



HAL
open science

Estimation de canal pour systèmes multi-antennes multi-porteuses

Benoît Le Saux

► **To cite this version:**

Benoît Le Saux. Estimation de canal pour systèmes multi-antennes multi-porteuses. Traitement du signal et de l'image [eess.SP]. INSA de Rennes, 2007. Français. NNT: . tel-00193894

HAL Id: tel-00193894

<https://theses.hal.science/tel-00193894>

Submitted on 5 Dec 2007

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

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

N° d'ordre : D07-17

Thèse

présentée devant
l'INSA DE RENNES

pour obtenir le grade de

Docteur de l'INSA de Rennes

Mention : *Electronique*

par
Benoît Le Saux

Laboratoire d'accueil : Broadband Wireless Access, France Telecom division R&D

École doctorale : Matisse

Composante universitaire : INSA de Rennes

Estimation de canal pour systèmes multi-antennes multi-porteuses

Soutenue le 25 octobre 2007 devant la commission d'Examen

Composition du jury

Rapporteurs

Jean-Pierre CANCES Professeur à l'ENSIL

Luc VANDENDORPE Professeur à l'UCL

Examineurs

Christophe LAOT Enseignant-chercheur à l'ENST Bretagne

Hikmet SARI Professeur à SUPELEC

Maryline HELARD Professeur à l'INSA de Rennes, Directeur de thèse

Rodolphe LEGOUABLE Ingénieur à France Telecom Recherche et Développement

Remerciements

Je tiens dans un premier temps à remercier mon encadrante de thèse Maryline H elard. Ses qualités d'écoute, son expérience en recherche et son soutien permanent m'ont permis de mener à bien cette thèse.

Je souhaite également remercier Hikmet Sari qui a bien voulu présider mon jury de thèse, Jean-Pierre Cances et Luc Vandendorpe qui ont accepté d'être rapporteurs, ainsi que Christophe Laot, Maryline H elard et Rodolphe Le Gouable examinateurs du jury. Une pens e particulière pour Jean-Pierre Cances qui malheureusement n'a pu assister à ma thèse et donc g t er aux friandises et autres gourmandises qui ont suivi la présentation.

Cette thèse s'est effectu e au laboratoire Interface Radio Innovante   France Telecom Recherche et Développement   Rennes. Je tiens à remercier l'ensemble des personnes de cette équipe pour leur accueil, leur soutien et les échanges techniques et humains que nous avons pu partager. Merci donc à Pierre Gelpi pour m'avoir permis de réaliser cette thèse au sein de son équipe. Merci également à Christian Gallard, Rodolphe Le Gouable et Laurent Cariou qui se sont particulièrement intéressés à mes travaux. Sans oublier Pierre Siohan pour son recul scientifique et humain, Janine Mattei et Pascale