour les systèmes multiporteuses (Weinstein et Ebert, 1971). Par la suite, la modulation OFDM est devenue la technique la plus utilisée dans les normes les plus récentes des systèmes de communication. On peut citer à titre d'exemple : la diffusion numérique en audio et vidéo (DAB et DVB), les transmissions filaires haut débit (ADSL et ses dérivés à savoir HDSL et VDSL), les normes sans fil WMAN (Wireless Metropolitan Area Network) telles que les différentes versions de l'IEEE 802.16x dont le WiMAX et les normes WLAN WiFi 802.11 (versions a, g, n)).

La modulation OFDM est considérée comme une forme de multiplexage en fréquence (FDM, Frequency Division Multiplexing). La propriété principale de cette forme de multiplexage FDM est que chaque sous-porteuse (fréquence) est orthogonale avec toutes les autres sous-porteuses. Mais l'OFDM est différent du FDM à plusieurs égards. Alors que le FDM exige généralement l'existence d'une bande fréquentielle de garde entre les fréquences de façon à ce qu'elles n'interfèrent pas les unes avec les autres, l'OFDM permet aux spectres des sous-porteuses de se chevaucher parce qu'ils sont orthogonaux grâce au choix judicieux des formes d'ondes des sous-porteuses et ainsi les spectres n'interfèrent pas entre eux. Le besoin global de spectre est ainsi réduit en raison de la superposition possible des porteuses. Cependant, les systèmes OFDM sont très sensibles aux décalages fréquentiels des sous-porteuses (Carrier Frequency Offset, CFO) causés notamment par l'effet Doppler. En effet, les variations aléatoires dans le temps créées par le canal radio mobile détruisent l'orthogonalité des sous-porteuses et engendrent après la transformée de Fourier discrète (FFT), des interférences entre sous-porteuses (IEP). Ce problème peut réduire considérablement les performances du système, d'où la nécessité de la mise en œuvre des techniques efficaces de détection des décalages en fréquence ou CFO et d'annulation de ces interférences.

Ce chapitre est organisé comme suit. Dans la première section, nous présentons les caractéristiques principales des systèmes OFDM et le modèle mathématique

considéré. Nous décrivons ensuite les dégradations du système OFDM liées à la mobilité. Dans la deuxième partie, nous introduisons la modélisation du canal par un développement en fonctions de base (BEM). Cette technique est particulièrement utile afin de suivre les variations temporelles du canal. Enfin, nous concluons ce chapitre.

2.2 Modulations multiporteuses

Dans un système de modulation à porteuse unique, les données sont transmises en série sur le canal en modulant une seule fréquence à une rapidité de modulation (vitesse) de R symboles par seconde (appelée Bauds). La période du symbole de données est alors égale à $T_s = 1/R$. L'idée de base de la modulation multiporteuses consiste à diviser la largeur de bande disponible du canal B_p en un nombre N de sous-bandes, fréquemment appelées sous-porteuses. Comme le montre la figure 2.1, chacune de ces sous-porteuses a une largeur en fréquence $\Delta f = B_p/N$. Au lieu de transmettre les symboles des données en série à une vitesse R , un émetteur multiporteuses partitionne le flux de données avec des blocs de N symboles de données qui sont transmis en parallèle en modulant les N sous-porteuses. La durée du symbole pour une modulation multiporteuses est alors $T_s = N/R$. L'un des principaux avantages de l'utilisation d'une modulation multiporteuses réside dans le fait que les interférences entre les symboles (ISI, Inter Symbols Interference) sont réduites lorsque le nombre de sous-porteuses N augmente. Dans un canal multitrajets à évanouissement, des ISI peuvent apparaître à cause du fait que le temps d'étalement du canal est important par rapport à la période du symbole. Si une modulation à porteuse unique est utilisée, un égaliseur complexe est toujours nécessaire pour compenser la distorsion introduite par le passage dans le canal. La modulation multiporteuses simplifie l'opération d'égalisation en la réduisant à de simples opérations de multiplication dans le domaine des fréquences.

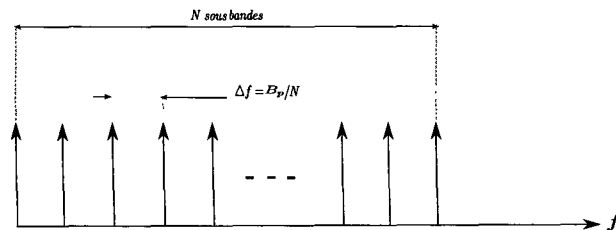


FIGURE 2.1 – Bande passante divisée en N sous-bandes.

2.2.1 Orthogonalité

Afin d'assurer une bonne efficacité spectrale, les formes d'onde des sous-porteuses doivent présenter des spectres qui se chevauchent. Néanmoins, afin de permettre la

séparation simple de ces spectres au niveau récepteur, ils doivent être orthogonaux. L'orthogonalité entre les sous-porteuses est une propriété qui permet aux signaux d'être parfaitement transmis sur un canal commun et d'être détectés sans interférence (Talbot et Boroujeny, 2007). L'orthogonalité dépend de la forme d'onde des sous-porteuses. La perte de l'orthogonalité cause la perte d'information entre ces signaux et la dégradation de la qualité de communication (Garcia et Oberli, 2009).

Un ensemble de fonctions sont orthogonales les unes aux autres si elles satisfont à la condition de l'équation 2.1 :

$$\int_0^T \phi_\beta(t) \cdot \phi_j(t) \cdot dt = \begin{cases} C & \text{si } \beta = j \\ 0 & \text{si } \beta \neq j \end{cases} \quad (2.1)$$

En outre, un cas général des formes d'ondes $\psi(t)$ orthogonales est donné par :

$$\phi_k(t) = \begin{cases} \frac{1}{\sqrt{T_s}} \exp(j2\pi f_k t) & \text{si } t \in [0, T_s] \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (2.2)$$

avec $f_k = f_0 + k \cdot \Delta f$ pour $k = 0, 1, \dots, N - 1$.

Dans l'équation 2.2, f_k représente la fréquence de la sous-porteuse, et f_0 est la plus faible fréquence utilisée, correspondant à l'indice $k = 0$. L'espacement fréquentiel entre les porteuses doit donc satisfaire la relation $\Delta f = 1/T_s$, où T_s est le temps du symbole décrit ci-dessus. Dans l'exemple de la figure 2.2, chaque sous-porteuse OFDM a une réponse fréquentielle de type *Sinc(x)*. La forme *Sinc* a un lobe principal étroit avec de nombreux lobes secondaires qui diminuent lentement en s'éloignant du centre. Chaque porteuse présente un pic sur sa fréquence centrale et elle est uniformément nulle à des intervalles espacés d'un écart de fréquence égal à l'espacement entre les porteuses. Un système OFDM à base d'ondelettes a été étudié par (Boukour, 2005) afin d'améliorer l'efficacité spectrale du système. (Kumbasar et Kucur, 2009, Sadough et collab., 2006, Sadough et Jaffrot, 2005) ont réalisé d'autres travaux sur l'OFDM à base d'ondelettes afin d'estimer le canal.

2.2.2 Préfixe cyclique

L'envoi d'un signal à travers un canal dispersif cause des interférences entre les symboles (ISI). Pour une bande passante d'un système OFDM donné, le débit du symbole pour un signal OFDM est beaucoup plus faible que celui d'une transmission mono-porteuse. Le débit symbole est N fois plus faible parce que la bande passante du système OFDM est divisée en N sous-porteuses. Ce faible débit rend le symbole

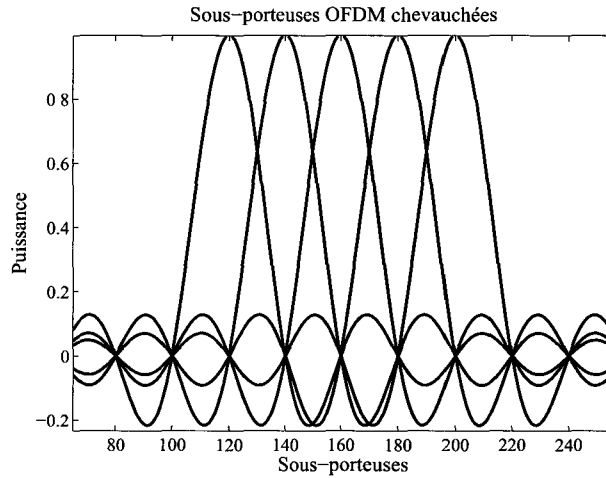


FIGURE 2.2 – Le spectre du signal OFDM.

OFDM naturellement résistant aux effets de l'ISI causés par la propagation à trajets multiples (Garcia et Oberli, 2009).

Les multitrajets arrivent au récepteur à des moments différents après leurs diffusion. Ils provoquent donc des pertes d'énergie entre les symboles OFDM (Toeltsch et Molisch, 2000). Par ailleurs, dans un signal OFDM, l'amplitude et la phase d'une sous-porteuse doivent rester constantes sur la période du symbole afin de maintenir l'orthogonalité des sous-porteuses. Sinon, il se produit une perte de synchronisation des fréquences qui provoque des IEP (Interférences Entre Porteuses) (Shigang et collab., 2007). Afin de lutter contre les effets des ISI sur un signal OFDM, une période de garde est ajoutée au début de chaque symbole. Cette période de garde, que l'on appelle le préfixe cyclique (CP, Cyclic prefix), est une copie de la dernière partie du symbole OFDM, étendant ainsi la longueur de la forme d'onde du symbole (Shigang et collab., 2007). La figure 2.3 illustre la structure d'un symbole OFDM. Le CP est ajouté au symbole transmis et il est ensuite supprimé au niveau du récepteur avant la démodulation. La durée totale du symbole est alors égale à $T_s = T_g + T_u$, où T_s est la durée qui correspond à la longueur totale du symbole en échantillons, T_g est la durée de la période de garde (PC en échantillons), et T_u est la durée utile du symbole, ce qui correspond à la taille de la transformée de Fourier ($FFT/IFFT$) utilisée pour générer le signal OFDM (Garcia et Oberli, 2009).

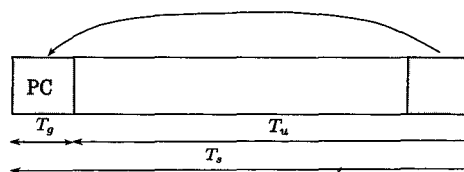


FIGURE 2.3 – L'ajout du préfixe cyclique au symbole OFDM.

L'avantage du préfixe cyclique est double. Tout d'abord, il évite les effets des ISI

en agissant comme une bande de garde entre deux symboles successifs. De plus, il convertit la convolution linéaire du symbole avec la réponse impulsionnelle du canal en une convolution cyclique. Toutefois, la longueur du préfixe cyclique doit être choisie avec soin. Il doit aussi être au moins plus grand que la longueur de la réponse impulsionnelle du canal et il doit être aussi petit que possible parce que l'énergie transmise augmente avec la longueur du symbole, ce qui provoque une perte du rapport signal à bruit (SNR Signal to Noise Ratio). L'équation 2.3 donne les pertes du SNR dues à l'insertion du PC. Enfin, l'efficacité spectrale en *bit/sec/Hz* diminue également avec l'ajout d'un PC. Cette diminution est exprimée par $R = (1 - T_g/T_s)$.

$$SNR_{perte} = -10 \log_{10} \left(1 - \frac{T_g}{T_s}\right). \quad (2.3)$$

2.2.3 Avantages et inconvénients de l'OFDM

La modulation OFDM présente des avantages et des inconvénients que nous décrivons maintenant.

Cette technique permet de lutter contre les trajets multiples avec évanouissement en minimisant l'Interférence Entre Symboles et offre des débits binaires suffisamment élevés (Shigang et collab., 2007). L'encombrement spectral est optimisé grâce à l'orthogonalité des sous-porteuses et l'égalisation fréquentielle est réalisée de façon très simple (on considère que le canal est invariant localement sur chaque sous-porteuse) (Chang, 1966).

Cependant, les caractéristiques temporelles du signal OFDM sont à l'origine des principaux inconvénients rencontrés, tels que les problèmes de synchronisation émetteur/récepteur. Les décalages en fréquence (offset) entre les oscillateurs RF locaux ainsi que le décalage fréquentiel dû à l'effet Doppler génèrent une translation fréquentielle qui perturbe l'orthogonalité des sous-porteuses. L'échantillonnage ne se fait plus sur les maxima de chaque sous-porteuse, ce qui engendre des interférences entre les sous-porteuses (IEP).

Afin de remédier à ce problème, le récepteur OFDM doit inclure un système d'estimation et de correction d'offset afin que la fréquence d'échantillonnage soit corrigée (Young-Chai et Jeong, 2002). De nombreux travaux s'intéressent aux solutions possibles pour estimer séparément les CFO et le canal (Bolcskei, 2001, Chiavaccini et Vitetta, 2004). Néanmoins, il est maintenant connu que les systèmes qui traitent conjointement le problème offrent les meilleures performances (Ghogho et collab., 2009, Nguyen-Le et Le-Ngoc, 2010, Simon et collab., 2011).

En outre, un signal de type OFDM présente de fortes fluctuations d'enveloppe et donc un Peak-to-Average Power Ratio (PAPR) suffisamment élevé. Cela exige une grande linéarité de l'amplificateur de puissance, ce qui est incompatible avec une

consommation optimisée pour une application mobile (Boukour, 2005). Il s'avère alors indispensable d'utiliser des techniques de linéarisation pour l'amplificateur ou des techniques de réduction du PAPR pour le signal OFDM (Anh et collab., 2010, Mahafeno et collab., 2009, Muller et Huber, 1997).

2.2.4 Modèle du système OFDM

Les signaux OFDM sont généralement générés numériquement du fait de la difficulté de créer de grands nombres d'oscillateurs et de récepteurs dans le domaine analogique (Chang, 1966). La figure 2.4 montre le schéma d'un système OFDM. Dans l'émetteur, le flux de données est regroupé en blocs de N symboles de données, dits symbole OFDM i et ils sont représentés par les vecteurs $X_i(k)$ (indice de fréquence k , symbole OFDM i). Ensuite, une IFFT qui remplace le banc de filtres analogiques, est effectuée sur chaque bloc de données de symboles et un préfixe cyclique de longueur N_g est ajouté :

$$S_i(t) = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N X_i(k) \cdot e^{j2\pi \cdot f_k \cdot t}, \quad (2.4)$$

où $X_i(k)$ représente des données complexes (*MPSK* ou *MQAM*) modulant la fréquence (f_k), et $f_k = k/T_u$, T_u est la durée utile du symbole OFDM (sans le préfixe cyclique PC). En échantillonnant le signal continu $S_i(t)$ à l'instant T_s ($t = n \cdot T_s$ et $T_u = N \cdot T_s$) on obtient la relation suivante :

$$S_i(n) = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N X_i(k) \cdot e^{j2\pi \frac{n \cdot k}{N}} \quad \text{avec, } n = 1, \dots, N. \quad (2.5)$$

Le signal reçu est généralement la somme d'une convolution de la réponse impulsionnelle du canal $h(n)$ avec le signal émis $S_i(n)$ et un bruit blanc additif gaussien $V_i(n)$. Il est implicitement supposé que l'émetteur et le récepteur sont parfaitement synchronisés :

$$Y_i(n) = \sum_{l=1}^L h_l(n) \otimes S_i(n-l) + V_i(n), \quad (2.6)$$

où \otimes est le symbole de l'opérateur de la convolution circulaire et les $v_i(n)$ sont les échantillons du bruit blanc additif gaussien (AWGN).

Au niveau du récepteur, le préfixe cyclique est supprimé et les symboles de données $Y_i(k)$ sont obtenus en effectuant l'opération FFT. En outre, les symboles de données transmis $X_i(k)$ sont estimés à partir des symboles de données reçues $Y_i(k)$ en utilisant un simple égaliseur (par exemple égalisation de type zéro forcing ZF).

$$Y_i(k) = H_i(k).X_i(k) + V_i(k) \text{ Avec, } k = 1, \dots, N. \quad (2.7)$$

La forme générale de l'OFDM sur un canal invariant sur plusieurs symboles OFDM peut s'exprimer par l'équation 2.7. Cependant, dans des canaux à évanouissement rapides, le canal est considéré comme variable pendant la durée d'un symbole OFDM et l'ensemble du système peut alors être écrit sous la forme matricielle suivante (en omettant les indices) :

$$\mathbf{Y} = \mathbf{H}.\mathbf{X} + \mathbf{V} = \mathbf{F}\mathbf{H}^t\mathbf{F}^H.\mathbf{X} + \mathbf{V}, \quad (2.8)$$

où $\mathbf{Y} = \mathbf{Y}(i, k)$, $\mathbf{X} = \mathbf{X}(i, k)$, $\mathbf{V} = \mathbf{V}(i, k)$, \mathbf{H}^t et \mathbf{H} représentent les matrices du canal respectivement dans les domaines temporel et fréquentiel pour chaque symbole OFDM, et \mathbf{F} est la matrice de transformée de Fourier rapide de taille $N \times N$:

$$\mathbf{F}(\epsilon, \rho) = \frac{1}{\sqrt{N}}.e^{-j2\pi\frac{\epsilon\rho}{N}}. \quad (2.9)$$

En raison des variations temporelles du canal pendant un symbole OFDM, la matrice du canal \mathbf{H} ($\mathbf{H}(k, m)$, k porteuses émises et m porteuses reçues) n'est pas diagonale. Elle s'exprime selon la relation suivante (Cannizzaro et collab., 2006, Sezginer et Shehadeh, 2009) :

$$\mathbf{H}(k, m) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=1}^N \mathbf{H}^t(k, n).e^{-j2\pi\frac{(k-m)n}{N}}, \quad (2.10)$$

où $\mathbf{H}^t(k, n)$ représente la transformée de Fourier de la réponse impulsionnelle $h_l(n)$:

$$\mathbf{H}^t(k, n) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{l=1}^L h_l(n).e^{-j2\pi\frac{kl}{N}}. \quad (2.11)$$

La figure 2.4 présente le schéma synoptique du système OFDM considéré dans la suite de ce travail. Dans la section suivante, nous allons illustrer les dégradations des signaux liées aux caractéristiques du canal radio mobile avec variations rapides dans le temps.

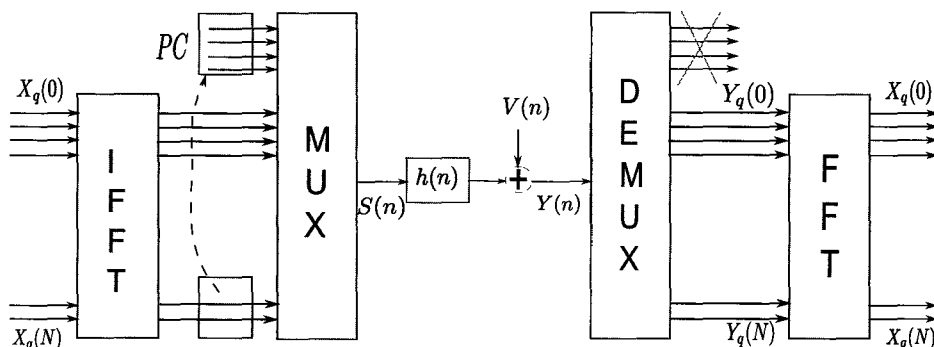


FIGURE 2.4 – Schéma synoptique du système OFDM.

2.3 Dégradations des signaux liées au canal de propagation radio mobile

2.3.1 Introduction

Dans cette partie, nous présentons les résultats de simulation obtenus pour un système OFDM afin d'illustrer les conséquences sur le signal des dégradations liées au canal de propagation radio mobile. Dans ce but, nous comparons les résultats obtenus pour un canal à bruit blanc gaussien (AWGN, Additive White Gaussian Noise), un canal de Rayleigh et pour le modèle de Zheng (Xiao et collab., 2006) que nous avons présenté dans le premier chapitre de ce travail. Notons que le canal, dans les deux cas précédent, est considéré connu à la réception, et l'égalisation se fait par un simple égaliseur ZF.

2.3.2 Résultats de simulation

2.3.2.1 Canal AWGN

Une chaîne simple d'un système OFDM est simulée sans codage canal, avec une FFT sur 128 points, appliquée dans un canal AWGN. Le bruit est considéré de moyenne nulle et de variance $N_0/2$. Les deux modulations utilisées sont la QPSK et la 16QAM (le mapping de la constellation mis en œuvre est le code de Gray). Elles sont représentées sur la figure 2.5. La modulation 16QAM a un nombre d'états quatre fois supérieur à celui de la QPSK. La différence d'énergie par bit E_b/N_0 entre la 16QAM et QPSK varie donc entre 2 dB et 4 dB pour le même taux d'erreur TEB (soit 4 dB pour un $TEB = 10^{-4}$).

Nous considérons maintenant un codage canal constitué d'un codeur externe Reed Solomon $RS(255, 223)$ et d'un codeur interne convolutif de polynôme générateur en hexadécimal (171, 133). Les performances en termes de taux d'erreurs par bit (TEB) en fonction de l'énergie par bit des trois constellations BPSK, QPSK et 16QAM sont

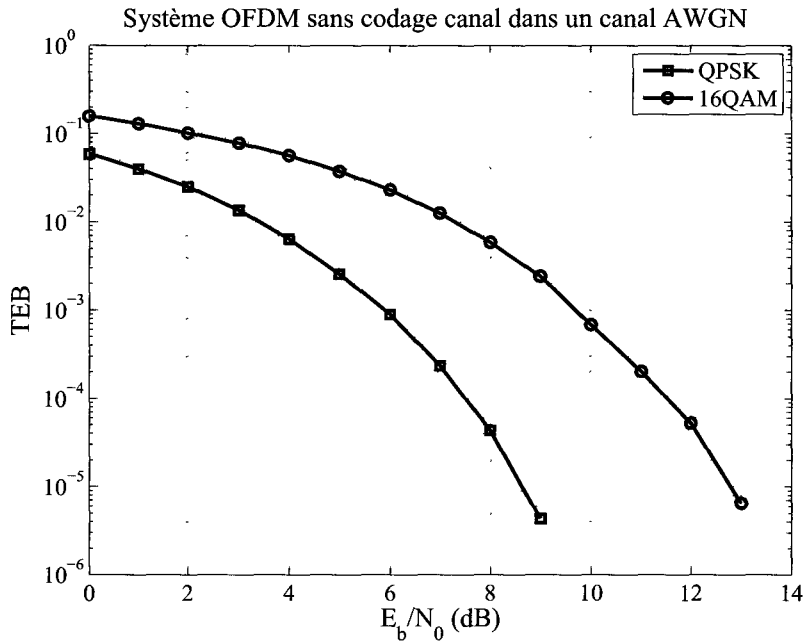


FIGURE 2.5 – 4QAM/16QAM dans un canal AWGN sans codage canal.

données sur le graphe 2.6. La figure montre clairement les conséquences du codage canal sur les performances du système. En effet, par rapport au cas précédent et pour un TEB égal à 10^{-4} , le codage canal de la 16QAM et de la QPSK offre aux deux modulations un gain très proche de 4 dB.

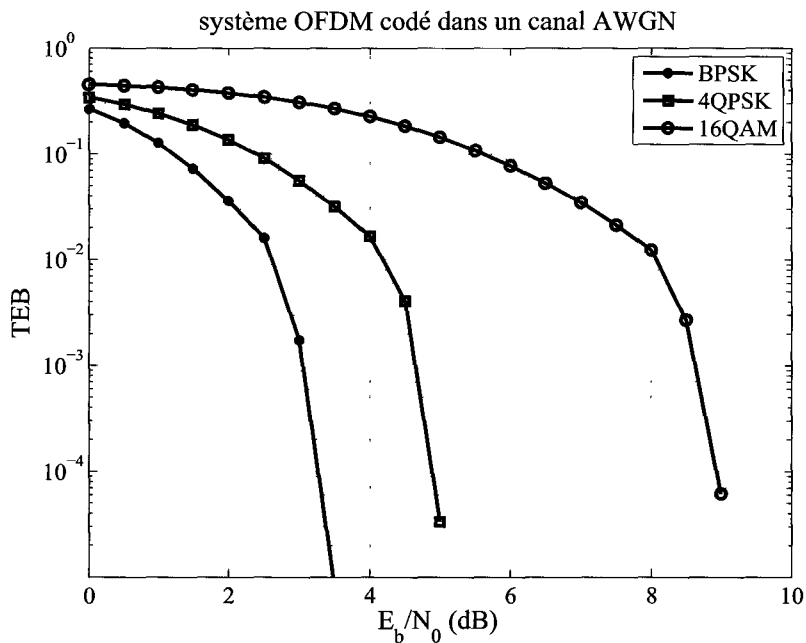


FIGURE 2.6 – Modulations BPSK/QPSK/16QAM dans un canal AWGN avec un codage canal.

2.3.2.2 Canal de Rayleigh

Nous considérons maintenant le cas d'un canal de Rayleigh qui modélise les effets des multitrajets sans tenir compte de la mobilité (la vitesse du mobile v est nulle) et nous gardons les mêmes conditions de simulations citées dans le paragraphe précédent (codes RS et convolutif, trois types de modulations (BPSK, QPSK et 16QAM) et une FFT sur 128 points). A titre d'exemple, pour la modulations 16QAM, les multitrajets engendrent une énergie par bit supplémentaire E_b/N_0 de 7 dB (voir la figure 2.7).

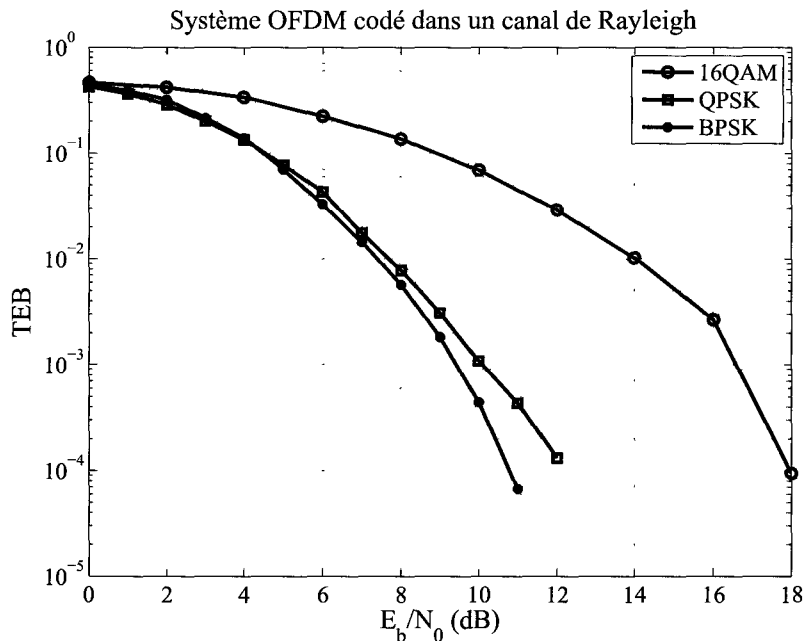


FIGURE 2.7 – Modulations BPSK/QPSK/16QAM dans un canal Rayleigh avec un codage canal.

2.3.2.3 Canal de Zheng

Dans ce paragraphe, nous considérons toujours la même chaîne OFDM (codes RS et convolutif, FFT de 128 points, et trois constellations BPSK, QPSK et 16QAM) mais cette fois le canal est modélisé par le modèle de Zheng présenté dans le chapitre précédent. L'effet de la mobilité introduite par ce modèle demande plus d'énergie pour obtenir les mêmes performances que dans le cas AWGN sans mobilité. Ici la fréquence de Doppler F_d est fixée à 300 Hz ce qui correspond à une vitesse du mobile égale à 130 km/h pour une fréquence porteuse de 2,5 GHz. Cette vitesse nécessite une énergie par bit supplémentaire qui varie de 10 dB à 12 dB pour les trois modulations, (cf. figure 2.8). Les variations du canal provoquent des interférences entre porteuses et donc des dégradations des performances du système. À titre d'exemple pour la 4QAM et pour la même puissance de signal ($E_b/N_0 = 5$ dB), dans le premier cas avec seulement l'ajout du bruit blanc gaussien, le taux d'erreur par bit est de

8.10^{-4} , en revanche, dans le cas avec mobilité, le taux d'erreurs devient important ($TEB = 0,5$).

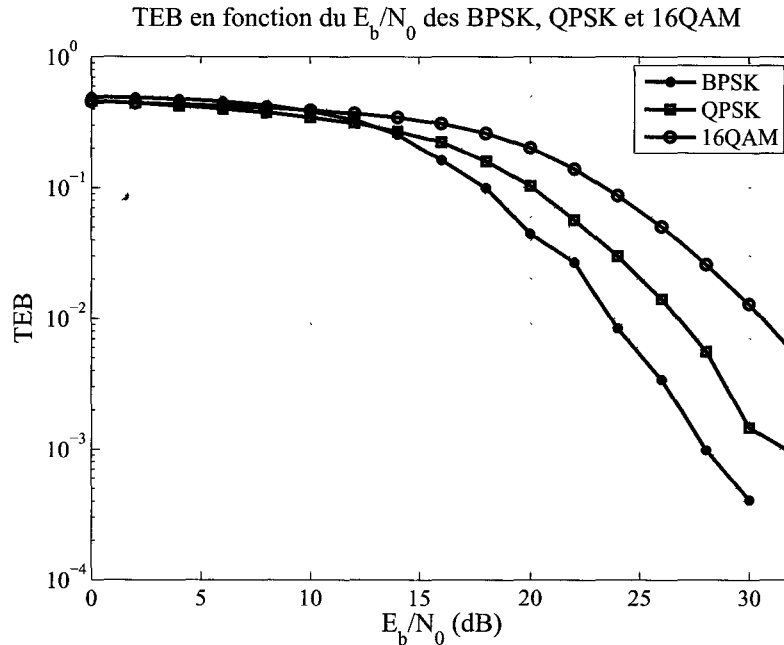


FIGURE 2.8 – BPSK/4QAM/16QAM dans un canal mobile (vitesse $v = 130\text{km/h}$) avec un codage canal.

Les courbes de la figure 2.8 confirment la théorie concernant les effets de la mobilité et de la taille de la constellation sur le taux d'erreur par bit (TEB). En augmentant la fréquence Doppler et par conséquent la vitesse du mobile, les performances se dégradent (le TEB augmente). Pour les modulations à plusieurs états, il convient d'utiliser un niveau d'énergie plus élevé pour garder les mêmes performances lorsque le nombre d'états de la modulation augmente.

2.4 Effet Doppler et interférences entre porteuses

Dans ce paragraphe, nous évaluons l'impact du décalage fréquentiel qui génère les interférences entre porteuses (IEP) pendant la réception d'un symbole OFDM. Dans un premier temps, nous allons montrer les conséquences de l'effet Doppler sur la matrice du canal.

Dans le cas des canaux à variations rapides, la matrice du canal n'est pas diagonale et les méthodes fréquentielles classiques d'estimation du canal (moindres carrées (LS), minimisation de l'erreur quadratique (MMSE), Maximum de vraisemblance (ML)) donnent des mauvaises performances (Hijazi et Ros, 2009, Tang et collab., 2006a,b, Tian et collab., 2007). Les puissances des porteuses sur la diagonale

sont dispersées sur son voisinage. Afin de remédier aux problèmes des méthodes d'estimation fréquentielles, nous estimons le canal dans le domaine temporel. Pour ceci, il convient d'utiliser un modèle susceptible de traduire les variations temporelles d'une manière adéquate. L'utilisation du développement en fonctions de base (BEM) est une des solutions particulièrement utiles afin de suivre les variations temporelles du canal. Nous avons choisi cette méthode et nous la détaillerons plus loin dans le chapitre. Dans la suite, nous donnons un exemple d'une matrice du canal pour un symbole OFDM de taille égale à 64 (voir l'équation 2.10). Le but est de montrer l'effet de la mobilité sur le comportement de la matrice du canal.

Dans un canal statique (ou à variations lentes) où les variations temporelles du canal pendant un symbole OFDM sont négligeables, la matrice du canal dans le domaine fréquentiel est diagonale. Les éléments de cette diagonale sont les moyennes temporelles de la réponse fréquentielle du canal. Les lignes (colonnes) de la matrice du canal diagonale, qui sont mieux connues par les sous-porteuses OFDM, sont orthogonales les unes avec les autres. La figure 2.9 donne un exemple où les deux axes des abscisses et des ordonnées correspondent respectivement aux lignes et colonnes (sous-porteuses émises et reçues) de la matrice du canal et l'axe des cotes correspond aux niveaux de puissance. Sur cette figure, F_n est la fréquence Doppler normalisée ($F_n = T_s \cdot F_d$ où T_s est le temps symbole et F_d est le maximum de la fréquence Doppler).

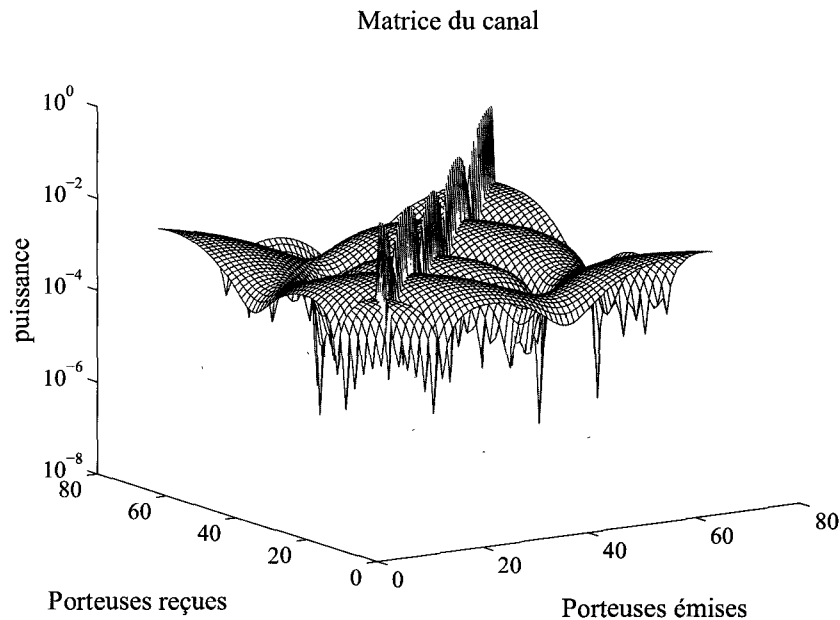


FIGURE 2.9 – Matrice du canal pour $N = 64$ et $F_n = 2 \cdot 10^{-5}$

Lorsque le canal change rapidement (figure 2.10), la matrice du canal n'est plus diagonale. Les niveaux importants de puissances au voisinage de la diagonale

représentent les interférences entre sous-porteuses OFDM (IEP). Le décalage Doppler dû à la mobilité engendre un étalement fréquentiel de la bande du signal. Cet effet est traduit dans la matrice du canal. Les puissances des porteuses ne seront pas concentrées seulement sur la diagonale mais étalées ailleurs.

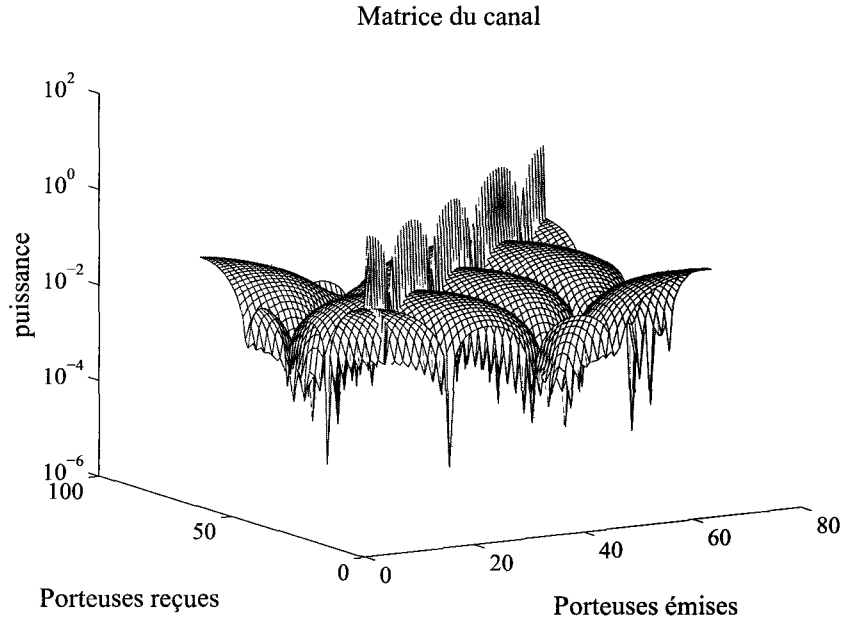


FIGURE 2.10 – Matrice du canal pour $N=64$ et $F_n = 2.10^{-3}$

2.4.1 Décalage fréquentiel

Dans un système de communication sans fil, le signal à émettre module une fréquence porteuse avant d'être transmis. Le récepteur doit fonctionner sur la même fréquence porteuse afin de récupérer correctement le signal bande de base et le démoduler par la suite. À cause des variations rapides du canal, le signal bande de base reçu est centré sur une fréquence D_f , où $D_f = f_t - f_r$ est le décalage entre les deux fréquences émise f_t et reçue f_r .

Le signal bande de base sera entaché d'une composante $I(k)$ dont l'expression est :

$$I(k) = X(k) \cdot e^{j2\pi \cdot D_f \cdot n} \quad (2.12)$$

Par ailleurs, la figure 2.11 nous montre l'amplitude de l'erreur en fonction de Delta (Δ). Cette erreur inclut les distorsions dues au décalage fréquentiel entre la fréquence reçue et celle désirée et les distorsions dues aux interférences entre la fréquence désirée et les autres fréquences porteuses (IEP). Delta (Δ) est le rapport entre le décalage fréquentiel et la largeur Δf d'une fréquence porteuse : $\Delta = \frac{D_f}{\Delta f}$.

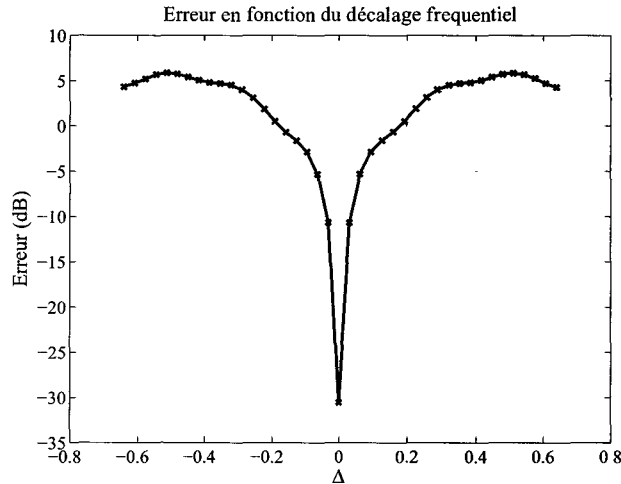


FIGURE 2.11 – Erreurs dues au décalage fréquentiel.

Dans la partie suivante, nous allons décrire l'approximation des gains du canal par un développement en fonctions de base. Le but est de modéliser les variations temporelles du canal pendant un symbole OFDM et de connaître leur évolution pendant la durée de la transmission.

2.4.2 Modélisation par fonctions de base étendues d'un canal variant dans le temps

L'idée du développement en fonctions de base (BEM) n'est pas nouvelle (Banelli et collab., 2007, Senol et collab., 2005, Tang et collab., 2006a,b, Tomasin et collab., 2005, Yang et collab., 2001). L'utilisation d'un tel développement est particulièrement utile pour réduire le nombre de paramètres du canal à estimer sur un temps symbole. Pour un bloc de transmission qui s'étend sur N symboles, le canal est caractérisé par $(N \times L)$ échantillons, L désignant le nombre total des trajets du canal large bande selon la représentation donnée par la relation 2.13 dans laquelle chaque trajet a une réalisation différente à chaque instant. Le modèle BEM représente le total des échantillons des gains complexes du canal $(L \times N)$ avec un minimum de coefficients de fonctions de bases BEM $(l \times Q)$. Dans ce modèle, chaque trajet du canal $h_l(n)$ est représenté par :

$$h_l(n) = \mathbf{B}.Cb_l(n) + \varepsilon_l(n), \quad (2.13)$$

où \mathbf{B} est la matrice d'approximation des fonctions de base. $Cb_l(n) = Cb_l = [Cb_{l,0}, Cb_{l,1}, \dots, Cb_{l,Q-1}]^T$ contiennent les Q coefficients de base correspondant aux N échantillons de $h_l(n)$ et ε_l est l'erreur de modélisation souvent négligée et dépend du nombre Q (ordre du développement en fonctions de base). Pour la matrice des fonctions de base \mathbf{B} , il existe plusieurs approches : les séquences sphéroïdales discrètes

(DPS-BEM), le Karhunen-Loeve (KL-BEM), l'exponentielle complexe (CE-BEM) ou le polynôme (P-BEM) (Giannakis et Tepedelenlioglu, 1998, Senol et collab., 2005, Tang et collab., 2006a, Whitworth et collab., 2009, Zemen et Mecklenbrauker, 2005). Par la suite, nous allons étudier l'exponentielle complexe CE-BEM et le polynôme P-BEM.

En considérant que l'erreur de modélisation ε_l est nulle (i.e. : $h_l(n) = \mathbf{B}.Cb_l(n)$), la matrice de corrélation des coefficients de base $Cb_l(n) = \mathbf{B}^+.h_l(n)$ est définie par :

$$\mathbf{R}_{Cb_l} = \mathbf{B}^+ \mathbf{R}_{h_l} \mathbf{B}^{+H}. \quad (2.14)$$

2.4.2.1 Approches de développement en fonction de base

Lorsque le canal est modélisé par un développement en fonctions de base, l'étape d'estimation du canal se réduit à l'estimation des coefficients de la base. Le développement de KL-BEM est optimal en termes d'erreur quadratique moyenne (EQM) mais son grand inconvénient vient du fait qu'il est basé sur les statistiques du canal (Senol et collab., 2005, Tang et collab., 2006a,b). Dans le cas du développement selon des exponentielles complexes, CE-BEM, le canal variant dans le temps est considéré comme étant la somme de Q trajets où chaque trajet est représenté par une exponentielle complexe selon la relation suivante : $h_{n,l} = \sum_{q=0}^Q e^{j\omega_q n}.c_{q,l}$ où la fonction de base est donnée par l'expression suivante (Tang et collab., 2006b) :

$$\mathbf{B} = [1, \dots, e^{j\omega_q n}, \dots, e^{j\omega_q(N-1)}]^T. \quad (2.15)$$

avec $n = 0, \dots, N - 1$ et $q = 0, 1, \dots, Q - 1$.

L'effet Doppler est approché par : $\omega_q = 2\pi F_{dmax}.cos(2\pi \frac{q+1}{Q+1})$. La fonction de base est liée au canal et le nombre Q dans ce développement doit être grand. Une dérivée de ce développement est appelé développement en exponentielle complexe généralisé (GCE-BEM) (Zhang et collab., 2009, ?). Il consiste à prendre une exponentielle complexe avec une période supérieure à celle d'un bloc OFDM N . La fonction de base aura alors l'expression suivante :

$$\mathbf{B} = [1, \dots, e^{j\frac{2\pi}{\varrho} n(q-\frac{Q}{2})}, \dots, e^{j\frac{2\pi}{\varrho} (N-1)(q-\frac{Q}{2})}]^T, \quad (2.16)$$

avec $\varrho > N$ et ω_q est approché par : $\frac{2\pi}{\varrho}(q - \frac{Q}{2})$.

Un développement très connu est celui qui modélise les trajets du canal par un polynôme (Polynomial BEM ou P-BEM) (Hijazi et Ros, 2008, 2010). Dans ce cas, la matrice des fonctions de base \mathbf{B} aura l'expression suivante $\mathbf{B}_{n,q} = n^q$ sachant que

$n = 0, \dots, N - 1$ et $q = 0, 1, \dots, Q - 1$.

$$\mathbf{B}_{n,q} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & \dots & 1 \\ 0^1 & 1^1 & \dots & (N_t - 1)^1 \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ 0^{Q-1} & 1^{Q-1} & \dots & (N_t - 1)^{Q-1} \end{bmatrix}^T. \quad (2.17)$$

Nous allons comparer l'erreur quadratique moyenne normalisée entre le canal et sa modélisation par développement BEM. Cette erreur est définie par la relation suivante (Tang et collab., 2006a) :

$$EQMN = \frac{\varepsilon \{ \| h_l - \mathbf{B}.c_l \|^2 \}}{N}. \quad (2.18)$$

Nous avons généré un canal qui suit le modèle de jakes (i.e. modèle de Zheng décrit dans le chapitre précédent). Les grandeurs utilisées dans la simulation sont : $N = 128$ et $Q = 2$.

La figure 2.12 montre que le développement GCE-BEM reste relativement robuste vis-à-vis de l'effet Doppler. Il convient de noter que la période de l'exponentielle complexe dans ce cas (GCE-BEM) est deux fois plus grande que la taille du symbole OFDM $\varrho = 2N$. La modélisation P-BEM est très performante pour les valeurs faibles de fréquence Doppler normalisée mais elle perd son efficacité quand le Doppler augmente. Le développement CE-BEM donne de mauvaises performances et génère des erreurs importantes de modélisation. La valeur de Q pour les trois approches est fixée à 2. Dans la suite de notre travail et pour des valeurs de $F_d.T_s < 0.001$, nous avons choisi la modélisation P-BEM.

Il est important de noter que lorsque l'étalement des retards dans le canal augmente, le nombre de coefficients du canal à considérer augmente en proportion, ce qui conduit à l'augmentation du nombre de coefficients BEM à considérer et donc au nombre des pilotes à utiliser.

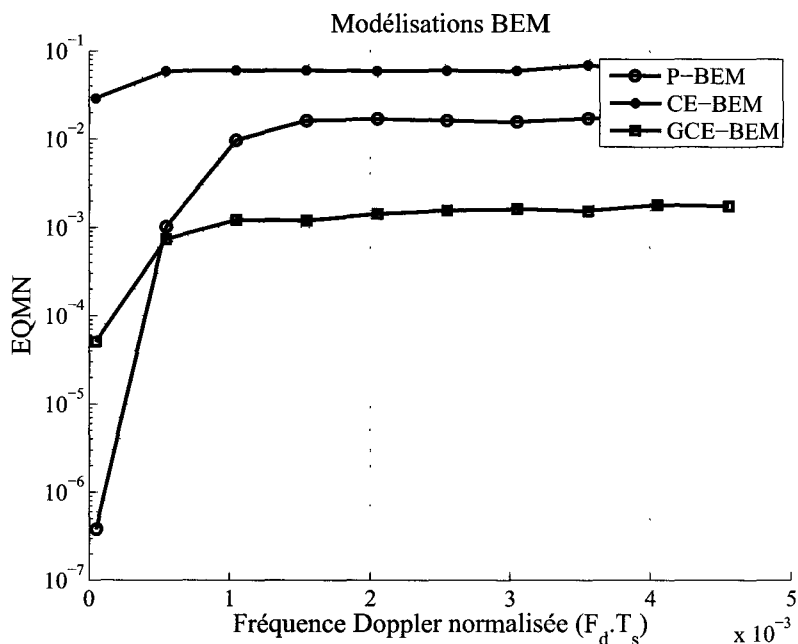


FIGURE 2.12 – Comparaison entre les développements en BEM.

2.5 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons rappelé les caractéristiques principales des systèmes OFDM et le modèle mathématique considéré. Nous avons ensuite décrit les dégradations liées à la propagation dans un canal radio mobile. L'OFDM est un schéma de modulation large bande qui peut corriger les problèmes induits par les trajets multiples. La transmission se fait sur plusieurs canaux à bandes étroites (sous-porteuses qui se chevauchent et orthogonales). L'augmentation du nombre de canaux de transmission en parallèle réduit le débit de données de chaque porteuse et allonge la période du symbole. En conséquence, le retard des ondes réfléchies est supprimé au niveau de la réception d'un temps symbole. Malheureusement, les systèmes multiporteuses OFDM sont très sensibles au décalage fréquentiel causé par l'effet Doppler, aussi appelé CFO (Carrier Frequency Offset). Dans la seconde partie de ce chapitre, nous avons illustré les effets de ce phénomène. Les conséquences de l'effet Doppler sur la matrice du canal sont analysées. Lors des transmissions à travers des canaux variant dans le temps, les variations temporelles rapides dégradent l'orthogonalité des sous-porteuses et elles causent des interférences entre porteuses. Ces IEP incluent les distorsions dues au décalage fréquentiel entre la fréquence reçue et celle désirée et les distorsions dues aux interférences entre la fréquence désirée et les autres fréquences porteuses. Dans ce cas, il faut modéliser de façon adéquate les variations temporelles du canal pendant un temps symbole (Crussi re et collab., 2009, 2010, Deneire et collab., 2003, Garcia et Oberli, 2009,

Mahafeno et collab., 2009, Pasquero et collab., 2008a,b, Talbot et Boroujeny, 2007). Nous avons rappelé les différentes techniques pour la modélisation par fonctions de base et comparé les performances obtenues en considérant trois fonctions de base généralement utilisées : GCE-BEM, CE-BEM et P-BEM. Dans la suite de ce travail, nous nous intéressons à la conception d'un récepteur multiporteuses capable de diminuer les effets des interférences entre porteuses. Plus précisément, nous proposons un estimateur de canal dans un système OFDM qui s'appuie sur la connaissance des symboles pilotes en présence des IEP. Les sous-porteuses pilotes étant positionnées de façon dynamique dans le symbole OFDM.

Chapitre 3

Estimation adaptative des canaux par allocation dynamique des pilotes

Sommaire

3.1	Introduction	50
3.2	État de l'art des techniques d'estimation du canal supervisées	51
3.3	Estimation du canal proposée : allocation dynamique des pilotes (ADP)	53
3.3.1	Constat	53
3.3.2	Principe de la technique ADP proposée	54
3.3.3	Premier cas : canal quasi-statique	57
3.3.4	Deuxième cas : canal variant dans le temps	62
3.4	Etude de l'efficacité spectrale	66
3.5	Synthèse des résultats	67
3.6	Estimation du canal par filtre de Kalman	68
3.6.1	Modèle Autoregressif (AR)	70
3.6.2	Filtre de Kalman	70
3.6.3	décomposition en valeurs singulières et en QR	71
3.6.4	Résultats de simulation	72
3.7	Conclusion	74

3.1 Introduction

Dans le chapitre précédent, nous avons rappelé les caractéristiques principales des systèmes OFDM et les problèmes dus à la propagation dans un canal radio mobile (effet Doppler). Dans ce chapitre, nous allons traiter l'estimation du canal radio mobile dans un système OFDM. Le but est d'améliorer cette estimation afin de limiter les conséquences de l'effet Doppler. Nous détaillons ici la première contribution de nos travaux, qui consiste à proposer une technique d'allocation dynamique des sous-porteuses pilotes afin d'optimiser une technique d'estimation supervisée classique dans un contexte de grande variabilité du canal.

L'estimation du canal est une étape fondamentale dans un système de transmission dont les performances sont directement liées à la rigueur de cette étape dans la chaîne de réception. L'estimation est donc très fortement dépendante de la variation du canal de propagation. Dans la littérature, il existe trois grandes familles de techniques d'estimation du canal : les techniques supervisées ou assistées, les techniques aveugles et les techniques semi-aveugles avec un retour de décision (Hanzo et collab., 2003). Nous allons décrire les caractéristiques principales de ces techniques.

L'estimation du canal supervisée se fonde sur l'insertion, dans la trame OFDM, de symboles connus du récepteur appelés symboles pilotes. Les sous-porteuses associées sont appelées les sous-porteuses pilotes. On appelle séquence d'apprentissage (en anglais "training sequence"), un ensemble de sous-porteuses pilotes dédié à l'estimation du canal. Cette séquence d'apprentissage, dans le domaine fréquentiel, est un motif robuste vis-à-vis de la sélectivité fréquentielle du canal. Elle est adaptée aux canaux quasi-stationnaires (pour lesquels les coefficients de canal varient peu d'un symbole OFDM à un autre). L'insertion des pilotes de type "peigne" consiste à réserver certaines sous-porteuses pilotes uniquement à l'estimation de canal pendant toute la durée de la transmission. Ce motif est robuste vis-à-vis des variations temporelles du canal d'un symbole OFDM à un autre (Bradaric et Petropulu, 2004, Yamamura et Harada, 1999). Le principal inconvénient de la technique d'estimation du canal supervisée est la perte en efficacité spectrale due à l'insertion des pilotes parmi les données transmises.

La technique d'estimation aveugle ne nécessite aucune insertion de sous-porteuses pilotes dans la trame. Elle exploite certaines propriétés statistiques du signal reçu (redondance due à l'insertion du préfixe cyclique, statistiques d'ordre supérieur (SOS)) (Bradaric et Petropulu, 2004, Cai et Akansu, 2000, de Courville, 1996, Heath et Giannakis, 1997) et répond directement au problème de la perte d'efficacité spectrale. En revanche, cette technique nécessite souvent des temps de calculs importants. La technique d'estimation semi-aveugle avec un retour de décision utilise à la fois des données connues (des sous-porteuses pilotes) et des données émises estimées par un lien de retour. Son inconvénient réside dans le fait que cette

estimation est très sensible aux erreurs de détection sur les symboles estimés (de Courville, 1996, Hanzo et collab., 2003).

Dans notre travail, nous nous focalisons sur la technique d'estimation supervisée. Nous proposons ainsi une méthode originale de positionnement dynamique des sous-porteuses pilotes d'un symbole OFDM à un autre. Après un état de l'art des techniques d'estimation du canal supervisées, la solution proposée sera décrite. Dans la deuxième partie de ce chapitre, nous validons cette proposition en présentant des simulations dans le cas du canal de Zheng décrit dans le chapitre précédent. Ensuite, nous comparons les performances obtenues avec le filtre de Kalman. Ce dernier permet d'estimer l'état courant du système à partir de l'état précédent et de l'état actuel. Enfin, une conclusion suivra l'analyse des résultats obtenus avec cette technique d'estimation.

3.2 État de l'art des techniques d'estimation du canal supervisées

Dans le contexte de l'estimation supervisée du canal par des pilotes, un groupe de sous-porteuses disponibles est dédié à la transmission des symboles pilotes spécifiques connus par le récepteur. Ces pilotes sont alors utilisés afin de réaliser l'échantillonnage de la fonction de transfert du canal. En considérant ces échantillons dans le domaine fréquentiel, un processus d'interpolation est utilisé afin de générer une estimation de la fonction du transfert pour chaque sous-porteuse entre les sous-porteuses pilotes. Plusieurs processus d'interpolation sont traités dans la littérature par (Gacanin et Adachi, 2009, le Floch et collab., 1991, Rinne et Renfors, 1996, Tsai et Chiueh, 2004). L'insertion des pilotes est réalisée au détriment d'une réduction du nombre de sous-porteuses disponibles utilisées pour la transmission des données.

Les premiers travaux sur l'estimation supervisée du canal par des sous-porteuses pilotes dans un système OFDM se sont principalement focalisés sur un schéma des pilotes unidimensionnel dans le domaine fréquentiel (Hanzo et collab., 2003, le Floch et collab., 1991). D'autres travaux ont été conduits par (Edfors, 1996, Edfors et collab., 1998, Hoeher, 1991, Hoeher et collab., 1997a,b, Li, 2000, Sandell, 1996) invoquant un échantillonnage bidirectionnel dont le schéma des pilotes est en fonction des indices des sous-porteuses et des symboles OFDM. Ces recherches ont été conduites dans le but de réduire le nombre de sous-porteuses associées au schéma des pilotes unidimensionnel. Ceci est dû à l'exploitation des corrélations de la fonction du transfert dans le sens temporel, qui permettent de réduire le nombre exigé de pilotes (Hoeher et collab., 1997a,b).

Parmi les techniques d'estimation du canal supervisées, le filtrage de Wiener à deux dimensions (FIR de Wiener 2D) constitue l'une des techniques standards connues

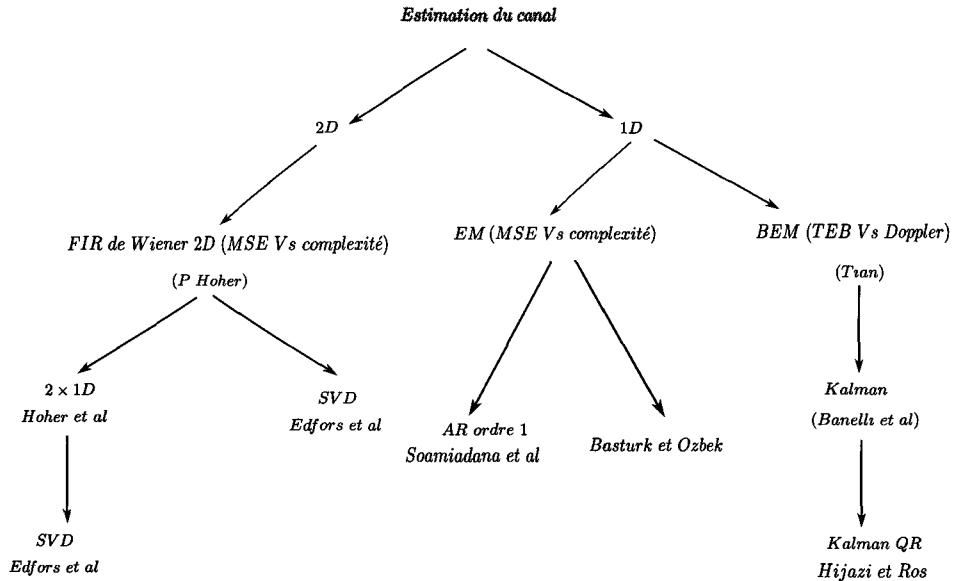


FIGURE 3.1 – Classification des techniques d’estimation du canal supervisées.

dans la littérature du traitement du signal multidimensionnel. Elle est optimale en termes d’erreur quadratique moyenne (EQM), car elle utilise les statistiques du canal au second ordre. Les techniques d’estimation du canal à 2D dans un contexte OFDM sont traitées par (Hoeher, 1991, Hoeher et collab., 1997b). Les principaux inconvénients de cette technique sont l’erreur quadratique moyenne élevée de l’estimateur et la complexité importante. Une réduction conséquente de la complexité est proposée par (Hoeher et collab., 1997a) en exploitant la séparabilité du FIR de Wiener 2D selon deux dimensions : le temps et la fréquence avec des techniques d’estimation du canal qui s’appuient sur deux filtres unidimensionnels (FIR de Wiener 1D). (Edfors et collab., 1998) ont proposé une amélioration du compromis entre l’erreur quadratique moyenne (EQM) et la complexité de l’approche du filtrage unidimensionnel (FIR 1D) à l’aide de la décomposition en valeurs singulières (SVD, Singular Value Decomposition). Cette décomposition se fonde sur des techniques d’approximation dans lesquelles les échantillons des sous-porteuses pilotes sont projetés dans un nouvel ensemble de vecteurs de base. Ensuite, seulement un nombre spécifique de coefficients du canal (ceux qui ont la puissance la plus élevée), est retenu.

L’algorithme espérance-maximisation (EM Expectation Maximization) est une méthode itérative pour trouver des estimations de type maximum de vraisemblance ML (Maximum Likelihood) des paramètres du canal. La complexité de cette méthode est proportionnelle au nombre des trajets du canal de transmission (Falconer et collab., 2002). L’estimation du canal conjointe à la détection de données de type maximum a posteriori (MAP) avec l’algorithme EM sont étudiées dans (Eckford, 2004, Kaleh et Vallet, 1994, Nissila et Pasupathy, 2003, Wu et collab., 2008).

(Soamiadana et collab., 2003) ont présenté deux méthodes d'estimation du canal pour les systèmes OFDM basées sur l'algorithme EM. Dans un souci de simplification, ils modélisent les évolutions temporelles du canal, faiblement à moyennement variables dans le temps, par un modèle AR (Auto Régressif) d'ordre 1. (Bastürk et Özbek, 2007, 2009) ont étudié l'estimation de canal (EM) pour les systèmes OFDM en considérant des positions différentes des pilotes. Ils ont comparé les performances de deux approches en termes d'erreur quadratique moyenne et de taux d'erreur binaire. Ainsi le nombre d'itérations utilisées est donné afin de comparer la complexité des deux approches.

Dans le cas où le canal subit des variations pendant la durée d'un symbole OFDM, le développement en fonctions de base BEM est introduit dans le système OFDM afin d'approximer les variations du canal. Avec un développement BEM, une configuration des sous-porteuses est proposée par (Tang et collab., 2006b, Tian et collab., 2007) afin de réduire l'effet des interférences entre porteuses. L'idée est d'entourer les sous-porteuses pilotes par des bandes de garde qui contiennent des sous-porteuses vides. Cette configuration réduit considérablement le débit utile. (Banelli et collab., 2007) utilisent un filtrage de Kalman pour l'estimation des coefficients de développement en fonction de base BEM du canal. (Hijazi et Ros, 2010) proposent une estimation temporelle des gains complexes du canal en utilisant une modélisation polynomiale (P-BEM) suivie par un filtrage de Kalman et une décomposition QR (QR factorisation) de la matrice fréquentielle du canal.

Deux aspects influencent fortement l'estimation du canal (Keller et Hanzo, 2000) : les configurations ou les géométries spécifiques des pilotes utilisées et les algorithmes appliqués afin d'estimer les gains de la fonction de transfert associés aux sous-porteuses de données. Dans la partie qui suit, nous nous appuyons sur les travaux de (Tang et collab., 2006b, Tian et collab., 2007), en appliquant une modélisation du canal par un développement BEM. Puis, nous allons proposer une configuration des sous-porteuses pilotes afin d'améliorer l'estimation du canal à variations rapides dans le temps. Avec cette configuration, nous cherchons à atteindre les performances de la solution optimale du filtrage de Kalman.

3.3 Estimation du canal proposée : allocation dynamique des pilotes (ADP)

3.3.1 Constat

Comme il est indiqué dans la partie précédente, l'estimation du canal dépend des positions spécifiques pour les pilotes dans le symbole OFDM. L'estimation du canal avec une allocation statique des pilotes est probablement à l'origine d'une partie des mauvaises performances. Dans les canaux radio mobiles variant dans le temps, les

performances d'une allocation statique sont faibles puisque l'estimation est réalisée avec des positions de sous-porteuses pilotes figées pendant la durée de la transmission. La figure 3.2 illustre les résultats obtenus avec une allocation classique des sous-porteuses pilotes. L'estimation est faite dans un canal avec et sans mobilité. De mauvaises performances, en termes de taux d'erreurs binaire TEB, dues à la mobilité sont constatées. À titre d'exemple, pour le même niveau de puissance ($E_b/N_0 = 25 \text{ dB}$), le TEB passe de 2×10^{-3} à 2×10^{-2} . Nous proposons donc d'utiliser une géométrie dynamique qui permet d'améliorer l'estimation du canal. La figure 3.3 schématise d'une façon générale une comparaison entre une allocation statique et une allocation variable. Dans l'allocation dynamique, les pilotes changent de positions au cours du temps ce qui permet d'estimer le canal en différents endroits du symbole OFDM.

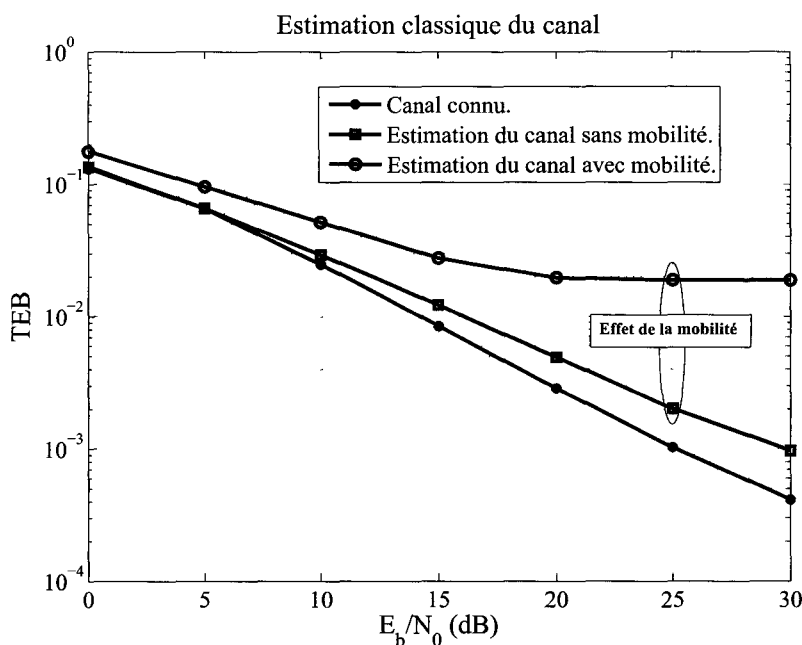


FIGURE 3.2 – Exemple d'estimation du canal avec une allocation statique.

3.3.2 Principe de la technique ADP proposée

Dans cette partie, nous considérons un système de transmissions multiporteuses OFDM dans un canal variable, mais qui reste cependant invariant pendant la durée d'un symbole OFDM. Cette technique permet de transmettre l'information sur une large bande de fréquences en la répartissant sur plusieurs sous-bandes indépendantes de faible largeur f_k appelées porteuses. Nous rappelons l'expression du signal multiporteuses :

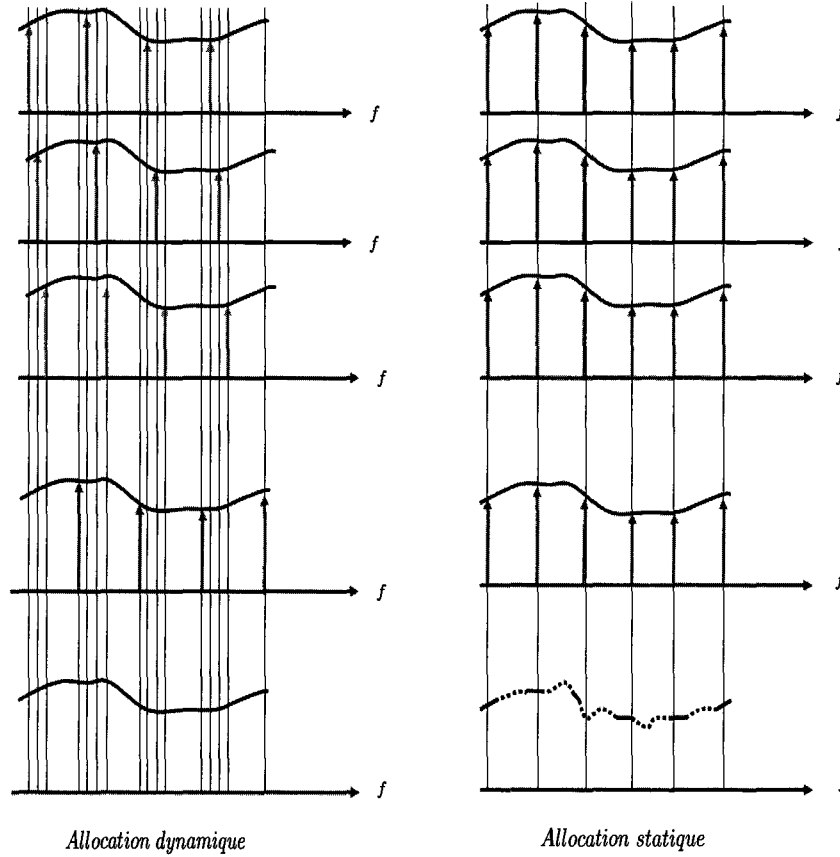


FIGURE 3.3 – Comparaison entre une allocation statique et variable.

$$S_i(t) = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N X_i(k) \cdot e^{j2\pi \cdot f_k \cdot t}, \quad (3.1)$$

où les $X_i(k)$ sont des données complexes (MPSK ou MQAM) modulant la fréquence (f_k), $f_k = k/T_u$ et T_u est la durée utile du symbole OFDM (sans le préfixe cyclique PC). En échantillonnant le signal $S(t)$ à l'instant T_e ($t = n \cdot T_e$ et $T_u = N \cdot T_e$), on obtient :

$$S_i(n) = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N X_i(k) \cdot e^{j2\pi \cdot \frac{n \cdot k}{N}}, \quad n = 1, \dots, N. \quad (3.2)$$

Le canal typique des environnements radio mobiles est caractérisé, d'une part, par l'existence des trajets multiples engendrés par des réflexions, diffractions et réfractions des ondes électromagnétiques et, d'autre part, par l'existence d'un effet Doppler généré par une vitesse relative entre le point d'émission et le point de réception. Les trajets multiples suivent, d'une façon générale, une loi d'étalement exponentielle décroissante : pour $t_2 > t_1$, on aura $h(t_2) < h(t_1)$. On appelle t_{max} le retard maximal du canal (il s'agit de l'instant où arrive le dernier trajet au niveau

du récepteur).

Le signal reçu $Y_i(n)$ correspondant au $i^{\text{ème}}$ symbole OFDM s'exprime par :

$$Y_i(n) = \sum_{l=1}^L h_l(n) \otimes S_i(n-l) + V_i(n), \quad (3.3)$$

où \otimes présente le symbole de l'opérateur de la convolution circulaire et les $V_i(n)$ sont les échantillons du bruit blanc additif gaussien (AWGN) de moyenne nulle et de variance $N_0/2$.

Dans le domaine fréquentiel, les données sur chaque fréquence k sont obtenues en appliquant la transformée de Fourier rapide directe (FFT) du signal reçu :

$$Y_i(k) = \mathbf{H}_i(k).X_i(k) + V_i(k) \text{ avec, } k = 1, \dots, N. \quad (3.4)$$

A l'aide de la représentation du signal reçu (équation 3.4) et de la structure de la trame (voir la figure 3.4), la valeur du symbole pilote $X_i(k)$ ainsi que la valeur de l'observation $Y_i(k)$ correspondante sont donc connues au niveau du récepteur. Il est donc possible d'obtenir une estimation de la valeur du gain $\hat{\mathbf{H}}_i(k)$ du canal à cette position dans la trame. Il en est de même pour toutes les positions où l'on transmet l'information pilote. La valeur estimée $\hat{\mathbf{H}}_i(k)$ de $\mathbf{H}_i(k)$ est obtenue en appliquant un des algorithmes classiques : maximum de vraisemblance (ML, Maximum Likelihood), MMSE (minimisation de l'erreur quadratique) ou moindres carrés (LS, Least Square). En considérant ce dernier algorithme par exemple, il est possible d'écrire : $\hat{\mathbf{H}}_i(k) = Y_i(k)/X_i(k)$.

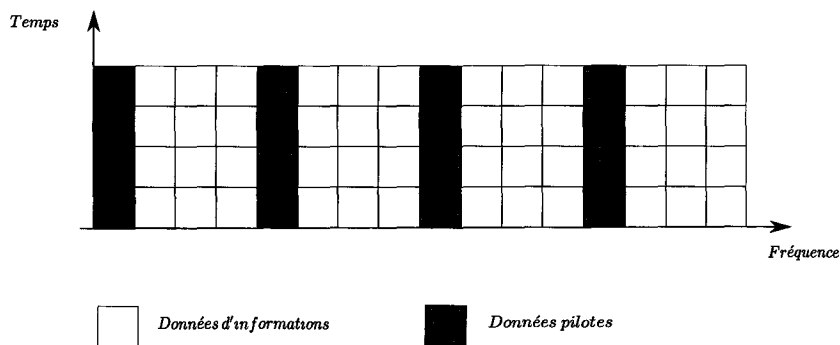


FIGURE 3.4 – Structure d'une trame OFDM.

On obtient alors une représentation du canal en certains points de la trame temps/fréquence considérée. Le problème qui nous intéresse à présent consiste à étendre cette connaissance à l'ensemble des positions de la trame et notamment aux positions où le gain du canal est inconnu. Cette connaissance permettra alors d'obtenir une estimation des éléments d'information $X_i(k)$ transmis dans la trame.

La solution proposée consiste donc à changer la position de l'information pilote sur la trame au cours du temps (voir la figure 3.5). D'un symbole OFDM à un autre, les données pilotes n'auront pas les mêmes positions. Ce processus permet d'estimer les coefficients du canal de façon dynamique. Nous allons montrer qu'il fournit une meilleure estimation des gains du canal que les autres techniques parce qu'il utilise presque toutes les positions possibles des sous-porteuses au sein d'un symbole OFDM. La configuration proposée évite de devoir estimer systématiquement les gains du canal toujours sur les mêmes positions des pilotes où les sous-porteuses sont susceptibles d'être atténuées au cours du temps.

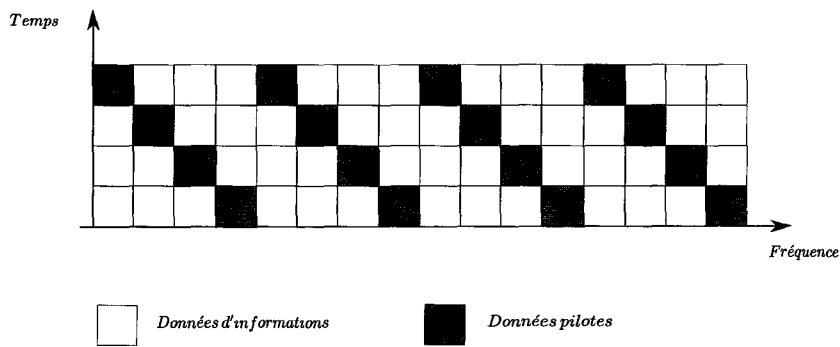


Figure 3.5: Structure d'une trame OFDM avec décalage des porteuses pilotes.

3.3.3 Premier cas : canal quasi-statique

Nous considérons ici un canal invariant dans le temps, ce qui nous permet d'utiliser les méthodes classiques d'estimation telles que le maximum de vraisemblance (ML), la minimisation de l'erreur quadratique (MMSE) et la méthode des moindres carrés (LS). Afin de retrouver les données $X_i(k)$ dans l'équation 3.4, il convient d'estimer la fonction de transfert du canal correspondante $H_i(k)$. Pour cela, nous utilisons l'estimation du canal par des sous-porteuses pilotes en nous limitant ici, pour des raisons de simplicité, au critère des LS.

Pour les positions des sous-porteuses pilotes où $k = m$ ($m = \{k / k = 1 : D : N\}$ et $m = 1, \dots, N_p$), nous désignons les données pilotes $X(m)$ par $P(m)$ et nous obtenons donc :

$$\hat{H}_i(m) = \frac{Y_i(m)}{P_i(m)}, \quad (3.5)$$

où N_p est le nombre des sous-porteuses pilotes par symbole OFDM de taille N ($N_p < N$) et D est l'espacement entre deux sous-porteuses pilotes consécutives. D'après le théorème d'échantillonnage (le Floch et collab., 1991), l'estimation du canal est correcte si les écarts Δf et Δn respectent les conditions suivantes : $\Delta f \leq \frac{T_c}{2}$ et $\Delta n \leq \frac{B_c}{2}$, où T_c et B_c sont respectivement le temps de cohérence et la bande de cohérence du canal.

La fonction de transfert des autres porteuses de données ($k \neq m$) est obtenue en utilisant une interpolation fréquentielle (Gacanin et Adachi, 2009, le Floch et collab., 1991, Tsai et Chiueh, 2004). Premièrement, une transformée de Fourier rapide inverse (IFFT) est appliquée à $\hat{\mathbf{H}}_i(m)$ afin d'obtenir une réponse impulsionnelle instantanée du canal $\hat{h}_i(\tau)$:

$$\hat{h}_i(\tau) = \frac{1}{N_p} \sum_{m=1}^{N_p} \hat{\mathbf{H}}_i(m) \cdot e^{j2\pi\tau \frac{m}{N_p}}. \quad (3.6)$$

Ensuite, une transformée de Fourier directe (FFT) est appliquée à $\hat{h}_i(\tau)$ afin d'obtenir la fonction de transfert sur N porteuses :

$$\bar{\mathbf{H}}_i(n) = \sum_{\tau=1}^N \hat{h}_i(\tau) \cdot e^{-j2\pi n \frac{\tau}{N}}, \quad n = 1, \dots, N. \quad (3.7)$$

3.3.3.1 Allocation classique des porteuses pilotes (cas standard)

Considérons le schéma de la figure 3.4, dans lequel il n'y a aucun décalage ($d = 0$) des porteuses pilotes ($m = \{k/k = 1 : D : N\}$). L'écart est D et $m = 1, \dots, N_p$. Pour chaque symbole OFDM (i), nous calculons le gain du canal $\hat{\mathbf{H}}_i(m)$ sur chaque position pilote m puis en appliquant une interpolation fréquentielle (le Floch et collab., 1991, Tsai et Chiueh, 2004) (voir les équations 3.6 et 3.7), nous obtenons alors la fonction de transfert correspondante du symbole i exprimée comme suit :

$$\left. \begin{array}{l} \hat{\mathbf{H}}_i(m = 1) = \frac{Y_i(1)}{P_i(1)} \\ \hat{\mathbf{H}}_i(m = 2) = \frac{Y_i(2)}{P_i(2)} \\ \cdot \\ \cdot \\ \hat{\mathbf{H}}_i(m = M) = \frac{Y_i(M)}{P_i(M)} \end{array} \right\} \Rightarrow \hat{h}_i(\tau) \quad \Rightarrow \bar{\mathbf{H}}_i(n) \text{ avec, } n = 1, \dots, N \text{ et } i = 1, \dots, N.$$

3.3.3.2 Allocation proposée des porteuses pilotes (ADP)

Contrairement au cas précédent, où toutes les porteuses pilotes gardent les mêmes positions sur tous les symboles OFDM (trame OFDM), dans ce paragraphe, nous faisons varier les positions des porteuses pilotes d'un symbole OFDM à un autre, afin de balayer tout le spectre du symbole OFDM (voir figure 3.5). Le but est, d'une part, d'éviter de devoir estimer le canal systématiquement sur les mêmes positions pilotes, qui sont susceptibles d'être atténuées, et d'autre part, à obtenir une estimation adaptative du canal. La figure 3.6 illustre le mécanisme de fonctionnement de l'ADP. Notons ici qu'avant d'appliquer l'IFFT du signal $X_i(k)$, ce dernier est composé

des données utiles complexes $C_i(k)$ (soit QPSK ou 16QAM) et des pilotes $P_i(k)$. L'ensemble est délimité par des bandes de garde $0_i(k)$ (Zero Padding).

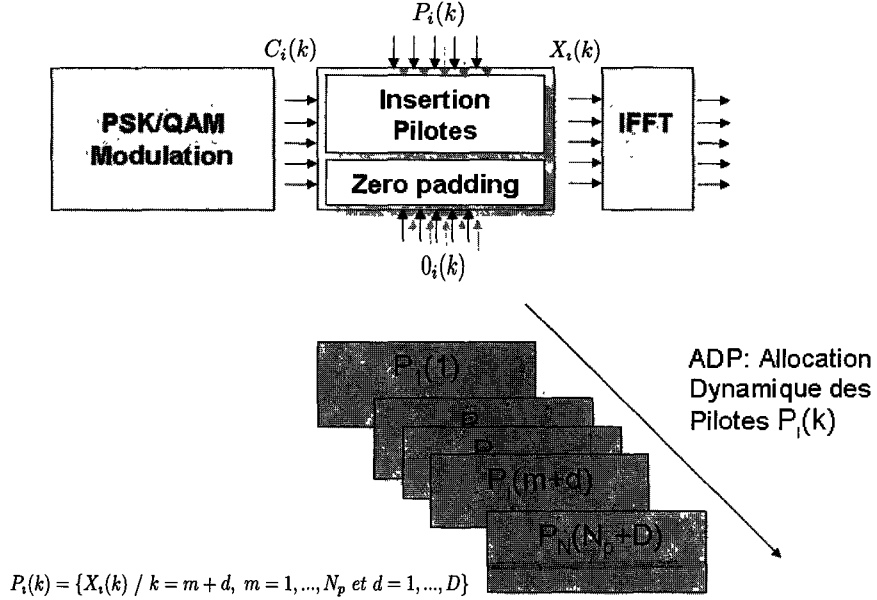


FIGURE 3.6 – Schéma synoptique de l'ADP.

En considérant un décalage entre les sous-porteuses pilotes d qui varie de zéro jusqu'à la valeur maximale de l'écart entre porteuses pilotes D , nous déterminons la fonction de transfert du canal correspondante $\bar{\mathbf{H}}_i^d(n)$ du symbole OFDM i .

Le décalage est nul ($d = 0$) pour le premier symbole $i = 1$:

$$\left. \begin{aligned} \hat{\mathbf{H}}_1^0(m = 1) &= \frac{Y_1(1)}{P_1(1)} \\ \hat{\mathbf{H}}_1^0(m = 2) &= \frac{Y_1(2)}{P_1(2)} \\ &\vdots \\ \hat{\mathbf{H}}_1^0(m = N_p) &= \frac{Y_1(N_p)}{P_1(N_p)} \end{aligned} \right\} \Rightarrow \hat{h}_1^0(\tau) \Rightarrow \bar{\mathbf{H}}_1^0(n) \text{ avec, } n = 1, \dots, N$$

Pour un décalage $d = 1$, correspondant au deuxième symbole $i = 2$, nous obtenons :

$$\left. \begin{aligned} \hat{\mathbf{H}}_2^1(1 + 1) &= \frac{Y_2(1+1)}{P_2(1+1)} \\ \hat{\mathbf{H}}_2^1(2 + 1) &= \frac{Y_2(2+1)}{P_2(2+1)} \\ &\vdots \\ \hat{\mathbf{H}}_2^1(N_p + 1) &= \frac{Y_2(N_p+1)}{P_2(N_p+1)} \end{aligned} \right\} \Rightarrow \hat{h}_2^1(\tau) \Rightarrow \bar{\mathbf{H}}_2^1(n) \text{ avec, } n = 1, \dots, N$$

Ensuite, pour un décalage $d = 2$, correspondant au troisième symbole $i = 3$, nous obtenons :

$$\left. \begin{array}{l} \hat{\mathbf{H}}_3^1(1+2) = \frac{Y_3(1+2)}{P_3(1+2)} \\ \hat{\mathbf{H}}_3^1(2+2) = \frac{Y_3(2+2)}{P_3(2+2)} \\ \cdot \\ \cdot \\ \hat{\mathbf{H}}_3^1(N_p+2) = \frac{Y_3(N_p+2)}{P_3(N_p+2)} \end{array} \right\} \Rightarrow \hat{h}_3^1(\tau) \quad \Rightarrow \bar{\mathbf{H}}_3^1(n) \text{ avec, } n = 1, \dots, N$$

Enfin, pour le dernier décalage $d = D$, correspondant au symbole $i = D + 1$, nous obtenons l'expression suivante :

$$\left. \begin{array}{l} \hat{\mathbf{H}}_{D+1}^D(1+D) = \frac{Y(1+D)}{P(1+D)} \\ \hat{\mathbf{H}}_{D+1}^D(2+D) = \frac{Y(2+D)}{P(2+D)} \\ \cdot \\ \cdot \\ \hat{\mathbf{H}}_{D+1}^D(N_p+D) = \frac{Y(N_p+D)}{P(N_p+D)} \end{array} \right\} \Rightarrow \hat{h}_{D+1}^D(\tau) \quad \Rightarrow \bar{\mathbf{H}}_{D+1}^D(n) \text{ avec, } n = 1, \dots, N$$

3.3.3.3 Simulation et analyse des performances de l'ADP

Nous analysons les performances obtenues en termes de taux d'erreur binaire (TEB) en fonction de l'énergie par bit E_b/N_0 pour les deux configurations de porteuses considérées. Le critère d'estimation du canal utilisé est le maximum de vraisemblance (ML). Le canal considéré pour les simulations est un modèle de Zheng de type Rayleigh avec $L = 6$ trajets (Jakes, 1994, Xiao et collab., 2006). Le TEB est évalué pour un canal à variations temporelles faibles (quasi-statiques, pour une fréquence Doppler normalisée $F_d T_s = 2 \cdot 10^{-5}$). Le système considéré est un système OFDM à modulation QPSK et 16QAM avec 512 sous-porteuses dont $N_p = 60$ pilotes et 10 sous-porteuses nulles. Toutes les autres sous-porteuses sont remplies par des symboles complexes. Le nombre de sous-porteuses entre les pilotes est égal à 7 et le préfixe cyclique est de $N_g = 32$ échantillons.

Les figures 3.7 et 3.8 illustrent la comparaison entre l'estimation du canal réalisée avec une allocation classique des pilotes et celle faite grâce à l'ADP. Elles montrent que l'estimation du canal ADP avec des pilotes décalées apporte un gain en E_b/N_0 par rapport à celle réalisée avec des pilotes fixes pour la même valeur de TEB. Pour une plage de E_b/N_0 allant de 14 à 24 dB correspondant à un $TEB < 10^{-3}$, le gain résultant varie entre 3 et 4 dB. Ce gain est obtenu en estimant le canal sur toutes les

positions possibles du spectre OFDM en sachant que le canal est invariant pendant plusieurs symboles OFDM. Ceci engendre davantage d'information sur les variations du canal.

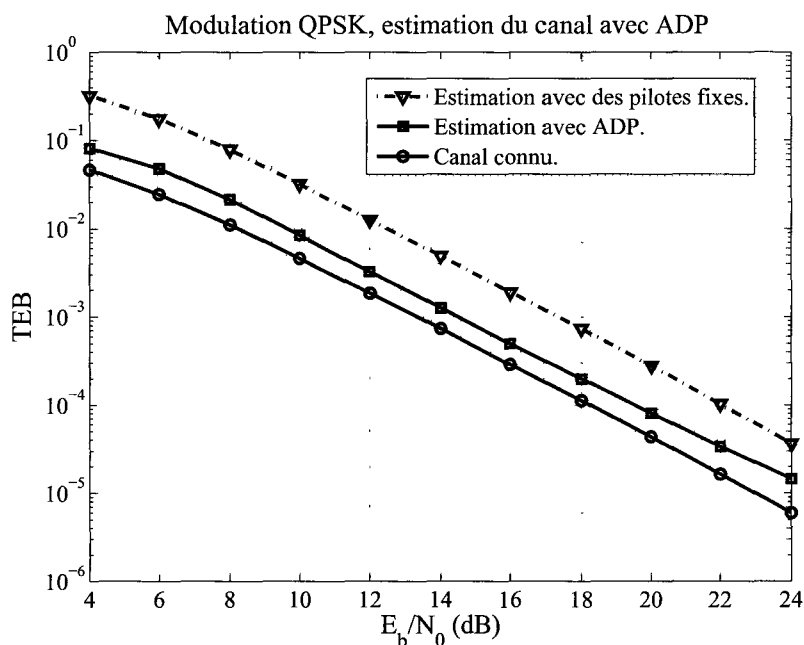


FIGURE 3.7 – Comparaison entre l'estimation classique et l'estimation ADP.

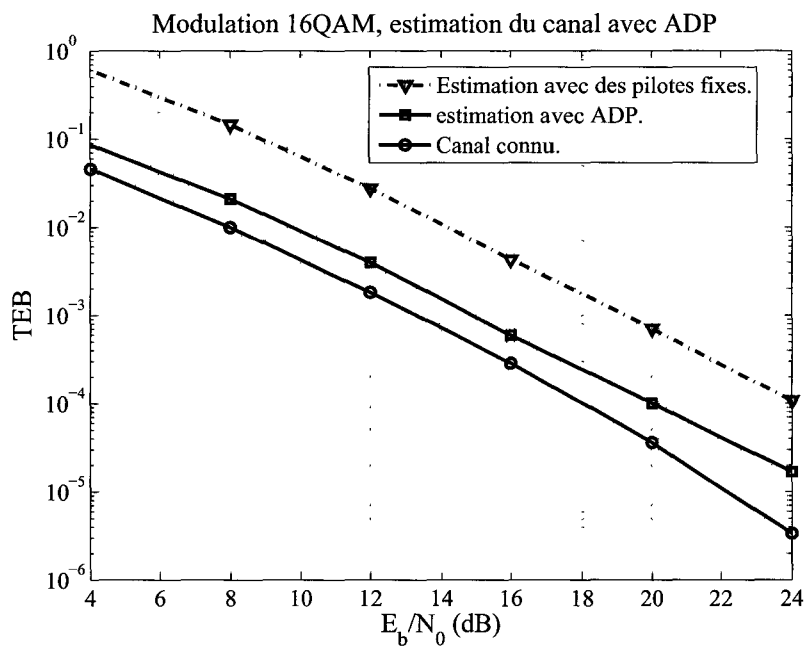


FIGURE 3.8 – Comparaison entre l'estimation classique et l'estimation ADP.

3.3.4 Deuxième cas : canal variant dans le temps

Dans cette partie, nous considérons l'estimation d'un canal variant dans le temps avec des sous-porteuses pilotes dont les positions changent d'un symbole OFDM à l'autre. Nous procédons à une estimation temporelle du canal au lieu de l'estimation fréquentielle. En effet, cette dernière, qui s'appuie sur les méthodes classiques (telles que ML, MMSE ou encore LS), donnerait ici de mauvaises performances car la matrice du canal à estimer n'est plus diagonale (Hijazi et Ros, 2010, Tang et collab., 2006a, Tian et collab., 2007).

Dans ce cadre, nous considérons un développement en fonctions de base de type BEM pour le modèle de canal afin de diminuer la complexité du système tout en gardant un niveau acceptable de performances (Hijazi et Ros, 2008, Zhao et collab., 2008). La forme générale de l'OFDM sur un canal invariant sur plusieurs symboles OFDM peut s'exprimer par l'équation 3.4. Cependant, dans des canaux à évanouissement rapides, le canal au sein d'un symbole OFDM est variable dans le temps et l'ensemble du système peut être écrit sous la forme matricielle suivante (en omettant les indices) :

$$\mathbf{Y} = \mathbf{H}\mathbf{X} + \mathbf{V} = \mathbf{F}\mathbf{H}^t\mathbf{F}^H.\mathbf{X} + \mathbf{V}, \quad (3.8)$$

où $\mathbf{Y} = \mathbf{Y}(i, k)$, $\mathbf{X} = \mathbf{X}(i, k)$, $\mathbf{V} = \mathbf{V}(i, k)$, \mathbf{H}^t et \mathbf{H} représentent les matrices du canal dans les domaines temporel et fréquentiel respectivement pour chaque symbole OFDM, \mathbf{F} est la matrice de transformée de Fourier rapide de taille $N \times N$:

$$\mathbf{F}(\epsilon, \rho) = \frac{1}{\sqrt{N}}.e^{-j2\pi\frac{\epsilon\rho}{N}}. \quad (3.9)$$

En raison des variations temporelles du canal pendant un symbole OFDM, la matrice du canal \mathbf{H} n'est pas diagonale. Elle est exprimée par la relation suivante (Cannizzaro et collab., 2006, Sezginer et Shehadeh, 2009) :

$$\mathbf{H}(k, m) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=1}^N \mathbf{H}^t(k, n).e^{-j2\pi\frac{(k-m)n}{N}}, \quad (3.10)$$

où $\mathbf{H}^t(k, n)$ représente la transformée de Fourier de la réponse impulsionnelle $h_l(n)$:

$$\mathbf{H}^t(k, n) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{l=1}^L h_l(n).e^{-j2\pi\frac{kl}{N}}. \quad (3.11)$$

L'équation 3.8 peut se réécrire sous forme de $\mathbf{Y} = \mathbf{W}.h + \mathbf{V}$ (Won-Gyu et Jong-Tae, 2003, 2006). Donc, le $i^{\text{ème}}$ symbole peut s'écrire :

$$\begin{aligned}
 Y_i(n) &= \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} h(n).X_i(k).e^{-j\frac{2\pi n(n-k)}{N}} + V_i(n) \\
 &= \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \mathbf{W}_i(n).h(n) + V_i(n),
 \end{aligned} \tag{3.12}$$

où $\mathbf{W}_i(n) = \sum_{k=0}^{N-1} \Omega_i(k, n).X_i(k)$ et $\Omega_i(k, n) = e^{-j\frac{2\pi n(n-k)}{N}}$.

Supposons que N_p est le nombre de sous-porteuses pilotes placées aux positions $\Psi = \{X(1), \dots, X(m), \dots, X(N_p)\}$, ainsi on connaît $X(k = m)$ où $m \in \{k / k = 1 : D : N\}$, $m \in \{1, \dots, N_p\}$ et D est l'espace entre les sous-porteuses. Il est alors possible de reformuler $\mathbf{W}(i, n)$ comme étant la somme de deux matrices telles que :

$$\begin{aligned}
 \mathbf{W}_i(n) &= \sum_{k=m}^{N-1} \Omega_i(k, n).X_i(k) + \sum_{k \neq m}^{N-1} \Omega_i(k, n).X_i(k) \\
 &= \mathbf{W}_i^{k \in \Psi}(n) + \mathbf{W}_i^{k \notin \Psi}(n) \\
 &= \mathbf{W}_i^P(n) + \mathbf{W}_i^{data}(n),
 \end{aligned} \tag{3.13}$$

où $\mathbf{W}_i^P(n)$ correspond aux pilotes et $\mathbf{W}_i^{data}(n)$ correspond aux données utiles.

En remplaçant $\mathbf{W}_i(n)$ dans l'équation 3.12, on obtient (Won-Gyu et Jong-Tae, 2003, 2006) :

$$\begin{aligned}
 Y_i(n) &= \mathbf{W}_i^P(n).h + \mathbf{W}_i^{data}(n).h + V_i(n) \\
 \text{ou } Y_i &= \mathbf{W}_i^P.h + \mathbf{W}_i^{data}.h + V_i.
 \end{aligned} \tag{3.14}$$

Nous allons maintenant utiliser les positions pilotes afin d'estimer la réponse impulsionnelle du canal h .

Posons $\tilde{Y} = [Y_i(1), \dots, Y_i(m), \dots, Y_i(N_p)]^T$ et $\tilde{V} = [V_i(1), \dots, V_i(m), \dots, V_i(N_p)]^T$ qui correspondent aux positions des pilotes. Nous pouvons ainsi construire N_p équations linéaires selon l'équation suivante :

$$\begin{pmatrix} Y_i(1) \\ \vdots \\ Y_i(N_p) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} W_i^P(1,0) & \dots & W_i^P(1,N.L-1) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ W_i^P(N_p,0) & \dots & W_i^P(N_p,N.L-1) \end{pmatrix} h + \begin{pmatrix} V_i(1) \\ \vdots \\ V_i(N_p) \end{pmatrix}. \tag{3.15}$$

ou encore

$$\tilde{Y} = \tilde{\mathbf{W}}.h + \tilde{V}. \quad (3.16)$$

Afin de trouver la réponse impulsionnelle h comme étant une solution des moindres carrés du système, nous allons la remplacer par son développement en fonctions de base selon les coefficients de base Cb . En omettant les indices, l'équation 3.16 devient (Won-Gyu et Jong-Tae, 2003, 2006) :

$$\tilde{Y} = \tilde{\mathbf{W}}.\mathbf{B}.Cb + \tilde{V}, \quad (3.17)$$

d'où l'expression du canal estimé \hat{h} devient :

$$\hat{h} = \mathbf{B}.Cb = \mathbf{B}(\tilde{\mathbf{W}}.\mathbf{B})^+ \tilde{Y} \quad (3.18)$$

3.3.4.1 Simulations et analyse des performances

Dans cette section, l'approche de l'ADP proposée est validée par des simulations numériques. Les performances sont évaluées en termes de taux d'erreur binaire (TEB) en fonction de l'énergie par bit (E_b/N_0) et de l'étalement Doppler normalisé $F_d T_s$. Comme précédemment, le canal utilisé pour les simulations est un modèle de Zheng de type Rayleigh avec $L = 6$ trajets (Jakes, 1994, Xiao et collab., 2006). Le système considéré est un système OFDM avec 128 sous-porteuses dont les caractéristiques sont les suivantes : $N_p = 12$ pilotes (Le nombre de sous-porteuses entre les pilotes est égal à 9), 10 sous-porteuses nulles, le préfixe cyclique est de $N_g = 8$ échantillons. Le reste des sous-porteuses contient des informations complexes (4QAM ou 16QAM). La durée d'un symbole OFDM est de $72 \mu s$. Le TEB est évalué pour des fréquences Doppler normalisées $F_d T_s$ de $F_1 = 0,0003$, $F_2 = 0,0006$ et $F_3 = 0,0008$ correspondant respectivement à des vitesses de mobile v de 140, 280, et 350 km/h pour une fréquence porteuse $f_0 = 2,5 \text{ GHz}$.

Les figures 3.9 et 3.10 illustrent l'évolution du TEB avec l'augmentation de la valeur de la fréquence Doppler normalisée. Concernant la modulation QPSK, dans un canal où les variations temporelles sont quantifiées par F_1 et F_2 et pour une énergie par bit $E_b/N_0 \geq 25 \text{ dB}$, l'amélioration de l'ADP est environ 1 à 2 dB. La méthode ADP proposée permet donc de mieux suivre les variations du canal par rapport au cas classique avec des pilotes fixes. En revanche, pour la valeur F_3 (350 km/h), l'ADP donne un gain moindre de 0,5 dB. Ce qui s'explique par les variations rapides du canal : le changement des positions des pilotes ne permet pas d'atteindre les mêmes performances que pour les valeurs F_1 et F_2 . Concernant la 16QAM et pour les trois valeurs de la fréquence Doppler normalisée, l'effet de la mobilité sur les performances est considérable. L'ADP est limitée par un gain qui ne dépasse pas 0,25 dB.

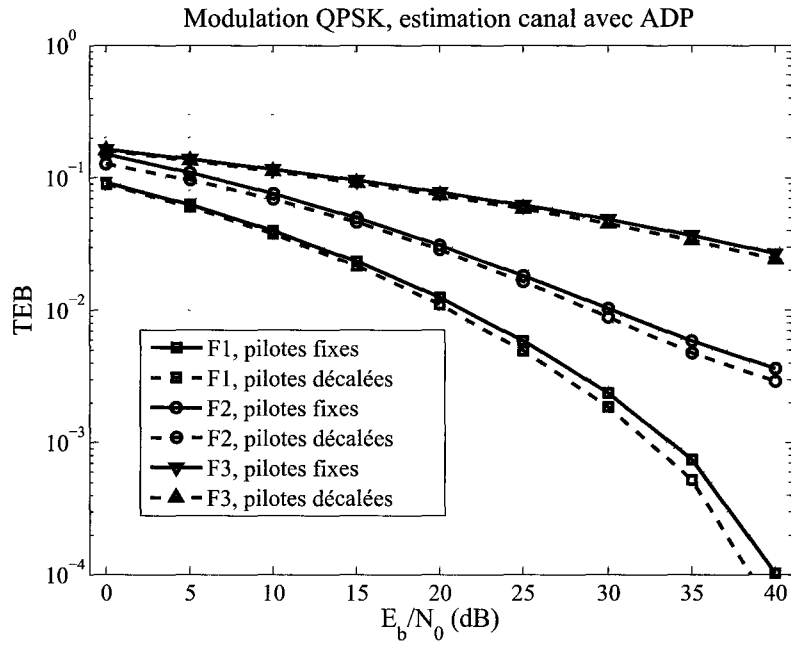


Figure 3.9: Taux d'erreur binaire (TEB) de QPSK en fonction du E_b/N_0 .

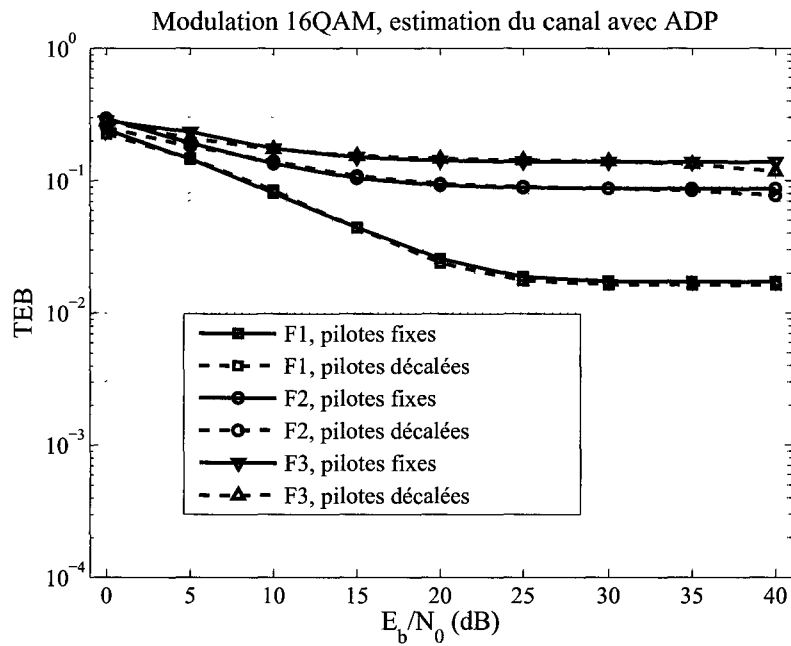


Figure 3.10: Taux d'erreur binaire (TEB) de 16QAM en fonction du E_b/N_0 .

3.4 Etude de l'efficacité spectrale

La perte en efficacité spectrale du système OFDM est la conséquence de l'insertion de symboles pilotes dans la trame de données utiles. Elle doit être prise en compte afin de définir les performances des différentes configurations des trames. La perte en efficacité spectrale \mathbb{Q} s'exprime par l'équation suivante :

$$\mathbb{Q} = \frac{\text{nombre des symboles pilotes}}{\text{nombre total des symboles}}. \quad (3.19)$$

La figure 3.11 suivante donne un exemple de la perte en efficacité spectrale d'un système OFDM en fonction du nombre de sous-porteuses pilotes N_p . La taille totale du symbole OFDM est de 512 avec un nombre N_p qui varie entre 10, 20, 30, 60 et 70. La modulation utilisée est la QPSK. Lorsque le nombre N_p augmente, on constate que la valeur des pertes en efficacité spectrale \mathbb{Q} augmente également. Les deux figures 3.13 et 3.12 illustrent l'impact de la variation du nombre de sous-porteuses pilotes N_p sur le taux d'erreur binaire (TEB) en fonction de l'énergie par bit E_b/N_0 . Les performances de la modulation QPSK en termes du TEB en fonction de E_b/N_0 sont données pour différentes valeurs de N_p . La valeur de l'énergie par bit est ensuite fixée à $E_b/N_0 = 32 \text{ dB}$. Nous avons mis en évidence l'évolution du TEB en fonction de N_p . Pour la même valeur de l'énergie par bit $E_b/N_0 = 32 \text{ dB}$, l'augmentation du N_p permet une amélioration du TEB, qui passe de 0,85 pour $N_p = 10$ à 4×10^{-3} pour $N_p = 70$. Cependant, cette amélioration du TEB est obtenue au détriment des pertes en efficacité spectrale \mathbb{Q} , qui augmentent pour les mêmes valeurs de N_p (\mathbb{Q} passe de 0,01 à 0,15).

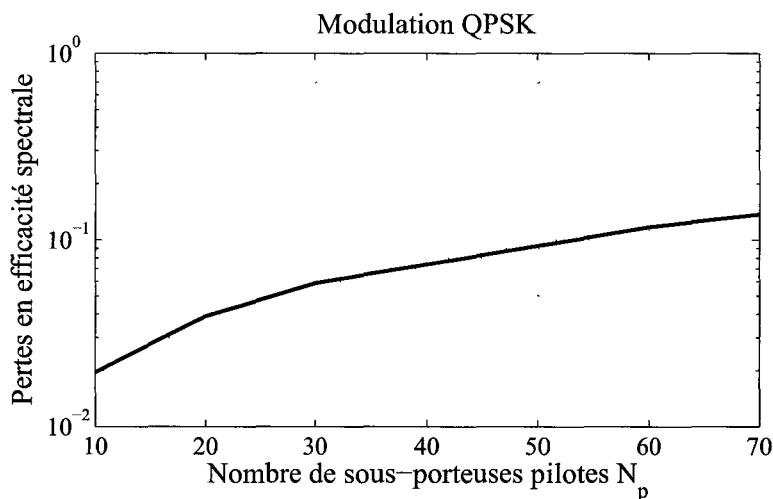


FIGURE 3.11 – Perte en efficacité spectrale.

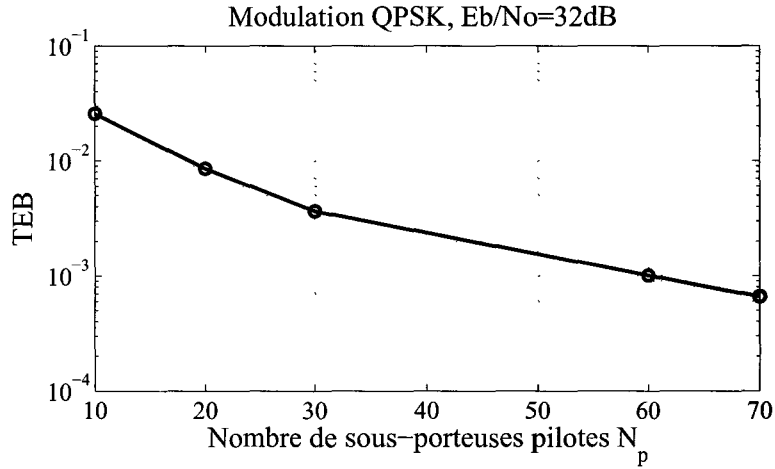


FIGURE 3.12 – TEB de la QPSK en fonction du nombre du sous-porteuses pilotes N_p .

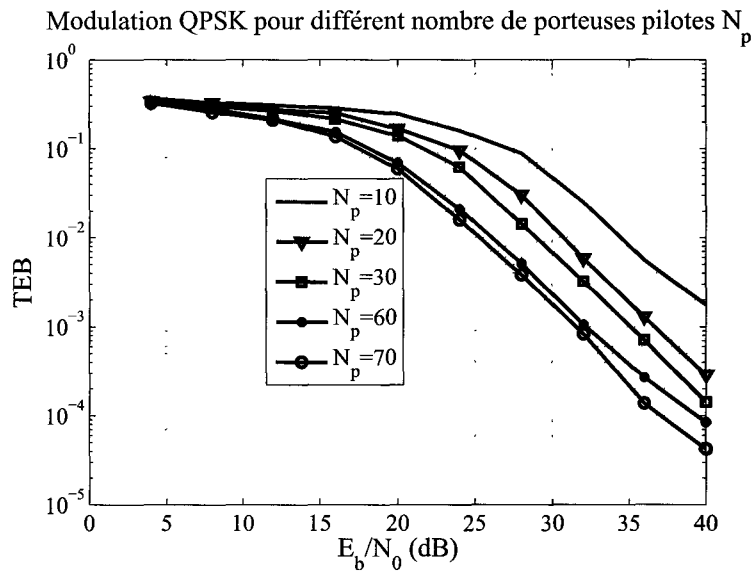


FIGURE 3.13 – TEB de la QPSK pour différentes valeurs de N_p .

3.5 Synthèse des résultats

La sélectivité fréquentielle engendrée par l'étalement temporel des multitrajets est à l'origine des interférences entre symboles (ISI), qui imposent une limite en termes de TEB pour un canal radio mobile. Même si un canal radio mobile n'est pas sélectif en fréquence, les variations temporelles dues à la mobilité créent une limite en termes de performances en TEB en raison de l'étalement Doppler aléatoire. Dans les paragraphes précédents, nous avons proposé une approche d'estimation du canal à variations temporelles qui se fonde sur une allocation dynamique des

pilotes (ADP). Les variations des gains complexes du canal ont été approchées par une modélisation polynomiale de type P-BEM. Les résultats montrent que l'ADP améliore les performances du système par rapport au cas classique où les pilotes se situent à des positions fixes dans le symbole OFDM.

Une solution optimale s'appuyant sur un filtre de Kalman peut réduire les conséquences des IEP. Le processus d'estimation par le filtrage de Kalman suppose que le bruit est un bruit blanc additif gaussien (AWGN). Ce type de filtrage permet de suivre parfaitement les variations du canal sur un symbole OFDM. Dans la suite, nous allons construire un modèle d'évolution dynamique des coefficients de base Cb afin d'appliquer le filtrage de Kalman et nous allons ensuite estimer les paramètres du canal mobile.

3.6 Estimation du canal par filtre de Kalman

La technique du filtrage de Kalman est l'outil privilégié pour l'estimation des modèles (Ramon et collab., 2007). cette technique consiste en un ensemble d'équations récursives et procède en deux temps. Une première étape de prédiction permet d'obtenir la meilleure approximation de l'état du système à un instant précis t , conditionnellement à l'information disponible jusqu'à cet instant t (estimation du canal pendant la période d'un symbole OFDM); une deuxième étape de lissage permet d'obtenir l'approximation optimale du vecteur d'état à l'instant t , conditionnellement à toute l'information disponible sur l'ensemble (estimation du canal pendant la période du symbole précédent). Le filtrage de Kalman donne assez souvent une solution optimale et satisfaisante à une classe de problèmes bien spécifiques. Dans ce qui suit, nous allons utiliser un filtre de Kalman pour l'estimation de la matrice du canal. Pour cela, nous allons, tout d'abord, simplifier le problème en remplaçant la matrice du canal par son expression en fonction des coefficients de base.

En substituant l'équation 3.11 à l'équation 3.10 et en remplaçant $h_l(n)$ par son expression (équation 2.13), la matrice du canal \mathbf{H} devient :

$$\begin{aligned}
 \mathbf{H}_{k,m} &= \frac{1}{N} \sum_{l=1}^L (e^{-j2\pi \frac{kl}{N}} \sum_{n=1}^N h_l(n) e^{-j2\pi \frac{(k-m)n}{N}}) \\
 &= \frac{1}{N} \sum_{q=1}^Q \sum_{l=1}^L (Cb_{q,l} e^{-j2\pi \frac{kl}{N}} \sum_{n=1}^N q^n e^{-j2\pi \frac{(k-m)n}{N}}) \\
 &= \frac{1}{N} \sum_{q=1}^Q \sum_{l=1}^L Cb_{q,l} \Phi_q F_l \\
 &= \frac{1}{N} \sum_{q=1}^Q \Phi_q \text{diag}(\mathbf{F}_L Cb_q), \tag{3.20}
 \end{aligned}$$

avec

$$\Phi_q = \sum_{n=1}^N q^n e^{-j2\pi \frac{(k-m)n}{N}}, \quad (3.21)$$

$Cb_q = [Cb_{q,0}, Cb_{q,1}, \dots, Cb_{q,L-1}]^T$, ($q = 0, 1, \dots, Q - 1$) et les \mathbf{F}_L sont les L premières colonnes de \mathbf{F} .

En se basant sur les travaux effectués par (Tang et collab., 2006b, Tian et collab., 2007), nous allons remplacer \mathbf{H} dans l'équation 3.8 par son développement en BEM (voir l'équation 3.20).

L'équation 3.8 du système aura la forme suivante :

$$\begin{aligned} \mathbf{Y} &= \frac{1}{N} \sum_{q=1}^Q \Phi_q \text{diag}(\mathbf{F}_L Cb_q) \cdot \mathbf{X} + \mathbf{V} \\ &= \frac{1}{N} \sum_{q=1}^Q \Phi_q \text{diag}(\mathbf{X}) \cdot \mathbf{F}_L Cb_q + \mathbf{V} \end{aligned} \quad (3.22)$$

$$\begin{aligned} &= \frac{1}{N} \sum_{l=1}^L \sum_{q=1}^Q \Phi_q \cdot \text{diag}(\mathbf{X}) \cdot \mathbf{F}_l Cb_q + \mathbf{V} \\ &= \Delta \cdot Cb_{q,l} + \mathbf{V}, \end{aligned} \quad (3.23)$$

où

$$\begin{aligned} \Delta &= \frac{1}{N} \sum_{l=1}^L \sum_{q=1}^Q \Phi_q \cdot \text{diag}(\mathbf{X}) \cdot \mathbf{F}_l \\ &= \frac{1}{N} \sum_{l=1}^L \Theta_l. \end{aligned} \quad (3.24)$$

et

$$Cb = Cb_{ql} = [c_{0,0}, \dots, c_{L-1,0}, \dots, c_{0,Q-1}, \dots, c_{L-1,Q-1}]^T. \quad (3.25)$$

A partir de l'équation 3.23, au lieu d'estimer directement la matrice du canal \mathbf{H} , nous allons estimer les coefficients de base Cb . Une configuration des sous-porteuses est proposée par (Tang et collab., 2006b, Tian et collab., 2007) afin de réduire l'effet des interférences entre porteuses (IEP). L'idée est d'entourer les sous-porteuses pilotes par des bandes de garde qui contiennent des sous-porteuses vides et par conséquent la matrice du canal estimée ne sera pas entachée par les IEP. Dans les systèmes sans fil mobiles de la nouvelle génération (4G), cette configuration réduit considérablement le débit utile. Une solution s'appuyant sur un filtre de Kalman et la décomposition en valeurs singulières (SVD) ou encore la décomposition en QR peut réduire les conséquences des IEP. Ce type de filtrage permet de suivre parfaitement les variations

du canal sur un symbole OFDM. Dans la suite, nous allons construire un modèle d'évolution dynamique des coefficients de base Cb afin de pouvoir les estimer par le filtrage de Kalman.

3.6.1 Modèle Autoregressif (AR)

L'évolution dynamique des coefficients Cb_l peut être modélisée par un processus autorégressif (AR) (Cannizzaro et collab., 2006, Hijazi et Ros, 2008). Un processus AR complexe d'ordre R peut être exprimé par :

$$Cb_l^{(i)} = - \sum_{r=1}^R \mathbf{A}_l^{(r)} Cb_l^{(i-r)} + W_l^{(-i)}. \quad (3.26)$$

L'évolution dynamique des coefficients de base Cb_l du $l^{\text{ème}}$ trajet et du $i^{\text{ème}}$ symbole OFDM pour un modèle AR d'ordre $R = 1$ est donnée par :

$$Cb_l^{(i)} = -\mathbf{A}_l Cb_l^{(i-1)} + W_l^{(i)}, \quad (3.27)$$

où \mathbf{A}_l est une matrice de taille $Q \times Q$ contenant l'évolution du modèle et $W_l^{(i)}$ est un vecteur complexe de bruit de taille $Q \times 1$ et de matrice de covariance ϖ_l . Ces deux paramètres sont obtenus à partir des équations de Yule-Walker (Cannizzaro et collab., 2006, Karakaya et collab., 2009, ?) :

$$\mathbf{A}_l = -(\mathbf{R}_{Cb_l}^{(0)})^{-1} \mathbf{R}_{Cb_l}^{(1)}. \quad (3.28)$$

$$\varpi_l = \mathbf{R}_{Cb_l}^{(0)} + \mathbf{A}_l \mathbf{R}_{Cb_l}^{(-1)}. \quad (3.29)$$

3.6.2 Filtre de Kalman

Afin d'appliquer le filtrage de Kalman, nous allons utiliser le modèle (AR) décrit ci-dessus. Deux équations du système OFDM nous permettent d'utiliser le filtre de Kalman afin de poursuivre d'une façon adaptative les coefficients polynomiaux Cb . Les équations ci-dessous représentent respectivement l'équation d'état et l'équation d'observation de chaque symbole OFDM (i)(Hijazi et Ros, 2008, 2010).

$$Cb^{(i)} = -\mathbf{A}.Cb^{(i-1)} + W^{(i)}. \quad (3.30)$$

$$Y^{(i)} = \Delta^{(i)}.Cb^{(i)} + V^{(i)}. \quad (3.31)$$

Le filtre de Kalman est un processus dynamique récursif qui s'appuie sur deux phases (Hijazi et Ros, 2008, 2010), la prédiction et la mise à jour :

3.6.2.1 Phase de prédiction

$$\hat{C}b^{(i|i-1)} = -\mathbf{A}.\hat{C}b^{(i-1|i-1)}. \quad (3.32)$$

$$\mathbf{P}^{(i|i-1)} = -\mathbf{A}\mathbf{P}^{(i-1|i-1)}(-\mathbf{A})^H + \mathbf{I}_{LQ}\varpi\mathbf{I}_{LQ}, \quad (3.33)$$

où $P^{(i|i-1)}$ est la matrice de covariance de l'erreur de prédiction correspondant à l'état initial prédit $\hat{C}b^{(i|i-1)}$, \mathbf{I}_{LQ} est une matrice unitaire de dimension $L \times Q$, ϖ et \mathbf{A} sont les deux paramètres du modèle AR définis respectivement par 3.28 et 3.29. La phase de prédiction utilise l'état $\hat{C}b^{(i-1|i-1)}$ estimé précédemment afin d'améliorer l'estimation de l'état courant $\hat{C}b^{(i|i-1)}$. Le filtre est initialisé par le vecteur $\hat{C}b^{(0|0)}$ et la matrice $\mathbf{P}^{(0|0)}$, qui sont choisis comme suit :

$$\hat{C}b^{(0|0)} = \mathbf{0}_{LQ,1}. \quad (3.34)$$

$$\mathbf{P}^{(0|0)} = \text{diag}(\mathbf{R}_{Cb_1}^{(0)}, \dots, \mathbf{R}_{Cb_L}^{(0)}). \quad (3.35)$$

3.6.2.2 Phase de mise à jour

$$\kappa^{(i)} = P^{(i|i-1)}(\Delta^{(i)})^H(\Delta^{(i)}P^{(i|i-1)}(\Delta^{(i)})^H + \sigma^2\mathbf{I}_N)^{-1}. \quad (3.36)$$

$$\hat{C}b^{(i|i)} = \hat{C}b^{(i|i-1)} + \kappa^{(i)}(Y^{(i)} - \Delta^{(i)}\hat{C}b^{(i|i-1)}). \quad (3.37)$$

$$\mathbf{P}^{(i|i)} = \mathbf{P}^{(i|i-1)} - \kappa^{(i)}\Delta^{(i)}\mathbf{P}^{(i|i-1)}, \quad (3.38)$$

où $\kappa^{(i)}$ est le gain du filtre de Kalman. La phase de mise à jour consiste à corriger l'état prédit $\hat{C}b^{(i|i-1)}$ par l'observation courante $Y^{(i)}$ afin d'avoir une estimation plus correcte $\hat{C}b^{(i|i)}$.

3.6.3 décomposition en valeurs singulières et en QR

La décomposition en valeurs singulières de la matrice du canal, supposée parfaitement estimée par le filtrage de Kalman, permet d'avoir une matrice diagonale de sorte que les IEP générées par l'effet Doppler soient minimisées ou même annulées. La SVD permet de représenter n'importe quelle matrice par un produit de trois matrices :

$$\mathbf{H} = \mathbf{\Xi}.\mathbf{\Sigma}.\mathbf{\Pi}^*. \quad (3.39)$$

Les deux matrices $\mathbf{\Xi}$ et $\mathbf{\Pi}$ sont unitaires et la troisième est une matrice diagonale $\mathbf{\Sigma}$ qui contient les valeurs propres. En appliquant cette décomposition de l'équation

3.39 dans l'équation 3.8 et en négligeant le terme du bruit, on peut écrire :

$$\mathbf{Y}' = \mathbf{\Xi}^* \mathbf{Y} = \mathbf{\Sigma} \mathbf{\Pi}^* \mathbf{X}, \quad (3.40)$$

$$\mathbf{Y}'' = \mathbf{Y}' \mathbf{\Pi} = \mathbf{\Sigma} \mathbf{X}. \quad (3.41)$$

Concernant la décomposition en QR, elle permet de représenter une matrice en deux matrices, l'une orthogonale (\mathbf{Q}) et l'autre triangulaire supérieure (\mathbf{R}) :

$$\mathbf{H} = \mathbf{Q} \cdot \mathbf{R}. \quad (3.42)$$

de même, en remplaçant l'équation 3.42 dans l'équation 3.8, on obtient :

$$\mathbf{Y}^* = \mathbf{Q} \mathbf{Y} = \mathbf{R} \mathbf{X}. \quad (3.43)$$

3.6.4 Résultats de simulation

Dans cette section, nous allons tester par des simulations la technique de filtrage de Kalman. Les performances en termes de taux d'erreur binaire (TEB) sont examinées en fonction de l'énergie par bit (E_b/N_0) et de l'étalement Doppler normalisé $F_d T_s$. Ici encore, le canal utilisé est un modèle de Zheng de type Rayleigh avec $L = 6$ trajets (Jakes, 1994, Xiao et collab., 2006). On considère un système OFDM avec 128 sous-porteuses dont 10 sont nulles, et $M = 12$ pilotes. Les sous-porteuses de données sont modulées en QPSK/16QAM. Le préfixe cyclique est de $N_g = 8$ échantillons. La durée d'un symbole OFDM est de $72 \mu s$. Le TEB est évalué pour des fréquences Doppler normalisées $F_d T_s$ de $F_1 = 0,0003$, $F_2 = 0,0006$ et $F_3 = 0,0008$ correspondant respectivement à des vitesses de mobile v de 140, 280, et $350 km/h$ pour une fréquence porteuse $f_0 = 2,5 GHz$.

La figure 3.14 donne les variations du TEB en fonction du rapport E_b/N_0 des deux décompositions pour une connaissance parfaite de la matrice du canal. La SVD présente un gain par rapport à la décomposition QR surtout pour les grandes valeurs de E_b/N_0 . À titre d'exemple, pour une valeur de $E_b/N_0 > 5 dB$, les meilleures performances de la SVD se traduisent par un gain de 1 à 2 dB. Cependant, en termes de temps de simulation, la SVD nécessite un temps important par rapport à la QR (la décomposition SVD met en œuvre trois matrices, alors que deux matrices suffisent pour celle en QR). Dans l'ensemble de nos simulations, nous avons utilisé la décomposition en QR.

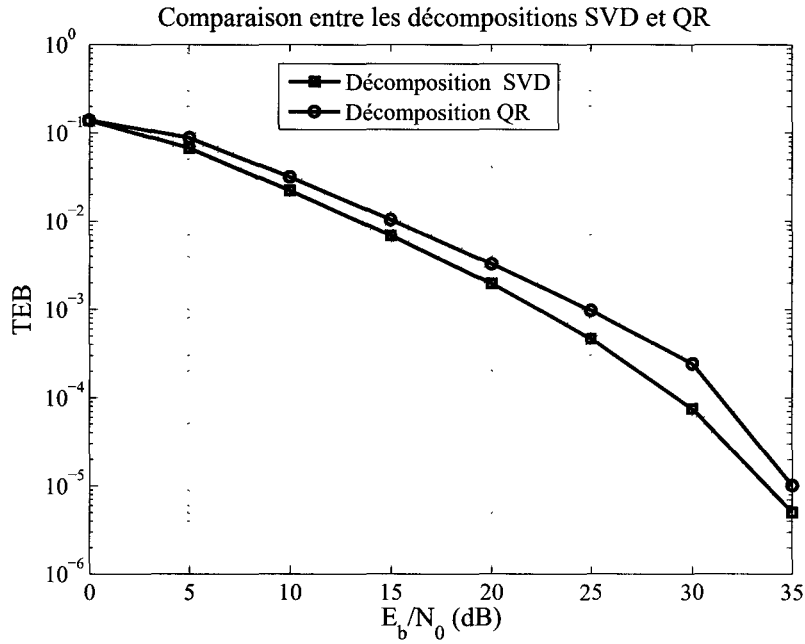


FIGURE 3.14 – Comparaison entre SVD et QR.

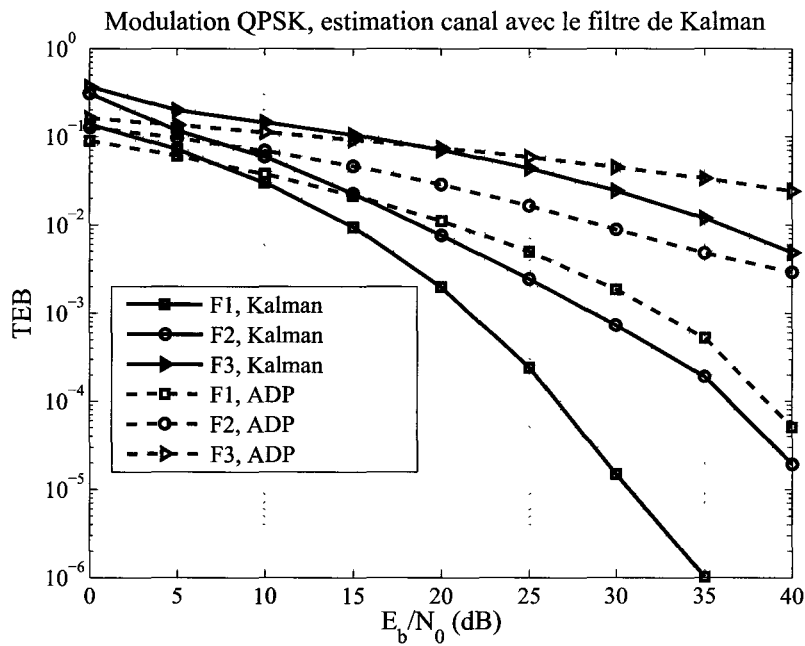


FIGURE 3.15 – Taux d'erreur binaire de QPSK en fonction du E_b/N_0 en utilisant le filtrage de Kalman.

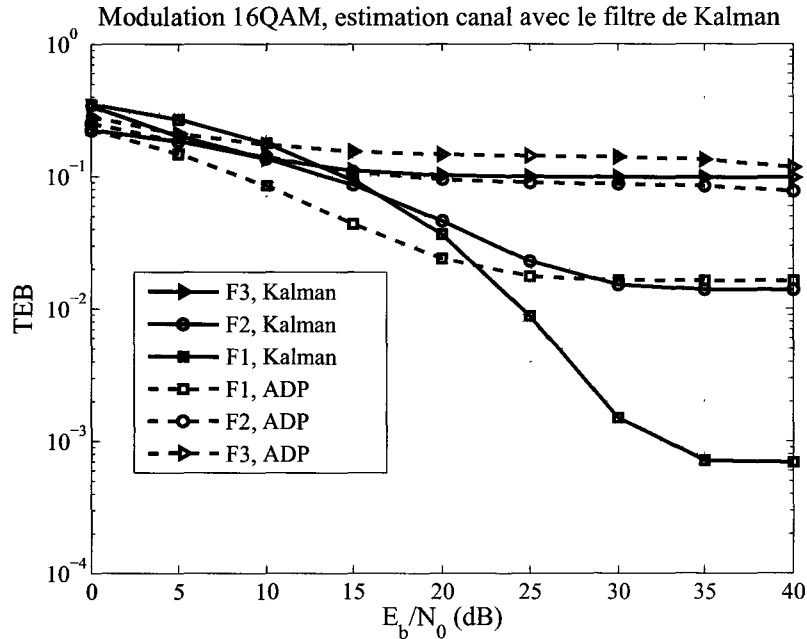


FIGURE 3.16 – Taux d’erreur binaire de 16QAM en fonction du E_b/N_0 en utilisant le filtrage de Kalman.

Les figures 3.15 et 3.16 illustrent l’évolution du taux d’erreur binaire (TEB) en fonction du rapport E_b/N_0 pour différentes valeurs de fréquence Doppler normalisée. La figure 3.15 nous montre les résultats concernant la QPSK. Pour les faibles vitesses F_1 et pour des valeurs de E_b/N_0 comprises entre 20 et 30 dB, le filtre de Kalman fonctionne correctement avec un TEB inférieur à 10^{-3} . Ensuite, le filtre de Kalman donne une bonne estimation du canal pour les valeurs moyennes de vitesse F_2 . Le TEB, dans ce cas, est légèrement plus important que dans le cas précédent (TEB compris entre 10^{-4} et 10^{-2}). On constate une dégradation des performances (TEB $> 10^{-3}$) pour les fréquences Doppler élevées (F_3), et ce, même avec des valeurs importantes de E_b/N_0 . La figure 3.16 présente les résultats concernant la 16QAM. Les erreurs d’estimation sont relativement importantes par rapport à celles obtenues avec la QPSK. Pour une fréquence Doppler F_1 , le TEB varie entre 10^{-3} et 10^{-2} pour des valeurs de E_b/N_0 comprises entre 20 et 30 dB.

3.7 Conclusion

Dans ce chapitre, nous nous sommes focalisés sur le cas de l’estimation du canal radio mobile. Pour les canaux quasi-statiques, les techniques d’estimation déployées sont les méthodes classiques telles que le maximum de vraisemblance (ML maximum likelihood), la minimisation de l’erreur quadratique moyenne (MMSE) ou la méthode des moindres carrés (LS Least Square); ces méthodes permettent d’estimer la

fonction de transfert du canal. Ensuite nous avons traité le cas des canaux variant très rapidement dans le temps. Dans ce cas, la matrice du canal n'est plus diagonale en raison des interférences entre porteuses (IEP) et le fait d'utiliser une estimation classique (i.e. ML, MMSE ou LS) dégrade les performances du récepteur. Il est impossible d'estimer les vraies valeurs en fréquences car les puissances des sous-porteuses de la diagonale de la matrice du canal sont dispersées à son voisinage en raison des IEP. Par conséquent, l'estimation de la réponse impulsionnelle du canal est indispensable. Le problème rencontré dans le domaine temporel réside dans la taille de la réponse impulsionnelle à estimer. En effet, si le canal contient L trajets et si la taille du symbole OFDM est égale à N (souvent important 512, 1024 ou 2048), l'estimation temporelle revient alors à déterminer $N \times L$ échantillons. Grâce au développement en fonctions de base BEM, il est possible de surmonter ce problème et de limiter le nombre de coefficients à déterminer. Le but est donc de trouver un modèle compact permettant de réduire la taille des échantillons à estimer et de faire un compromis entre la simplification des calculs et les bonnes performances.

Ce chapitre constitue une contribution majeure de ce travail de thèse. Nous avons proposé une solution originale dans le but d'améliorer l'estimation des canaux à variations rapides. Notre contribution consiste à faire varier les positions des pilotes dans le symbole OFDM au cours de la transmission afin d'obtenir un motif dynamique. L'allocation dynamique des sous-porteuses pilotes (ADP) apporte des gains en énergie par bit E_b/N_0 par rapport au cas où les sous-porteuses pilotes sont fixes.

Afin de comparer notre méthode avec des méthodes classiques de la littérature, nous avons ensuite traité le cas de l'estimation du canal par un filtre de Kalman. Cette estimation consiste à modéliser l'évolution des coefficients de fonction de base à l'intérieur d'un symbole OFDM par un modèle autorégressif (AR), puis ces coefficients sont estimés par le filtre de Kalman suivi par une détection QR/SVD afin de récupérer les données.

Les résultats obtenus montrent que pour des vitesses de variation du canal très élevées, l'ADP ne donne pas des résultats satisfaisants et n'atteint pas les performances du filtrage de Kalman. Dans le chapitre suivant, nous allons donc proposer une autre idée originale qui s'appuie sur l'ADP et la répartition coopérative des traitements.

Chapitre 4

Estimation du canal par coopération entre plusieurs utilisateurs

Sommaire

4.1	Introduction	77
4.2	Techniques coopératives et de relayage et multiutilisateurs OFDM	78
4.2.1	Communications coopératives	78
4.2.2	Protocoles de relayage	80
4.2.3	Transmission multiutilisateurs OFDM	82
4.3	Aspect coopératif et multiutilisateurs OFDM	83
4.3.1	Application au cas du TGV :	87
4.4	Résultats et analyse	88
4.4.1	Ecart entre pilotes	90
4.5	Conclusion	92

4.1 Introduction

Il existe des réseaux (par exemple, le GSM-R) qui peuvent assurer des bas débits avec des vitesses élevées. En revanche, le problème se pose avec le haut débit et la forte mobilité (des canaux variant dans le temps). Aussi, il est difficile d'estimer le canal avec peu de sous-porteuses pilotes. Lorsque le nombre de sous-porteuses pilotes augmente, le débit diminue. Cette solution n'est donc pas adaptée au contexte du haut débit. Il faut chercher des solutions pour mieux estimer le canal tout en gardant le même débit. Dans le chapitre précédent, nous avons proposé une allocation dynamique des pilotes afin d'améliorer l'estimation d'un canal radio mobile et limiter les conséquences de l'effet Doppler. Cette approche consiste à faire varier les positions des sous-porteuses pilotes dans le symbole afin d'obtenir plus d'informations sur le canal. Nous arrivons à des améliorations sans trop de complexité. Cependant, cette solution s'avère insuffisante dans le cas de la forte mobilité (vitesses supérieures à $v = 350 \text{ km/h}$).

Nous proposons donc, dans un contexte de transmissions entre plusieurs nœuds, une autre solution basée sur l'ADP mais appliquée différemment sur chaque nœud. À un instant donné, chaque nœud estime partiellement le canal sur certaines positions des sous-porteuses pilotes. En combinant ces connaissances partielles, nous arriverons à un système avec une estimation complète du canal, tout en gardant toujours le même débit.

La diversité est un moyen efficace qui est largement adopté pour lutter contre l'évanouissement sévère du signal généré par la propagation par trajets multiples. On distingue plusieurs techniques de diversité, notamment des techniques de diversité de fréquence ou de temps (Foschini et collab., 1999, Tarokh et collab., 1998). La diversité fréquentielle avec des antennes multiples (Alamouti, 1998, Lee et Williams, 2000) est particulièrement intéressante. Elle peut être facilement combinée avec d'autres formes de diversité afin d'augmenter le gain en performances. La nouvelle diversité connue par la diversité coopérative est de plus en plus attrayante. Grâce à la coopération entre les nœuds, le réseau est considéré comme un système avec plusieurs antennes virtuelles de façon distribuée (Laneman et Wornell, 2003, 2004, Sendonaris et collab., 2003a,b). En partageant les antennes des nœuds voisins, la diversité spatiale peut être obtenue sans nécessiter des réseaux d'antennes à chaque nœud. Afin d'illustrer l'idée de la coopération et la diversité de coopération à la couche physique, la diversité coopérative associée à un schéma de codage est étudiée dans (Hunter et Nosratinia, 2006, Laneman et Wornell, 2003, Sheng et Belfiore, 2007, Stefanov et Erkip, 2004, Zhang et collab., 2008). Les principaux protocoles de la transmission de coopération peuvent être classés en deux catégories principales : amplification et retransmission (AF, Amplify and Forward) (Sheng et Belfiore, 2007) et décodage et retransmission (DF, Decode and Forward) (Hunter et Nosratinia, 2006). Dans la pratique, le système

AF est plus attrayant pour sa simplicité, car aucun processus de décodage n'est nécessaire au niveau du nœud relais. Les techniques de diversité coopérative doivent être associées à une technologie de transmission, comme un système OFDM (Nee et Prasad, 2000, Weinstein et Ebert, 1971). Toutefois, l'OFDM est sensible à la fois aux variations temporelles des canaux à trajets multiples, ainsi qu'aux décalages fréquentiels des sous-porteuses, ce qui détruit l'orthogonalité de l'OFDM et donc donne lieu aux interférences entre porteuses (IEP). La synchronisation entre les nœuds est traitée dans (Li et collab., 2006, Zheng et Xia, 2007). Les auteurs (Kim et collab., 2007) et (Shin et collab., 2007) ont donné, respectivement à travers un modèle de canal sélectif en fréquence, une estimation assistée par pilote dans un système AF CO-OFDM (AF Coded OFDM) et des techniques d'estimation du canal et des méthodes de synchronisation dans un système spatio-temporel CO-OFDM.

Dans ce chapitre, nous souhaitons réaliser une meilleure estimation du canal afin de corriger les effets du canal très variant et utiliser des modulations haut débit ($M > 4$). Si nous augmentons le nombre de sous-porteuses pilotes, l'estimation du canal est améliorée mais nous détruisons considérablement le débit. Nous proposons une technique coopérative d'estimation du canal sans augmenter le nombre des sous-porteuses pilotes.

Nous commencerons par un rappel des communications coopératives ainsi que des techniques de relayage déployées. Puis nous verrons comment appliquer la technique de l'ADP avec un système de transmission OFDM coopératif en exploitant sa diversité coopérative. Nous mettons en œuvre un système OFDM multiutilisateurs présent sur un train TGV. Ensuite, nous montrerons les résultats obtenus dans un canal de Rayleigh avec un spectre de type Jakes (modèle de Zheng (Xiao et collab., 2006)). Enfin, nous proposons par une synthèse des performances de la diversité coopérative.

4.2 Techniques coopératives et de relayage et multiutilisateurs OFDM

4.2.1 Communications coopératives

Les communications coopératives avec deux phases sont utilisées dans les systèmes sans fil comme les réseaux Ad hoc mobiles, les réseaux de capteurs ou les réseaux cellulaires. Dans les deux phases, les utilisateurs transmettent des signaux à travers des canaux orthogonaux en utilisant les modes d'accès multiple TDMA, FDMA et CDMA. Dans ce paragraphe, nous donnons un rappel sur les schémas de coopérations à deux utilisateurs. Dans la phase 1, le premier utilisateur envoie ses informations vers le 2^{ème} utilisateur. Dans la phase 2, le deuxième utilisateur aide le premier utilisateur en envoyant les informations vers la destination. En supposant le cas de

transmissions sans pertes, nous considérons le modèle dans la figure 4.1, dans lequel la source est l'utilisateur 1 et le relais représente l'utilisateur 2.

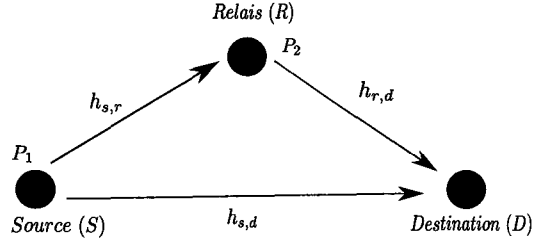


FIGURE 4.1 – Modèle coopératif à trois nœuds.

Nous sommes donc dans un cas où un seul relais coopère avec un seul utilisateur (source). Une stratégie de coopération typique est modélisée par deux phases orthogonales (TDMA ou FDMA) afin d'éviter les interférences entre les deux phases :

1. Dans la phase 1, une source envoie les informations vers les destinations et les mêmes informations sont reçues par le relais en même temps. Les signaux reçus au niveau de la destination et le relais sont respectivement donnés par :

$$Y_{s,d} = \sqrt{P_1} \cdot h_{s,d} \cdot X + \eta_{s,d}, \quad (4.1)$$

$$Y_{s,r} = \sqrt{P_1} \cdot h_{s,r} \cdot X + \eta_{s,r}, \quad (4.2)$$

où P_1 est la puissance transmise à la source, X est le symbole d'information transmis, et $\eta_{s,d}$ et $\eta_{s,r}$ sont des bruits additifs de moyenne nulle et de variance N_0 . $h_{s,d}$ et $h_{r,d}$ sont respectivement les coefficients des canaux de la source vers la destination et le relais.

2. Dans la phase 2, le relais peut aider la source en retransmettant les informations vers la destination. Le signal correspondant reçu par la destination est écrit sous la forme :

$$Y_{r,d} = \sqrt{P_2} \cdot h_{r,d} \cdot X + \eta_{r,d}. \quad (4.3)$$

La destination reçoit deux copies du signal X en provenance des liens source-destination et relais-destination. La technique optimale qui maximise le rapport signal à bruit est le MRC (Maximum Ratio Combining). Avec la connaissance des coefficients des canaux, la sortie du détecteur MRC au niveau de la destination peut s'écrire sous la forme :

$$Y = \vartheta_1 Y_{s,d} + \vartheta_2 Y_{r,d}. \quad (4.4)$$

Les valeurs de ϑ_1 et ϑ_2 changent en fonction des stratégies de retransmission du relais. Les plus connues de ces stratégies sont : l'amplification et la retransmission (AF), le décodage et la retransmission (DF), la compression et la retransmission (CF) et la coopération codée (CC) (Liu et collab., 2009, Sheng et Belfiore, 2007).

L'architecture la plus simple avec trois nœuds (source, relais et destination) est donnée sur la figure 4.1. Deux cas de coopération du relais se présentent (Laneman et Wornell, 2002). Le premier cas est celui où le relais et la source coopèrent afin de transmettre l'information vers la destination de manière simultanée (figure 4.2a), le résultat est un canal avec un accès multiple. Dans le second cas, le relais et la destination coopèrent, ce qui revient à un schéma de diffusion (figure 4.2b). Dans la suite, nous allons utiliser ce deuxième cas dans un contexte multiutilisateurs à bord d'un TGV afin d'estimer le canal entre la station de base (SB) et le train.

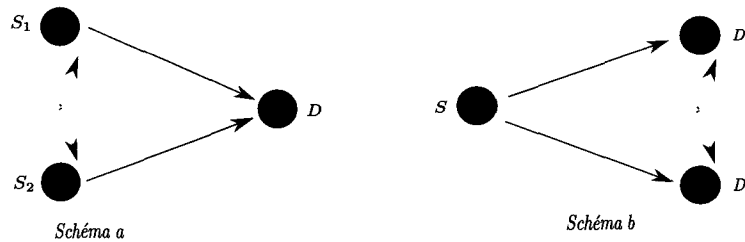


FIGURE 4.2 – Architectures de relayage à trois nœuds.

4.2.2 Protocoles de relayage

Les stratégies de retransmission les plus connues sont l'amplification et la retransmission (AF), le décodage et la retransmission (DF), la compression et la retransmission (CF) et la coopération codée (CC). Ces dernières sont détaillées dans les paragraphes suivants. Au niveau de la réception, ces stratégies utilisent deux critères : le critère MRC (Maximum Ratio Combining) et le critère SC (Select Combining).

4.2.2.1 Amplification et retransmission (AF)

Dans le protocole de relayage AF, le relais récupère la version reçue du signal de la source et transmet sans décodage une version amplifiée vers la destination (Cover et Gamal, 1979, Laneman et Wornell, 2004). Ce protocole permet de compenser l'atténuation du signal subie sur le lien source-relais (S-R). Le relais fait simplement l'amplification du signal reçu d'un facteur inversement proportionnel à la puissance reçue. Il est noté ξ_r :

$$\xi_r = \frac{\sqrt{P_1}}{\sqrt{P_1 \cdot |h_{s,r}|^2 + N_0}}. \quad (4.5)$$

4.2.2.2 Décodage et retransmission (DF)

Un autre processus possible de ralayage consiste d'abord à décoder le signal reçu par le relais, à le reencoder et enfin à le retransmettre vers le destinataire (Gupta et Kumar, 2003, Khojastepour et collab., 2003, Xie et Kumar, 2004). Ce processus fonctionne correctement quand le lien S-R est idéal en terme de SNR (pas d'erreurs de codage au niveau du relais). Le relais doit utiliser une table de code différente de celle utilisée par la source (pour que les canaux restent orthogonaux). Le récepteur utilise les informations transmises par le relais et la source afin d'effectuer la décision et le décodage. Il peut arriver que le signal décodé au niveau du relais soit incorrect. Si ce signal est retransmis à la destination, le décodage à la réception, erroné, n'est pas fiable (Khojastepour et collab., 2003). Il est clair dans ce cas que la diversité atteinte est égale à 1 car les performances du système sont limitées par la qualité des liens S-R et S-D. Néanmoins, Il est possible qu'un relais coopératif puisse décoder les erreurs des symboles résultant de la propagation. Une régénération parfaite au niveau du relais exige un protocole de retransmission FEC (Forward Error Correction) qui dépend de la qualité du lien S-R (Gupta et Kumar, 2003, Xie et Kumar, 2004). En effet, le protocole DF peut être très efficace mais les débits atteints sont limités par la capacité du canal entre la source et le relais.

4.2.2.3 Compression et retransmission (CF)

La stratégie de compression et retransmission (CF) est un schéma sophistiqué (Kramer et collab., 2005). La principale différence entre le CF et le DF est que le relais dans le dernier cas (DF) transmet une copie du signal reçu. Dans le CF, le relais transmet une version quantifiée et compressée du signal reçu (Cover et Gamal, 1979, Kramer et collab., 2005). En conséquence, la destination utilise des fonctions afin de combiner le message reçu de la source et sa version quantifiée et compressée envoyée par le relais. Le processus de quantification et de compression au niveau du nœud relais est un processus de codage source. Il représente chaque message reçu par une séquence de symboles qui peuvent être des bits. Au niveau de la destination, une estimation du message quantifié et compressé est obtenue par le décodage de la séquence de bits. Cette opération de décodage implique simplement le mapping des bits reçus dans un ensemble de valeurs qui estime le signal transmis. Au final pour le CF, plusieurs opérations de codage source faites au niveau du relais font partie d'un groupe de techniques de codage connues sous le nom de codage source distribué : codages de Slepian-Wolf (SW) ou de Wyner-Ziv (WZ) (Wyner et Ziv, 1976).

4.2.2.4 Coopération codée (CC)

la coopération codée diffère des autres schémas parce qu'elle est implementée au niveau du codage canal (Janani et collab., 2004). Il convient de noter que les deux schémas AF et DF présentés précédemment sont basés sur la stratégie dans laquelle le relais répète les bits émis par la source. Dans le cas CC, le relais envoie une information redondante de sorte que lorsqu'on la compare avec un mot code émis par la source, le résultat soit un mot code avec une large redondance (Hunter et Nosratinia, 2002). Afin de bien comprendre le fonctionnement de la CC, nous allons rappeler le principe d'un code correcteur d'erreurs (CCE). L'encodeur du CCE prend une séquence d'information et applique des opérations mathématiques afin de générer une autre séquence de symboles. Cette dernière contient non seulement l'information de la séquence d'entrée mais aussi de l'information redondante. La redondance dans un mot code est utilisée par le récepteur afin d'augmenter les probabilités d'avoir l'information originale sans erreurs de transmission (Gupta et Kumar, 2003, Xie et Kumar, 2004). Effectivement, les opérations d'encodage et de décodage sont faites de façon à ajouter ou à supprimer de la redondance au niveau du mot code. Cela revient à ajouter une nouvelle redondance ou à supprimer des symboles sélectionnés. C'est ce dernier cas qui est utilisé par la technique CC.

4.2.3 Transmission multiutilisateurs OFDM

La technologie OFDMA (Orthogonal Frequency Division Multiple Access) est considérée comme un candidat prometteur pour la couche physique de la prochaine génération de systèmes communication mobile. Plusieurs normes de communication, tels que le WiMAX et le LTE (Xiang et collab., 2008), ont choisi l'OFDMA comme technique de transmission de lien descendant (DL). L'OFDMA dispose d'une bande passante évolutive, d'une haute efficacité spectrale et un accès très flexible entre les utilisateurs. Toutefois, si les ressources en fréquence sont largement réutilisées dans chaque cellule du réseau et qu'aucune commande de puissance n'est adoptée, les utilisateurs au bord de la cellule ont inévitablement les plus faibles signaux, et ils souffrent le plus de l'interférence inter-cellules. Les schémas traditionnels de réutilisation des fréquences, avec un facteur de réutilisation de trois peuvent réduire de façon significative la moyenne des interférences intercellulaires et améliorent le SINR (signal to multiuser interference plus noise ratio). Cela se fait cependant au détriment d'une accessibilité aux ressources fréquentielles pour chaque cellule.

Dans un système OFDMA, le signal reçu au niveau de la station de base (SB) consiste en la superposition des contributions des K utilisateurs actifs. Le bloc de symboles émis par l'utilisateur U_u ($u \in 1, \dots, K$) est noté :

$$X_{u,k} = [X_u(1), \dots, X_u(k), \dots, X_u(N)]^T, \quad (4.6)$$

où N est le nombre de sous-porteuses et $X_u(k)$ représente le symbole transmis sur la sous porteuse k ($k = 0, \dots, N - 1$). Il est nul si cette dernière n'est pas attribuée à l'utilisateur U_u (voir la figure 4.3). De plus, le choix de la longueur du préfixe cyclique N_g est fait de telle façon qu'il n'y ait pas d'IES. Ainsi, le signal émis par un utilisateur est donné par l'expression suivante :

$$S_u(n) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} X_u(k) \cdot e^{j2\pi nk/N}. \quad (4.7)$$

La combinaison des K signaux reçus sur l'antenne de réception de la SB s'écrit alors :

$$Y(n) = \sum_{u=1}^K e^{j2\pi n F_u/N} \cdot Y_u(n) + v(n), \quad (4.8)$$

$v(n)$ étant le bruit additif, et :

$$Y_u(n) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} X_u(k) \cdot \mathbf{H}_u(n, k) \cdot e^{j2\pi nk/N}, \quad (4.9)$$

où \mathbf{F}_u et $\mathbf{H}_u(n, k)$ sont respectivement le décalage fréquentiel normalisé et la matrice du canal pour chaque utilisateur U_u .

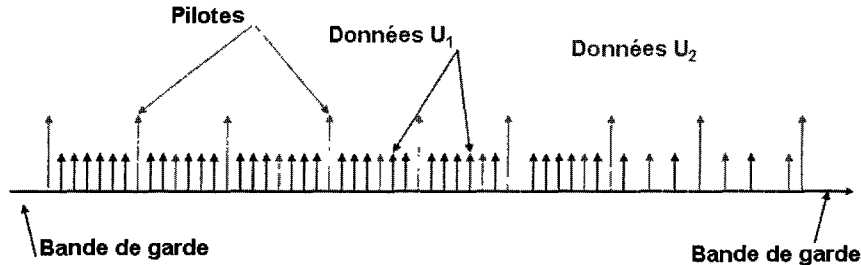


FIGURE 4.3 – Schéma d'un symbole OFDMA.

Dans notre cas, nous avons choisi la configuration dans laquelle chaque utilisateur est désigné par une disposition unique des pilotes. Ainsi, le symbole est composé seulement par des sous-porteuses appartenant au même utilisateur U_u ; seules les positions des sous-porteuses pilotes changent d'un utilisateur à un autre. Ceci est illustré sur la figure 4.4.

4.3 Aspect coopératif et multiutilisateurs OFDM

Dans le contexte des communications train-sol, l'estimation du canal entre la station de base et le train est une tâche très importante afin de détecter convenablement les

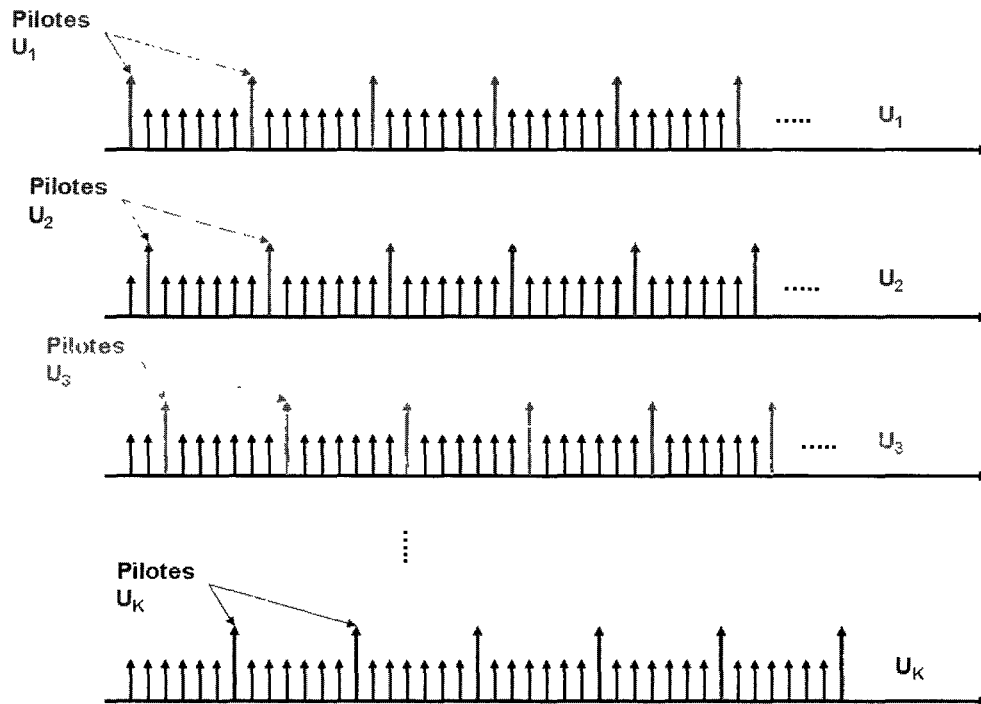


FIGURE 4.4 – Disposition des pilotes pour chaque utilisateur U_u .

données, notamment lorsque la vitesse du train est très élevée (cas du TGV). Dans un système OFDM, le canal dispersif dans le temps avec des lentes variations est caractérisé par une réponse qui varie dans le temps mais qui est supposée constante pendant la durée d'un symbole OFDM. Cette propriété de stationnarité évite les interférences entre les sous-porteuses et rend l'estimation du canal large bande possible. Le rythme de changement de chaque évanouissement du trajet est décrit par la fréquence Doppler du canal. L'estimation du canal dans le domaine fréquentiel exploite la connaissance des positions des sous-porteuses pilotes dans le spectre du symbole OFDM. Si le canal est variant pendant un symbole OFDM, l'estimation fréquentielle n'est plus utile (car la matrice du canal n'est pas diagonale (Hijazi et Ros, 2008, Tang et collab., 2006a,b)) et donne de mauvaises performances. En conséquence, l'estimation dans le temps est imposée afin de contourner ce problème. Dans un scénario avec des voyageurs à bord d'un TGV, ces voyageurs sont considérés comme des terminaux mobiles appartenant à un réseau (cluster) et ils reçoivent les signaux venant des stations de base "SB" (voir la figure 4.5). Notre objectif consiste à exploiter ce réseau, en appliquant l'aspect coopératif entre les stations mobiles "SM" (nœuds) du réseau et en considérant une disposition convenable des pilotes afin d'améliorer l'estimation du canal. Dans la suite, nous considérons le mode de relaying AF. Les nœuds amplifient puis retransmettent le signal à émettre sans décodage, ni encodage ou compression.

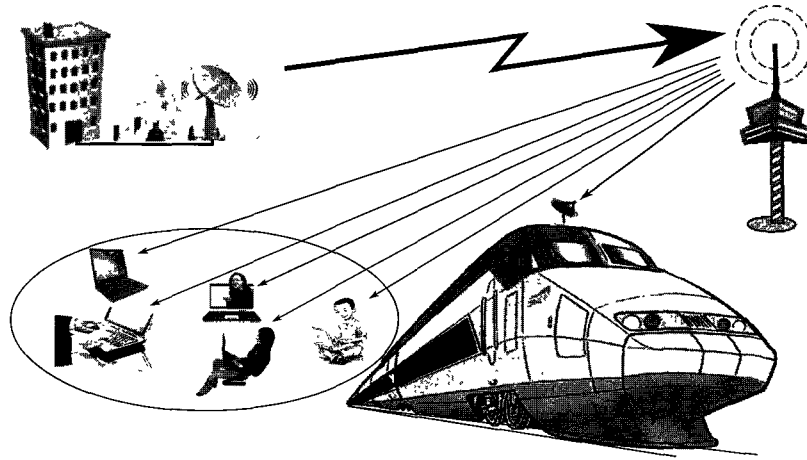


FIGURE 4.5 – Phase de diffusion vers les nœuds.

Nous supposons que chaque utilisateur a sa propre disposition de sous-porteuses pilotes qui est différente de celles des autres utilisateurs. Aussi, les échanges à l'intérieur du réseau (intra cluster) composé de ces utilisateurs sont effectués à travers un milieu considéré fixe. L'approche proposée de coopération entre les différents nœuds du réseau se fait en deux phases :

Phase 1 (phase d'écoute) : la station de base diffuse les signaux qui sont simultanément reçus par les terminaux (nœuds) à bord du train. Cette phase est illustrée sur la figure 4.5. À la réception, chaque nœud aura une connaissance partielle du canal, qui est supposé identique pour la totalité du réseau présent dans le train (voiture TGV). Le signal reçu sur chaque nœud (considérant K nœuds) aura l'expression suivante :

$$\mathbf{Y}_u = \mathbf{H} \cdot \mathbf{X}_u + \mathbf{V}_u \quad \text{et } u = 1, \dots, K. \quad (4.10)$$

Phase 2 (phase de collaboration) : elle consiste en des communications intra réseau (intra cluster), le but est de partager l'information partielle collectée par chaque nœud sur les différentes positions pilotes. Les déplacements des utilisateurs (stations mobiles) dans le réseau à bord du train sont négligeables par rapport à la vitesse du TGV et les stations mobiles sont considérées comme fixes. La phase de collaboration se fait en deux étapes : une étape de récupération (représentée sur la figure 4.6) puis une étape de diffusion (illustrée sur la figure 4.7).

Etape de récupération : Tous les nœuds (esclaves dans le réseau) transmettent leur connaissance du canal vers un nœud bien choisi suivant un critère (souvent maître dans le réseau). Le maître exploite les données pilotes afin de constituer une connaissance globale sur le canal train-SB. Le super mobile ou routeur mobile à bord du TGV peut être considéré comme le maître du réseau.

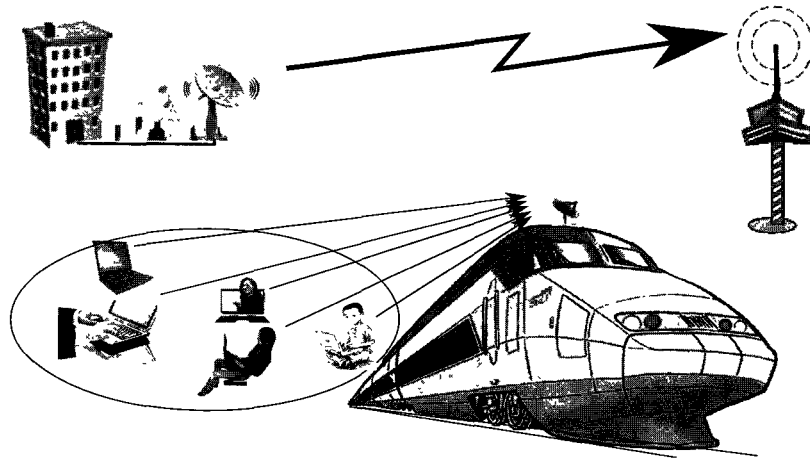


FIGURE 4.6 – Phase de collaboration entre les nœuds : étape de récupération.

Etape de diffusion intra réseau (intra cluster) : après avoir récupéré les données pilotes afin de constituer une connaissance globale du canal train-SB, le maître du réseau communique cette information à l'ensemble des nœuds du réseau par une opération de diffusion.

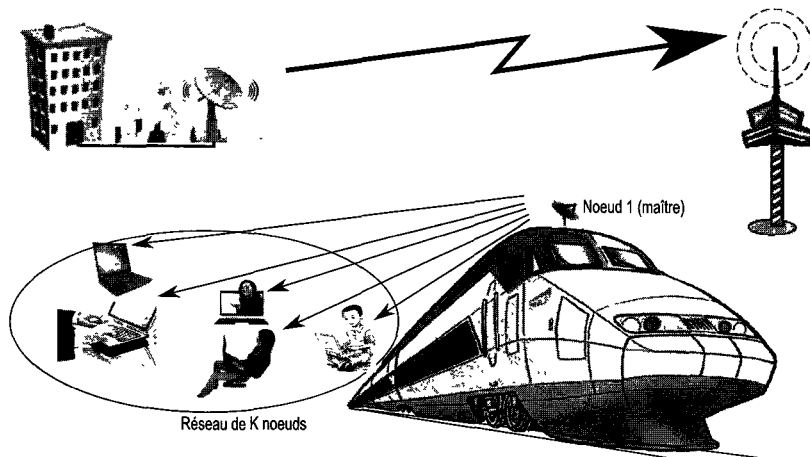


FIGURE 4.7 – Phase de collaboration entre les nœuds : étape de diffusion intra cluster.

Il est important de noter que les nœuds échangent seulement entre eux les données obtenues des positions pilotes et que chaque nœud fait une détection des données indépendante des autres nœuds. Le but est d'exploiter la diversité fréquentielle offerte par les différents nœuds afin d'avoir une multitude de connaissance du même canal train-sol sur différentes positions pilotes puisque chaque nœud possède une configuration différente des pilotes.

4.3.1 Application au cas du TGV :

Afin d'appliquer cette idée au cas du TGV, nous reprenons le système d'équations 3.20-3.32 du chapitre précédent. De plus, nous supposons que chaque utilisateur à bord du train possède une configuration spécifique et unique de sous-porteuses pilotes. Cette configuration peut aussi servir comme un code d'identification de l'utilisateur. La figure 4.8 donne un exemple d'attribution des sous-porteuses pilotes aux différents utilisateurs.

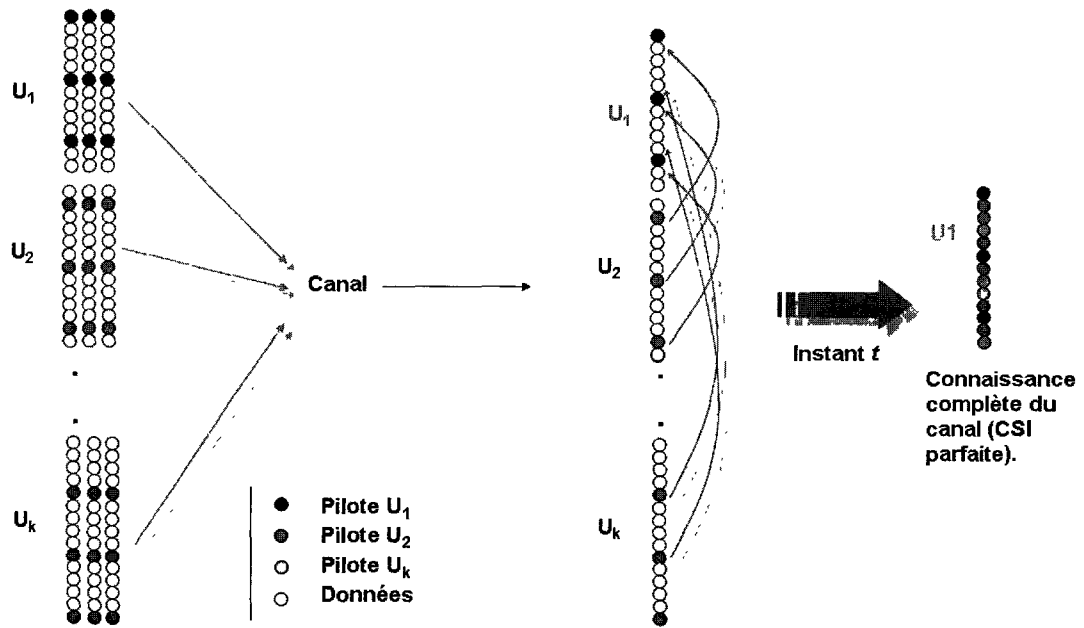


FIGURE 4.8 – Positions des sous-porteuses pilotes pour différents utilisateurs.

Pour chaque utilisateur U_u , notre système s'écrit toujours sous la forme :

$$\mathbf{Y}_u = \mathbf{H}_u \cdot \mathbf{X}_u + \mathbf{V}_u = \mathbf{W}_u \cdot h_u + \mathbf{V}_u. \quad (4.11)$$

Notons ici que, par rapport au cas précédent (ADP), nous avons plusieurs \mathbf{W}^P afin d'estimer le même canal sol-train h (on suppose que le canal est identique à un instant donné pour les différents utilisateurs). Rappelons aussi que N_p , D et d sont respectivement le nombre total de sous-porteuses pilotes, l'espace entre deux sous-porteuses pilotes et le décalage (saut) des sous-porteuses pilotes. Sur l'exemple illustré par la figure 4.8, les différentes configurations des sous-porteuses pilotes pour chaque utilisateur U_u varient en fonction de d (d est compris entre 1 et D).

L'équation du système correspondant à l'utilisateur U_1 avec un décalage $d = 0$ s'écrit : $\mathbf{Y}_1 = \mathbf{W}_1^P \cdot h + \mathbf{V}_1$. De même, pour les autres utilisateurs, on peut écrire :

$$U_2 \text{ avec un décalage } d = 1 : \mathbf{Y}_2 = \mathbf{W}_2^P \cdot h + \mathbf{V}_2$$

$$U_3 \text{ avec un décalage } d = 2 : \mathbf{Y}_2 = \mathbf{W}_2^P \cdot h + \mathbf{V}_2$$

jusqu'au dernier utilisateur U_K avec un décalage $d = D$: $\mathbf{Y}_K = \mathbf{W}_K^P \cdot \mathbf{h} + \mathbf{V}_K$.

Après la première phase de diffusion de la station de base vers les utilisateurs, chaque utilisateur U_u estime le canal avec ses propre pilotes. Ainsi, chaque utilisateur U_u possède une estimation partielle du canal sol-train \hat{h}_u à partir des coefficients de base correpondants Cb_u . La figure 4.9 résume les différentes phases de l'approche coopérative proposée.

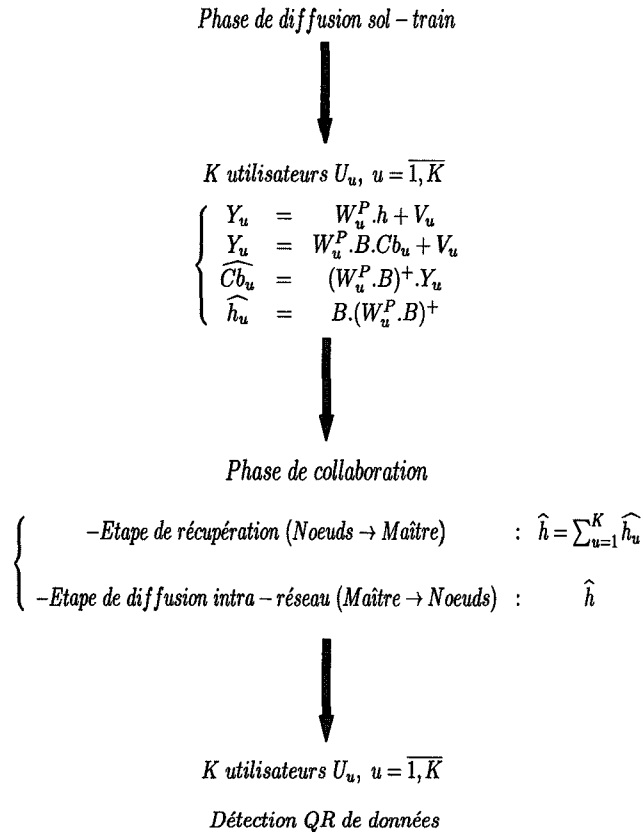


FIGURE 4.9 – Synoptique de l'approche coopérative proposée.

4.4 Résultats et analyse

Dans cette section, nous validons par des simulations la technique coopérative proposée. Les performances en termes de taux d'erreur binaire (TEB) sont examinées en fonction de l'énergie par bit (E_b/N_0) et de l'étalement Doppler normalisé $F_d T_s$. Le canal utilisé pour les simulations est toujours le modèle de Zheng de type Rayleigh avec $L = 6$ trajets (Jakes, 1994, Xiao et collab., 2006). Le système considéré est un système OFDM avec 128 sous-porteuses dont les spécifications sont : $N_p = 12$ pilotes et 10 nulles (le nombre de sous-porteuses entre les pilotes est égal à 9). Le préfixe cyclique est de $N_g = 8$ échantillons. La durée d'un symbole OFDM est de

$72 \mu s$. Le TEB est évalué pour une fréquence Doppler normalisée $F_d T_s = 0,0008$ correspondant à une vitesse de mobile $v = 350 \text{ km/h}$ pour une fréquence porteuse $f_0 = 2,5 \text{ GHz}$.

Les résultats obtenus sont présentés sur la figure 4.10. Cette figure illustre l'évolution du TEB moyen en fonction du nombre des utilisateurs K présents dans le train. Il apparaît clairement que le TEB diminue lorsque le nombre K augmente. À titre d'exemple, si $K = 4$, le gain est de $1,5 \text{ dB}$ par rapport au cas où $K = 1$. Le gain est double (3 dB) lorsque $K = 8$. Ceci peut s'expliquer par le fait que le nombre de sous-porteuses pilotes employées engendre des informations supplémentaires pour estimer le même canal.

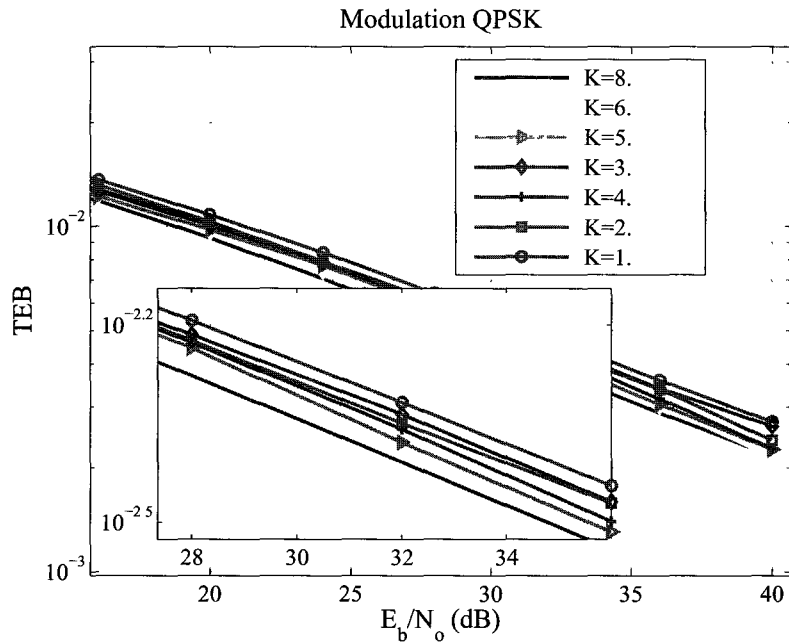


FIGURE 4.10 – Effet de coopération entre les utilisateurs, QPSK

Les figures 4.11 et 4.12 représentent des comparaisons entre les différentes estimations du canal en termes de TEB, à savoir, l'estimation fréquentielle classique avec une allocation de pilotes fixe, l'estimation par fonctions de base avec une allocation dynamique des pilotes, le filtre de Kalman et la coopération. L'estimation classique ne donne pas de bons résultats car elle est réalisée dans le domaine fréquentiel. Seule la fonction du transfert est obtenue; il est impossible d'estimer les vraies valeurs de la matrice du canal. L'estimation ADP basée sur un développement en BEM permet de suivre les variations temporelles du canal. Elle offre un gain par rapport à l'estimation fréquentielle. En revanche, elle est peu performante aux vitesses très élevées. L'estimation par filtre de Kalman, basée aussi sur un développement en BEM, donne de meilleures performances par rapport aux autres techniques. Cependant, la complexité de l'estimateur de Kalman est élevée mais il s'agit là du prix à payer afin

d'obtenir de bonnes performances. L'estimation par coopération, est meilleure en termes de TEB par rapport aux autres estimations. En présence de tous les nœuds coopérants (dans notre cas le nombre total est 8), l'information obtenue sur le canal est complète. Ainsi, en exploitant la diversité coopérative offerte par les nœuds, le gain obtenu par l'estimation du canal coopératif est remarquable.

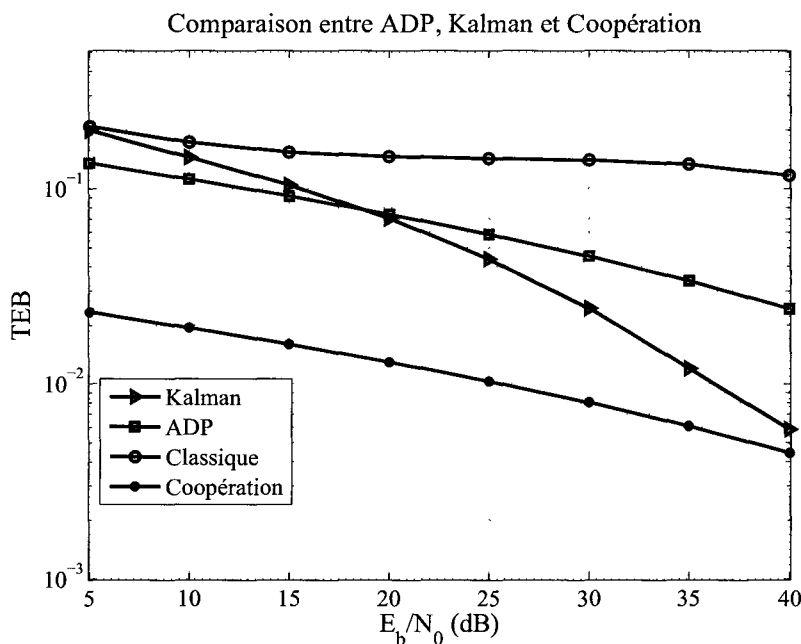


FIGURE 4.11 – Comparaison entre les estimations du canal pour QPSK.

Les résultats obtenus avec l'utilisation de la modulation 16QAM sont illustrés sur la figure 4.12. Des dégradations des performances des différentes estimations du canal sont observées (i.e. $F_d T_s = 0,0008$). Ceci peut s'expliquer par le fait que le nombre de points de la constellation utilisés engendre des difficultés pour obtenir une meilleure détection. En outre, le développement en P-BEM génère des erreurs de modélisation aux vitesses très élevées.

4.4.1 Ecart entre pilotes

Dans ce paragraphe, nous traitons le cas de deux utilisateurs seulement (nous les notons U_1 et U_2). L'idée est de montrer l'effet des positions des sous-porteuses pilotes sur les performances du système. Nous considérons quatre cas différents de positions de pilotes (voir la figure 4.13). Le premier utilisateur U_1 garde les mêmes positions des sous-porteuses pilotes. Au contraire, pour le second utilisateur U_2 , les pilotes occupent à chaque fois les positions disponibles des autres sous-porteuses de données. Dans le premier cas, l'estimation du canal se fait avec des pilotes adjacents. Dans le deuxième cas, elle se fait avec des pilotes espacés par une sous-porteuse de données,

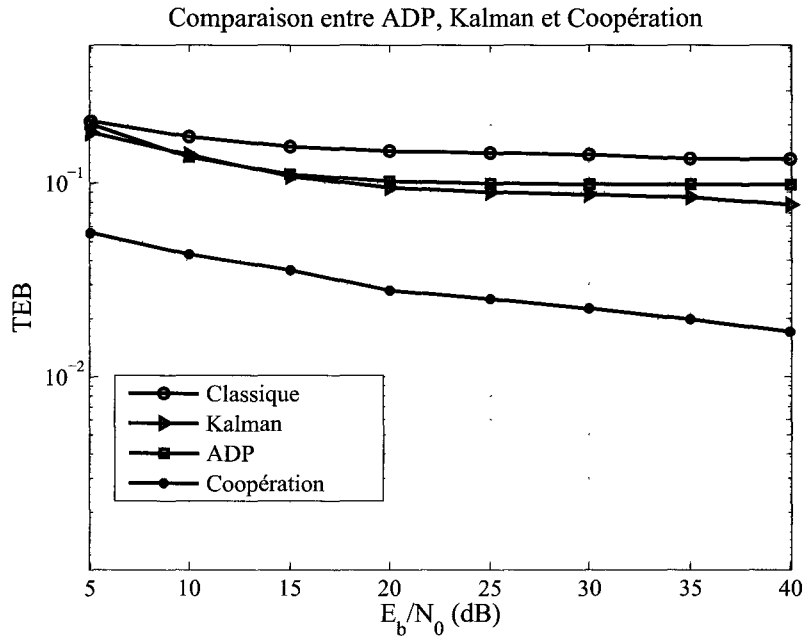


FIGURE 4.12 – Comparaison entre les estimations du canal pour 16QAM.

et ainsi de suite.

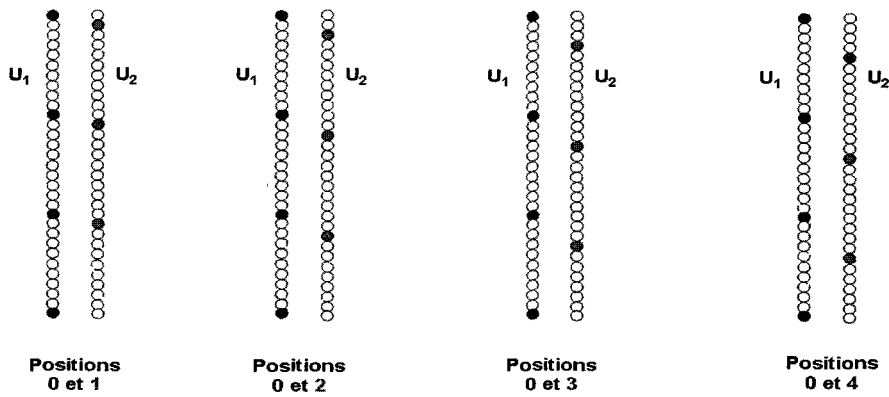


FIGURE 4.13 – Positions des sous-porteuses pour deux utilisateurs seulement.

La figure 4.14 illustre l'effet des positions des sous-porteuses pilotes sur les performances du système. Dans ce cas, deux nœuds sont utilisés. Les positions (0 et 3) et (0 et 4) donnent un gain égal à $0,5\text{ dB}$ par rapport aux positions (0 et 1) et (0 et 2). Avec les positions (0 et 4), les sous-porteuses pilotes sont bien placées. Avec seulement deux utilisateurs (positions (0 et 4)), on peut atteindre les performances obtenues avec trois utilisateurs. Le gain obtenu est de 1 dB (voir la figure 4.15).

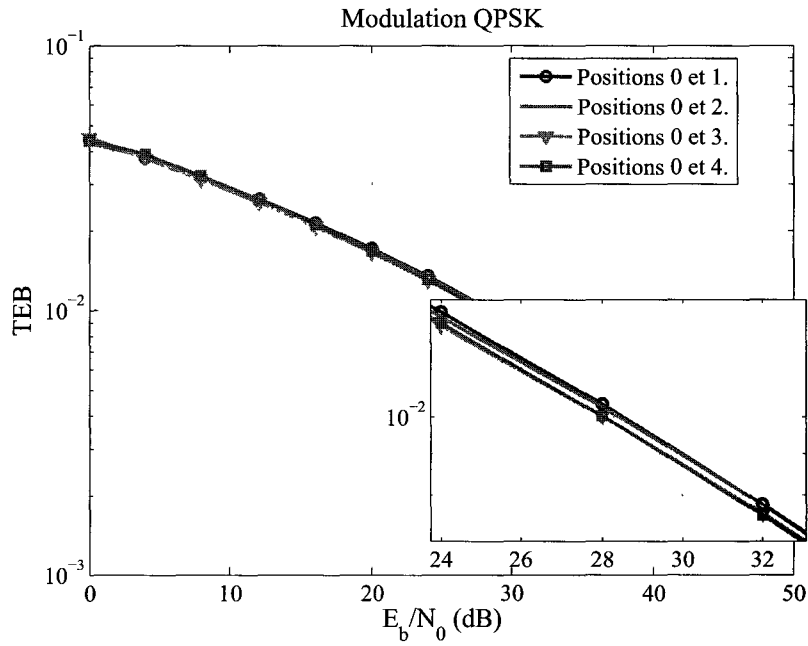


FIGURE 4.14 – Effet des positions des sous-porteuses pilotes, cas de deux utilisateurs.

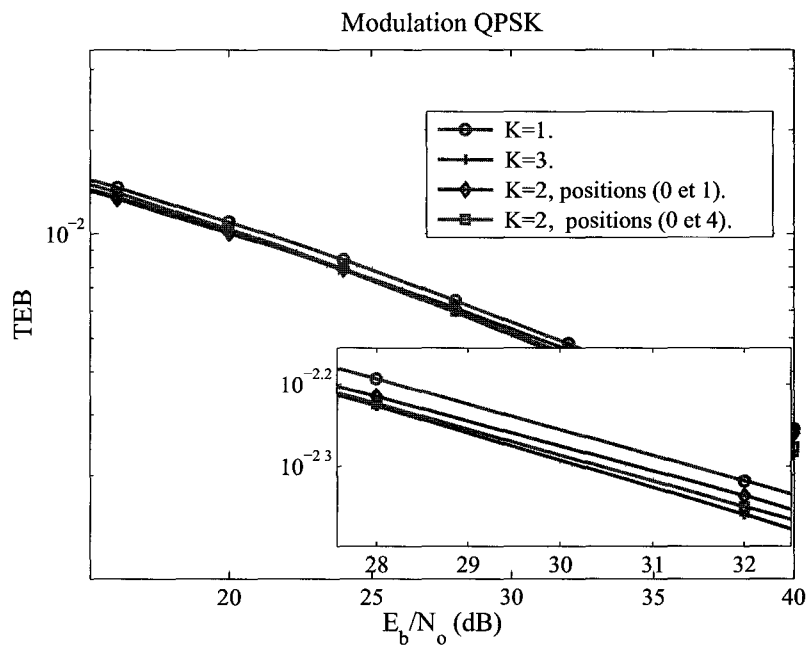


FIGURE 4.15 – Effet des positions des sous-porteuses pilotes.

4.5 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons considéré les communications coopératives. Nous avons décrit le principe des communications coopératives dans les systèmes OFDM. Plus

précisément, nous avons cité certaines techniques de relayage entre les différents nœuds du système. Ensuite, nous avons brièvement donné les caractéristiques d'un système multiutilisateurs OFDM. Dans un contexte de communications sol-train, nous avons supposé que les utilisateurs d'un train TGV estiment tous le même canal à l'intérieur du train. De là, nous avons expliqué le principe de notre idée qui exploite la diversité entre les utilisateurs qui forment un réseau. Chaque utilisateur (nœud) du réseau est désigné par une géométrie unique des sous-porteuses pilotes. Cette dernière est différente des autres utilisateurs. Chaque nœud effectue une estimation individuelle du canal en obtenant une connaissance partielle du canal. Cette connaissance est partagée avec le nœud maître du réseau. Ainsi, avec cette coopération, le canal sol-train est entièrement estimé. Nous avons comparé les performances du réseau en fonction du nombre des nœuds coopérants. Nous avons montré que, plus le nombre d'utilisateurs est élevé, meilleure est l'estimation coopérative du canal. Enfin, nous avons étudié le cas de deux utilisateurs seulement avec deux configurations différentes des sous-porteuses. Le but était de montrer l'effet des positions des sous-porteuses pilotes des utilisateurs en limitant leur nombre à deux. Les résultats de simulation ont indiqué que l'estimation coopérative du canal est meilleure avec deux configurations des pilotes bien positionnées.

Conclusion générale et perspectives

L'augmentation conjointe des services consommateurs de ressources spectrales et des services nécessitant un haut niveau de fiabilité (vidéo streaming, jeux, transfert de données...) ne cesse d'accroître les challenges pour les opérateurs des systèmes de radio mobile. Les systèmes filaires savent répondre à de telles exigences ; ce n'est pas le cas des systèmes sans fil. C'est pourquoi le domaine des communications sans fil est toujours un domaine de recherches intensives visant à développer des solutions permettant une connexion sans coupures. Cependant, les difficultés rencontrées par le signal dans le canal de propagation radio mobile imposent de trouver des solutions permettant d'atteindre des performances de débit et de fiabilité comparables à celles obtenues dans les réseaux filaires tout en respectant des compromis entre la complexité, la consommation d'énergie et le partage de la ressource spectrale.

Dans ce contexte, les standards de la 4G (LTE, WiMAX) semblent répondre à ces exigences, en fournissant des mobilités pour les véhicules, des grandes couvertures radio et débits de données élevés. En revanche, en raison de la forte mobilité (vitesses élevées, cas de TGV), ces attentes ne sont pas encore satisfaites et la recherche d'améliorations des performances des technologies LTE/WiMAX est encore nécessaire.

L'estimation du canal et la détection du signal jouent un rôle important dans la conception d'un récepteur mobile. En général, il n'est pas possible de prendre une décision précise sur les données à la réception, sauf si une bonne estimation du canal est disponible. Dans ce travail, nous avons étudié une estimation supervisée du canal dans un système OFDM. Nous avons proposé deux approches. Tout d'abord, une estimation du canal temporelle qui s'appuie sur une allocation dynamique des pilotes ADP ; Ensuite, une estimation du canal qui combine le principe de l'ADP et la répartition coopérative des traitements. Les deux méthodes proposées réduisent le TEB et améliorent les performances du système.

Dans le premier chapitre intitulé communications train-sol, nous avons d'abord

présenté les différents développements de services d'Internet à bord des trains déployés par les opérateurs et nous avons ensuite brièvement rappelé les caractéristiques des différentes technologies sans fil considérées dans les projet de déploiement d'Internet à bord du train, à savoir, un lien de communications par satellite, ou un lien terrestre assuré par un réseau 3/3,5G, WiFi ou WiMAX. Nous avons plus particulièrement insisté sur les caractéristiques de la couche physique des standards WiMAX et LTE. Nous avons ensuite décrit les caractéristiques des canaux radio mobiles, et la spécificité des canaux ferroviaires à grande vitesse et l'effet de la mobilité. Après avoir rappelé les différentes solutions possibles pour la modélisation des canaux à évanouissements de Rayleigh, nous avons choisi le modèle de Zheng de type Rayleigh adapté à notre contexte. Les caractéristiques statistiques de ce modèle sont proches du modèle théorique de Clarke ce qui permet de pouvoir simuler des transmissions de plus longue durée.

Le deuxième chapitre de ce travail a été consacré au rappel des principales caractéristiques des systèmes OFDM et du modèle mathématique considéré. L'OFDM est un schéma de modulation large bande qui peut corriger les problèmes induits par les trajets multiples. Cependant, nous avons montré les dégradations de performances engendrées par la grande vitesse et l'effet Doppler et nous avons analysé les conséquences de l'effet Doppler sur la matrice du canal. Dans le cas de variations temporelles rapides, il convient de modéliser de façon adéquate les variations temporelles du canal pendant un temps symbole. Le problème rencontré dans le domaine temporel réside dans la taille de la réponse impulsionnelle à estimer. Notre objectif était donc de trouver un modèle compact permettant de réduire la taille des échantillons à estimer et de faire un compromis entre la simplification des calculs et les bonnes performances. Nous avons choisi la modélisation par des fonctions de base et comparé les performances des trois fonctions de base généralement considérées : GCE-BEM, CE-BEM et P-BEM. Nous avons montré que la modélisation GCE-BEM offre de meilleurs résultats en termes d'erreur quadratique moyenne normalisée (EQMN). Nous avons retenu la modélisation P-BEM au regard de sa faible complexité et ses bonnes performances pour les valeurs considérées de la fréquence Doppler normalisée.

Le troisième chapitre constitue une contribution majeure de ce travail de thèse. Nous nous sommes focalisés sur l'estimation supervisée du canal radio mobile dans un contexte de grande vitesse. Après avoir rappelé les différentes méthodes existant dans la littérature, nous avons présenté la solution originale imaginée dans le but d'améliorer l'estimation des canaux à variations rapides. Notre contribution consiste à utiliser une allocation dynamique des sous-pilotes au cours de la transmission. Cette technique permet d'obtenir un motif dynamique afin de mieux suivre les variations du canal. La position des sous-porteuses pilotes varie dynamiquement de façon à ce que les pilotes aient occupé toutes les positions en fréquence à la fin du cycle. L'allocation

dynamique des sous-porteuses pilotes (ADP) apporte des gains en énergie par bit E_b/N_0 par rapport au cas où les sous-porteuses pilotes sont fixes. L'idée est de s'affranchir de l'allocation statique classique proposée dans la norme. Nous avons comparé les performances obtenues avec l'estimation du canal par un filtre de Kalman en fonction de la vitesse. La méthode proposée a donné de bons résultats. Cependant, pour des vitesses de variation du canal très élevées, l'ADP ne donne pas des résultats satisfaisants et n'atteint pas les performances du filtrage de Kalman. Ce dernier offre des meilleures performances mais sa complexité reste très élevée.

Afin d'améliorer les performances de l'estimation du canal, nous avons ensuite proposé, dans le dernier chapitre, de tirer parti de la présence de plusieurs utilisateurs dans le train à des positions différentes. Nous avons constaté que les utilisateurs estiment tous le même canal à l'intérieur du train. Ainsi, nous avons proposé d'exploiter la diversité fréquentielle entre les utilisateurs à bord du train (qui forment un réseau) mais aussi la diversité des positions des sous-porteuses pilotes entre les utilisateurs. Chaque utilisateur (nœud) du réseau est caractérisé par une géométrie unique des sous-porteuses pilotes. Chaque nœud effectue une estimation individuelle du canal grâce à une connaissance partielle du canal. Cette connaissance est ensuite partagée avec le nœud maître du réseau. Grâce à cette coopération, le canal est entièrement estimé. Le principe des communications coopératives dans les systèmes OFDM et les principales techniques de relayage possible entre les différents nœuds du système ont été rappelés, ainsi que les principes d'un système multi-utilisateurs OFDM. Nous avons ensuite décrit les différentes étapes du processus proposé. Les performances du système (réseau) en fonction du nombre d'utilisateurs dans le TGV ont été analysées. Et nous avons mis en évidence le fait que plus le nombre d'utilisateurs est important, meilleure est l'estimation coopérative du canal. En présence de quatre nœuds, l'estimation coopérative est relativement satisfaisante ; et en présence de huit nœuds, les performances obtenues sont encore meilleures. Enfin, nous avons pris l'exemple de deux utilisateurs avec deux configurations différentes des sous-porteuses et nous avons montré que l'estimation coopérative du canal est améliorée lorsque les configurations des sous-porteuses sont très différentes (bien espacées et non consécutives). Les résultats de simulation en présence de deux nœuds avec deux configurations des pilotes bien positionnées sont similaires à ceux obtenus avec trois nœuds coopérants.

Les perspectives de ce travail sont multiples. D'abord, il convient d'étudier la complexité du système dans l'objectif de réaliser le récepteur proposé sur des composants programmables (i.e. FPGA). Il serait ensuite intéressant de faire un test avec un canal réel. Nous avons aussi contacté un industriel qui possède des enregistrements du canal réel lors du record de vitesse du TGV (des essais à $v = 520 \text{ km/h}$). Concernant l'ADP, très performante avec des vitesses moyennes, il serait intéressant d'utiliser cette technique pour la mobilité dans les systèmes V2V

(IEEE 802.11p). Nous prévoyons aussi de combiner notre solution avec le filtrage de Kalman. Cette association promet de meilleures performances en dépit d'une augmentation de la complexité du système. Notre apport résiderait aussi dans la diminution de cette complexité par l'emploi d'outils innovants (microprocesseurs et algorithmes en parallèle par exemple).

Bibliographie

- Aguado, M., E. Jacob, M. Higuero, P. Saiz et M. Berbineau. 2009, « Broadband communication in the high mobility scenario: the WiMAX opportunity », *WIMAX New Developments*, p. 429–441.
- Alamouti, S. M. 1998, « A simple transmit diversity technique for wireless communications », *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 16, n° 8, p. 1451–1458.
- Anh, T., J. H elard et Y. Nasser. 2010, « A novel combined PAPR reduction and channel estimation approach for OFDM systems », dans *Proc. IEEE International Symposium on Broadband Multimedia Systems and Broadcasting*, p. 1–5.
- Aulin, T. 1979, « A modified model for the fading signal at a mobile radio channel », *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 28, n° 3, p. 182–203.
- Baddour, K. E. et N. C. Beaulieu. 2005, « Autoregressive modeling for fading channel simulation », *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 4, n° 4, p. 1650–1662.
- Banelli, P., R. Cannizzaro et L. Rugini. 2007, « Data aided Kalman tracking for channel estimation in Doppler affected OFDM systems », dans *Proc. IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing*, vol. 3, p. 133–136.
- Bast urk, I. et B. Özbek. 2007, « Performance of pilot-based EM channel estimation for OFDM systems », dans *Proc. IEEE 15th Conference on Signal Processing and Communications Applications*, p. 1–4.
- Bast urk, I. et B. Özbek. 2009, « Iterative EM-based channel estimation for STBC-OFDM », dans *Proc. IEEE Conference on Wireless Communications and Networking*, p. 1–6.
- Belkasmi, M. et T. Aitidir. 2002, « On the error statistics of rayleigh fading channel », dans *Proc. IEEE Symposium on Signal Processing and Information Technology*, p. 494–489.

BIBLIOGRAPHIE

- Berbineau, M. 2001, *Les systèmes de télécommunication existants ou émergents et leur utilisation dans le domaine des transports guidés*, Institut national de recherche sur les transports et leur sécurité.
- Bétrencourt, S. 2001, *Caractérisation du Canal de Propagation en Tunnel Routier et Ferroviaire. Applications*, thèse de doctorat, Université de Valenciennes et du Hainaut-Cambrésis, Valenciennes, France.
- Bolcskei, H. 2001, « Blind estimation of symbol timing and carrier frequency offset in wireless OFDM systems », *IEEE Transactions on Communications*, vol. 49, n° 6, p. 988–999.
- Boukour, T. 2005, *Amélioration de l'efficacité spectrale d'un système COFDM et application*, thèse de doctorat, Université de Valenciennes et du Hainaut-Cambrésis, Valenciennes, France.
- Bradaric, I. et A. P. Petropulu. 2004, « Performance of training-based OFDM systems in the presence of time varying frequency-selective channels », dans *IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, vol. 4, p. 737–740.
- Braun, W. R. et U. Dersch. 1991, « A physical mobile radio channel model », *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 40, n° 2, p. 472–482.
- Cai, X. et A. N. Akansu. 2000, « A subspace method for blind channel identification in OFDM systems », dans *Proc. IEEE International Conference on Communications*, vol. 2, p. 929–933.
- Cannizzaro, R. C., P. Banelli et G. Leus. 2006, « Adaptive channel estimation for OFDM systems with Doppler spread », dans *Proc. IEEE Conference on Signal Processing Advances in Wireless Communications*, p. 1–5.
- Cecelja, F. 2005, « An assessment of 3G link in a navigation system for visually impaired pedestrians », dans *Proc. 15th International Conference on Electronics, Communications and Computers*, p. 7–9.
- Chang, R. 1966, « Synthesis of band-limited orthogonal signals for multichannel data transmission », *Bell System Technical Journal*, vol. 45, p. 1775–1796.
- Chennaoui, M. 1995, *Schémas de modulation et de codage spécifiques pour les communications hauts débits pour les trains \tilde{A} grande vitesses*, thèse de doctorat, Université de Valenciennes et du Hainaut-Cambrésis, Valenciennes, France.
- Chiaivaccini, E. et G. M. Vitetta. 2004, « Maximum-likelihood frequency recovery for OFDM signals transmitted over multipath fading channels », *IEEE Transactions on Communications*, vol. 52, n° 2, p. 244–251.

BIBLIOGRAPHIE

- Chu, M. J. et W. E. Stark. 2000, « Effect of mobile velocity on communications in fading channels », *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 49, n° 1, p. 202–210.
- Clarke, R. H. 1968, « A statistical theory of mobile radio reception », *Bell System Technical Journal*, vol. 47, n° 6, p. 957–1000.
- Cover, T. et A. Gamal. 1979, « Capacity theorems for the relay channel », *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 25, n° 5, p. 572–584.
- Crussière, M., M. Liu et J. Héland. 2009, « A novel iterative data-aided channel estimation for time domain synchronous-OFDM », dans *Proc. 4th International Workshop on Signal Design and its Applications in Communications*, p. 48–51.
- Crussière, M., M. Liu et J. Héland. 2010, « A combined time and frequency algorithm for improved channel estimation in TDS-OFDM », dans *IEEE International Conference on Communications*, p. 1–6.
- de Courville, M. 1996, *Utilisation de Bases Orthogonales pour l'Algorithmique Adaptative et l'Égalisation des Systèmes Multiporteuses*, thèse de doctorat, École nationale supérieure de télécommunications, Rennes, France.
- Deneire, L., P. Vandenameele, L. van der Perre, B. Gyselinckx et M. Engels. 2003, « A low-complexity ML channel estimator for OFDM », *IEEE Transactions on Communications*, vol. 51, n° 2, p. 135–140.
- Dent, P., G. E. Bottomley et T. Croft. 1993, « Jakes fading model revisited », *IEEE Electronics Letters*, vol. 29, n° 13, p. 1162–1163.
- Eckford, A. W. 2004, « Channel estimation in block fading channels using the factor graph EM algorithm », dans *Proc. 22nd Biennial Symposium on Communications*.
- Edfors, O. 1996, *Low-Complexity Algorithms in Digital Receivers*, thèse de doctorat, Department of Computer Science, Electrical and Space Engineering, Lulea University of Technology, Lulea, Suède.
- Edfors, O., M. Sandell, J. van de Beek, S. Wilson et P. Borjesson. 1998, « OFDM channel estimation by singular value decomposition », *IEEE Transactions on Communications*, vol. 46, n° 7, p. 931–939.
- Épinette, O., M. Souillet, N. Santoro, J.-L. Ygnace et D. Sanz. 2007, *Market Assessment and Business Models for High Speed Internet Services on Board Trains : A Comparative Evaluation Conducted in France, California and Japan*.
- Falconer, D., S. L. Ariyavisitakul, A. Benyamin-Seeyar et B. Eidson. 2002, « Frequency domain equalization for single-carrier broadband wireless systems », *IEEE Communications Magazine*, vol. 40, n° 4, p. 58–66.

- Fechtel, S. A. 1993, « A novel approach to modeling and efficient simulation of frequency-selective fading radio channels », *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 11, n° 3, p. 422–431.
- Fokum, D. T., V. S. Frost, M. Kuehnhausen, D. DePardo, A. N. Ogunu, L. S. Searl, E. Komp, M. Zeets, D. Deavours, J. B. Evans et G. J. Minden. 2010, « An open system transportation security sensor network: Field trial experiences », *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 59, n° 8, p. 3942–3955.
- Foschini, G. J., G. Golden, R. Valenzuela et P. Wolniansky. 1999, « Simplified processing for high spectral efficiency wireless communication employing multi-element arrays », *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 17, n° 11, p. 1841–1852.
- Gacanin, H. et F. Adachi. 2009, « On channel estimation for OFDM/TDM using MMSE-FDE in a fast fading channel », *EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking*, vol. 2009.
- Gans, M. J. 1972, « A power-spectral theory of propagation in the mobile-radio environment », *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 21, n° 1, p. 27–38.
- Garcia, M. et C. Oberli. 2009, « Intercarrier interference in OFDM: A general model for transmissions in mobile environments with imperfect synchronization », *EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking*, vol. 2009.
- Ghogho, M., P. Ciblat, A. Swami et P. Bianchi. 2009, « Training design for repetitive-slot-based CFO estimation in OFDM », *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 57, n° 12, p. 4958–4964.
- Giannakis, G. B. et C. Tepedelenlioglu. 1998, « Basis expansion models and diversity techniques for blind identification and equalization of time-varying channels », *Proceedings of the IEEE*, vol. 86, n° 10, p. 1969–1986.
- Guan, Y. L. et Y. Li. 2000, « Modified Jakes' model for simulating multiple uncorrelated fading waveforms », dans *Proc. IEEE 51st Vehicular Technology Conference*, vol. 3, p. 1819–1822.
- Gupta, P. et P. R. Kumar. 2003, « Towards an information theory of large networks: An achievable rate region », *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 49, n° 8, p. 1877–1894.
- Hanzo, L., M. Munster, B. Choi et T. Keller. 2003, *OFDM and MC-CDMA for Broadband Multi-user Communications, WLANs and Broadcasting*, John Wiley and Sons.

BIBLIOGRAPHIE

- Heath, R. W. et G. B. Giannakis. 1997, « Blind channel identification for multirate precoding and OFDM systems », dans *Proc 13th International Conference on Digital Signal Processing*, vol. 1, p. 383–386.
- Hijazi, H. et L. Ros. 2008, « OFDM high speed channel complex gains estimation using Kalman filter and QR-detector », dans *IEEE International Symposium on Wireless Communication Systems*, p. 26–30.
- Hijazi, H. et L. Ros. 2009, « Polynomial estimation of time-varying multi-path gains with intercarrier interference mitigation in OFDM systems », *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 58, n° 1, p. 140–151.
- Hijazi, H. et L. Ros. 2010, « Joint data QR-detection and kalman estimation for OFDM time-varying Rayleigh channel complex gains », *IEEE Transactions on Communications*, vol. 58, p. 170–178.
- Hoeher, P. 1991, « TCM on frequency-selective land-mobile fading channels », dans *Proc. 5th International Workshop on Digital Communications*, p. 317–328.
- Hoeher, P. 1992, « A statistical discrete-time model for the WSSUS multipath channel », *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 41, n° 4, p. 461–468.
- Hoeher, P., S. Kaiser et P. Robertson. 1997a, « Pilot symbol aided channel estimation in time and frequency », dans *Proc. IEEE Conference on Global Telecommunications*, p. 90–96.
- Hoeher, P., S. Kaiser et P. Robertson. 1997b, « Two-dimensional pilot-symbol-aided channel estimation by Wiener filtering », dans *Proc. IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing*, vol. 3, p. 1845–1848.
- Hunter, T. et A. Nosratinia. 2006, « Diversity through coded cooperation », *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 5, n° 2, p. 283–289.
- Hunter, T. E. et A. Nosratinia. 2002, « Cooperation diversity through coding », dans *Proc. IEEE International Symposium on Information Theory*, p. 220.
- Iskander, C.-D. 2008, « A MATLAB-based object-oriented approach to multipath fading channel simulation », [Http ://www.mathworks.com/matlabcentral/fileexchange/18869-a-matlab-based-object-oriented-approach-to-multipath-fading-channel-simulation](http://www.mathworks.com/matlabcentral/fileexchange/18869-a-matlab-based-object-oriented-approach-to-multipath-fading-channel-simulation).
- Jakes, W. C. 1994, *Microwave Mobile Communications*, 2^e éd., IEEE Press.
- Janani, M., A. Hedayat, T. E. Hunter et A. Nosratinia. 2004, « Coded cooperation in wireless communications: Space-time transmission and iterative decoding », *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 52, n° 2, p. 362–371.

BIBLIOGRAPHIE

- Jeruchim, M. C., P. Balaban et K. S. Shanmugan. 2000, *Simulation of Communication Systems-Modeling, Methodology, and Techniques*, 2^e éd., Plenum Publishers.
- Kaleh, G. K. et R. Vallet. 1994, « Joint parameter estimation and symbol detection for linear or nonlinear unknown channels », *IEEE Transactions on Communications*, vol. 42, n^o 7, p. 2406–2413.
- Karakaya, B., H. Arslan et H. A. Curpan. 2009, « An adaptive channel interpolator based on Kalman filter for lte uplink in high Doppler spread environments », *EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking*, vol. 2009.
- Kassab, M. 2008, *Optimisation des handovers de niveau 2 pour une mobilité intra et inter technologies*, thèse de doctorat, Télécom Bretagne, Rennes, France.
- Keller, T. et L. Hanzo. 2000, « Adaptive multicarrier modulation: A convenient framework for time-frequency processing in wireless communications », *Proceedings of the IEEE*, vol. 88, n^o 5, p. 611–640.
- Khojastepour, M., A. Sabharwal et B. Aazhang. 2003, « On capacity of Gaussian 'cheap' relay channel », dans *Proc. IEEE Conference on Global Telecommunications*, vol. 3, p. 1776–1780.
- Kim, K., H. Kim et H. Park. 2007, « OFDM channel estimation for the amplify-and-forward cooperative channel », dans *Proc. IEEE 65th Vehicular Technology Conference*, vol. 5, p. 1642–1646.
- Knorz, S., J. Maurer, S. Vogeler, K. Kammeyer et W. Wiesbeck. 2005, « Channel modeling for a high-speed train OFDM communication link supporting high data rates », dans *Proc. Conference on Intelligent Transport Systems-Telecommunications*, p. 333–336.
- Komninakis, C. et J. F. Kirshman. 2004, « Fast Rayleigh fading simulation with an IIR filter and polyphase interpolation », *RF Design*, p. 24–34.
- Kramer, G., M. Gastpar et P. Gupta. 2005, « Cooperative strategies and capacity theorems for relay network », *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 51, n^o 9, p. 3037–3063.
- Kumbasar, V. et O. Kucur. 2009, « Alamouti coded wavelet based OFDM for multipath fading channels », dans *Proc. Wireless Telecommunications Symposium*, p. 266–270.
- Laneman, J. et G. W. Wornell. 2002, *Cooperative Diversity in Wireless Networks: Algorithms and Architectures*, thèse de doctorat, Massachusetts Institute of Technology, Cambridge, USA.

BIBLIOGRAPHIE

- Laneman, J. N. et G. Wornell. 2003, « Distributed space time coded protocols for exploiting cooperative diversity in wireless networks », *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 49, n° 10, p. 2415–2525.
- Laneman, J. N. et G. Wornell. 2004, « Cooperative diversity in wireless networks: Efficient protocols and outage behavior », *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 50, n° 12, p. 3062–3080.
- le Floch, B., J. H elard, D. Castelain et M. Riviere. 1991, « Démodulation cohérente du système de transmission multiporteuses COFDM dans un canal de radio mobile », dans *Actes du 3e colloque GRETSI sur le traitement du signal et des images*.
- Lee, K. F. et D. B. Williams. 2000, « A space-frequency transmitter diversity technique for OFDM systems », *Proc. IEEE Conference on Global Telecommunications*, vol. 3, n° 27, p. 1473–1477.
- Li, Y. 2000, « Pilot-symbol-aided channel estimation for OFDM in wireless systems », *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 49, n° 4, p. 1207–1215.
- Li, Y., W. Zhang et X. Xia. 2006, « Distributive high-rate full-diversity space frequency codes for asynchronous cooperative communications », dans *Proc. IEEE International Symposium on Information Theory*, p. 2612–2616.
- Liu, K. J. R., A. K. Sadek, W. Su et A. Kwasinski. 2009, *Cooperative Communications and Networking*.
- Liu, X., A. Sridharan, S. Machiraju, M. Seshadri et H. Zang. 2008, « Experiences in a 3G network: Interplay between the wireless channel and applications », dans *Proc. 14th ACM International Conference on Mobile Computing and Networking*, vol. 12, p. 211–222.
- Mahafeno, I., Y. Louet et J.-F. H elard. 2009, « Peak-to-average power ratio reduction using second order cone programming based tone reservation for terrestrial digital video broadcasting systems », *IET Communications*, vol. 3, n° 7, p. 1250–1261.
- Manabe, T. et H. Hojo. 2010, « Technologies for railway internet services in Japan », dans *Proc. International Conference on Intelligent Transport Systems Telecommunications*.
- Maureira, J.-C. 2011, *Internet on Rails*, thèse de doctorat, Université de Nice-Sophia Antipolis, Nice, France.
- Mostrain Project. 1997, « Rapport D301- WP3- programme ACTS », cahier de recherche.
- Msadaa, I. C., P. Cataldi et F. Filali. 2010, « A comparative study between 802.11p and mobile WiMAX-based V2I communication networks », dans *Proc.*

BIBLIOGRAPHIE

- 4th International Conference on Next Generation Mobile Applications, Services and Technologies*, p. 186–191.
- Muller, S. et B. Huber. 1997, « A comparison of peak power reduction schemes for OFDMA », dans *Proc. IEEE Conference on Global Telecommunications*, vol. 1, p. 1–5.
- Nakagawa, S., H. Atsubara, K. Nakamura, D. Tatsui, S. Haruyama et F. Teraoka. 2011, « Broadband telecommunication system for railways using laser technology », cahier de recherche, Quarterly Report of Railway Technical Research Institute.
- Nee, R. V. et R. Prasad. 2000, *OFDM for Wireless Multimedia Communications*, Artech House Publishers.
- Nguyen-Le, H. et T. Le-Ngoc. 2010, « Pilot-aided joint CFO and doubly selective channel estimation for OFDM transmissions », *IEEE Transactions on Broadcasting*, vol. 56, n° 4, p. 514–522.
- Nissila, M. et S. Pasupathy. 2003, « Adaptive bayesian and EM-based detectors for frequency-selective fading channels », *IEEE Transactions on Communications*, vol. 51, n° 8, p. 1325–1336.
- Paier, A., D. Faetani et C. Mecklenbrauker. 2010a, « Performance evaluation of IEEE802.11p physical layer infrastructure-to-vehicle real-world measurements », dans *Proc. 3rd International Symposium on Applied Sciences in Biomedical and Communication Technologies*, p. 1–5.
- Paier, A., R. Tresch, A. Alonso, D. Smely, P. Meckel, Y. Zhou et N. Czink. 2010b, « Average downstream performance of measured IEEE802.11p infrastructure-to-vehicle links », dans *Proc. IEEE International Conference on Communications Workshops*, p. 1–5.
- Parsons, J. D. 2001, *Mobile Radio Propagation Channel- second edition*.
- Pasquero, O., M. Crussière, Y. Nasser et J. Héland. 2008a, « A novel channel estimation based on spread pilots for terrestrial digital video broadcasting », dans *Proc. IEEE International Symposium on Broadband Multimedia Systems and Broadcasting*.
- Pasquero, O. P., M. Crussière, Y. Nasser et J. Héland. 2008b, « 2D linear precoded OFDM for future mobile digital video broadcasting », dans *Proc. IEEE 9th Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communications*, p. 476–480.
- Patzold, M. 2002, *Mobile Fading Channels*.

- Patzold, M., R. Garcia et F. Laue. 2000, « Design of high-speed simulation models for mobile fading channels by using table look-up techniques », *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 49, n° 4, p. 1178–1190.
- Patzold, M., U. Killat et F. Laue. 1998, « On the statistical properties of deterministic simulation models for mobile fading channels », *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 47, n° 1, p. 254–269.
- Patzold, M. et F. Laue. 1998, « Statistical properties of Jakes’s fading channel simulator », dans *Proc IEEE 48th Vehicular Technology Conference*, vol. 2, p. 712–718.
- Pop, M. F. et N. C. Beaulieu. 2001, « Limitations of sum-of-sinusoids fading channel simulators », *IEEE Transactions on Communications*, vol. 49, n° 4, p. 699–708.
- Ramon, V., C. Herzet, X. Wautelet et L. Vandendorpe. 2007, « Soft estimation of time-varying frequency selective channels using Kalman smoothing », dans *Proc. IEEE International Conference on Communications*, p. 3005–3010.
- Rice, S. O. 1944, « Mathematical analysis of random noise », *Bell System Technical Journal*, vol. 23, p. 282–332.
- Rice, S. O. 1945, « Mathematical analysis of random noise », *Bell System Technical Journal*, vol. 24, p. 46–156.
- Rinne, J. et M. Renfors. 1996, « Pilot spacing in orthogonal frequency division multiplexing systems on practical channels », *IEEE Transactions on Consumer Electronics*, vol. 42, n° 4, p. 959–962.
- Sadough, S., M. M. Ichir, E. Jaffrot et P. Duhamel. 2006, « Multiband OFDM-UWB channel estimation via a wavelet based EM-MAP algorithm », dans *Proc. IEEE 7th Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communications*, p. 1–5.
- Sadough, S. et E. Jaffrot. 2005, « A wavelet packet based model for an ultra-wideband propagation channel », dans *Proc. European Conference on Propagation and Systems*.
- Sadowsky, J. S. et V. Kafedziski. 1998, « On the correlation and scattering functions of the the WSSUS channel for mobile communications », *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 47, n° 1, p. 270–282.
- Saleh, A. A. M. et R. A. Valenzuela. 1987, « A statistical model for indoor multipath propagation », *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 5, n° 2, p. 128–137.

- Sandell, M. 1996, *Design and Analysis of Estimators for Multicarrier Modulation and Ultrasonic Imaging*, thèse de doctorat, Lulea University of Technology, Lulea, Suède.
- Sanz, D., H. Ghannoum et B. Villeforceix. 2011, « Delivering broadband internet access for high speed trains passengers using the new wifi standard 802.11n for train-to-ground communications », dans *Proc. 3rd International Conference on Communication Technologies for Vehicles*.
- Sendonaris, A., E. Erkip et B. Aazhang. 2003a, « User cooperation diversity-Part I: System description », *IEEE Transactions on Communications*, vol. 51, n° 11, p. 1927–1938.
- Sendonaris, A., E. Erkip et B. Aazhang. 2003b, « User cooperation diversity-Part II: Implementation aspects and performance analysis », *IEEE Transactions on Communications*, vol. 51, n° 11, p. 1939–1948.
- Senol, H., H. Cirpan et E. Panayirci. 2005, « A low complexity KL expansion based channel estimator for OFDM systems », *EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking*, vol. 2005.
- Sethom, K. 2006, *Gestion de la mobilité dans les réseaux sans fil de nouvelle génération*, thèse de doctorat, Université Paris 6, Paris, France.
- Sezginer, S. et Y. E. H. Shehadeh. 2009, « An iterative channel estimator for fast-varying channels using successive OFDM symbols », dans *IEEE 20th International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*, p. 2404–2408.
- Sheng, Y. et J. C. Belfiore. 2007, « Optimal space-time codes for the MIMO amplify-and-forward cooperative channel », *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 53, n° 2, p. 647–663.
- Shigang, T., Y. Fang, P. Kewu, P. Changyong, G. Ke et Y. Zhixing. 2007, « Iterative channel estimation for block transmission with known symbol padding: A new look at TDS-OFDM », dans *Proc. IEEE Conference on Global Telecommunications*, p. 4269–4273.
- Shin, O., A. Chan, H. T. Kung et V. Tarokh. 2007, « Design of an OFDM cooperative space-time diversity system », *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 56, n° 4, p. 2203–2215.
- Shivaldova, V., G. Maier, D. Smely, N. Czink, A. Alonso, A. Winkelbauer, A. Paier et C. Mecklenbrauker. 2011, « Performance evaluation of IEEE802.11p infrastructure-to-vehicle tunnel measurements », dans *Proc. 7th International Wireless Communications and Mobile Computing Conference*, p. 848–852.

- Simon, E. P., M. Berbineau et M. Lienard. 2011, « Joint CFO and channel acquisition and tracking based on parametric channel modeling for OFDM systems in the presence of high mobility », dans *Proc. 11th International Conference on Intelligent Transport Systems-Telecommunications*, p. 565–570.
- Smith, J. I. 1975, « A computer generated multipath fading simulation for mobile radio », *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 24, n° 3, p. 39–40.
- Soamiadana, M., E. Jaffrot et I. Fijalkow. 2003, « Comparaison de techniques d'estimation EM de canal par bloc et symbole par symbole pour des systèmes OFDM », dans *Actes du 19e colloque GRETSI sur le traitement du signal et des images*.
- Stefanov, A. et E. Erkip. 2004, « Cooperative coding for wireless networks », *IEEE Transactions on Communications*, vol. 52, n° 9, p. 1470–1476.
- Suzuki, H. 1977, « A statistical model for urban radio propagation », *IEEE transactions on Communications*, vol. 25, n° 7, p. 673–680.
- Talbot, S. L. et B. F. Boroujeny. 2007, « Mobility and carrier offset modeling in OFDM », dans *Proc. IEEE Conference on Global Telecommunications*, p. 4286–4290.
- Tang, Z., G. Leus et P. Banelli. 2006a, « Pilot-assisted time-varying OFDM channel estimation based on multiple ofdm symbols », dans *Proc. IEEE 7th Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communications*.
- Tang, Z., G. Leus, R. C. Cannizzaro et P. Banelli. 2006b, « Pilot-assisted time-varying OFDM channel estimation », *IEEE Trans. on Signal Processing*, vol. 55, n° 5, p. 2226–2238.
- Tarokh, V., N. Seshadri et A. R. Calderbank. 1998, « Space-time codes for high data rate wireless communication: Performance criterion and code construction », *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 44, n° 2, p. 744–765.
- Tian, T., D. Gang et J. Jun. 2007, « Estimation of time varying channels for pilot assisted OFDM systems », *Journal of China Universities of Posts and Telecommunications*, vol. 14, n° 2, p. 94–98.
- Toeltsch, M. et A. Molisch. 2000, « Efficient OFDM transmission without cyclic prefix over frequency-selective channels », dans *IEEE 11th International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*, vol. 2, p. 1363–1367.
- Tomasin, S., A. Gorokhov, H. Yang et J. Linnartz. 2005, « Iterative interference cancellation and channel estimation for mobile OFDM », *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 4, n° 1, p. 238–245.

BIBLIOGRAPHIE

- TrainIPSAT Project. 2003, « Annexe technique proposition projet PREDIT TrainIPSAT », cahier de recherche.
- Tsai, P. et T. Chiueh. 2004, « Frequency-domain interpolation-based channel estimation in pilot-aided OFDM systems », dans *Proc. IEEE 59th Vehicular Technology Conference*, vol. 1, p. 420–424.
- Turin, G. L. 1980, « Introduction to spread-spectrum antimultipath techniques and their application to urban digital radio », *Proceedings of the IEEE*, vol. 68, n° 3, p. 328–353.
- Villeforceix, B. 2011, « Delivering broadband internet access for high speed trains passengers using an innovating network mobility solution », dans *Proc. 3rd International Conference on Communication Technologies for Vehicles*.
- Weinstein, S. B. et P. M. Ebert. 1971, « Data transmission by frequency division multiplexing using the discrete Fourier transform », *IEEE Transactions on Communication Technology*, vol. 19, n° 5, p. 628–634.
- Whitworth, T., M. Ghogho et D. C. McLernon. 2009, « Optimized training and basis expansion model parameters for doubly-selective channel estimation », *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 8, n° 3, p. 1490–1498.
- Won-Gyu, S. et L. Jong-Tae. 2003, « Pilot-symbol aided channel estimation for ofdm with fast fading channels », *IEEE Transactions on Broadcasting*, vol. 49, n° 4, p. 398–402.
- Won-Gyu, S. et L. Jong-Tae. 2006, « Channel estimation and signal detection for MIMO-OFDM with time varying channels », *IEEE Communications letters*, vol. 10, n° 7, p. 540–542.
- Wu, S.-H., U. Mitra et C. C. J. Kuo. 2008, « Iterative joint channel estimation and multiuser detection for DS-CDMA in frequency-selective fading channels », *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 56, n° 7, p. 3261–3277.
- Wyner, A. D. et J. Ziv. 1976, « The rate-distortion function for source coding with side information at the decoder », *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 22, n° 1, p. 1–10.
- Xiang, Y., J. Luo, E. Schulz et C. Görg. 2008, « Performance impact of flexible power arrangement in OFDMA based cellular communication networks », *Annales des télécommunications*, vol. 63, n° 5-6, p. 271–280.
- Xiao, C., Y. R. Zheng et N. C. Beaulieu. 2006, « Novel sum-of-sinusoids simulation models for Rayleigh and Rician fading channels », *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 5, n° 12, p. 3667–3679.

- Xie, L. I. et P. R. Kumar. 2004, « A network information theory for wireless communication: Scaling laws and optimal operation », *IEEE Trans. on Information Theory*, vol. 50, n° 5, p. 748–767.
- Yamamura, T. et H. Harada. 1999, « High mobility OFDM transmission system by a new channel estimation and ISI cancellation scheme using characteristics of pilot symbol inserted OFDM signal », dans *Proc. IEEE 50th Vehicular Technology Conference*, vol. 1, p. 319–323.
- Yang, B., K. Letaief, R. Cheng et Z. Cao. 2001, « Channel estimation for OFDM transmission in multipath fading channels based on parametric channel modeling », *IEEE Transactions on Communications*, vol. 49, n° 3, p. 467–479.
- Young, D. J. et N. C. Beaulieu. 2000, « The generation of correlated Rayleigh random variates by inverse discrete Fourier transform », *IEEE Transactions on Communications*, vol. 48, n° 7, p. 1114–1127.
- Young-Chai, K. et G. Jeong. 2002, « Doppler spread estimation in mobile communication systems », dans *Proc IEEE 55th Vehicular Technology Conference*, vol. 4, 1941-1945.
- Zemen, T. et C. F. Mecklenbrauker. 2005, « Time-variant channel estimation using discrete prolate spheroidal sequences », *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 53, n° 9, p. 3597–3607.
- Zhang, H., X. Dai, D. Li et S. Ye. 2009, « Linearly time-varying channel estimation and symbol detection for OFDMA uplink using superimposed training », *EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking*, vol. 2009.
- Zhang, W., Y. Li, X. Xia, P. C. Ching et K. B. Letaief. 2008, « Distributed space-frequency coding for cooperative diversity in broadband wireless ad-hoc networks », *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 7, n° 3, p. 995–1003.
- Zhao, M., Z. Shi et M. C. Reed. 2008, « Iterative turbo channel estimation for OFDM system over rapid dispersive fading channel », *IEEE transactions on Wireless Communications*, vol. 7, n° 8, p. 4849–4854.
- Zheng, L. et X. Xia. 2007, « A simple Alamouti space-time transmission scheme for asynchronous cooperative systems », *IEEE Signal Processing Letters*, vol. 14, n° 11, p. 804–807.
- Zheng, Y. R. et C. Xiao. 2002, « Improved models for the generation of multiple uncorrelated Rayleigh fading waveforms », *IEEE communications letters*, vol. 6, n° 6, p. 256–258.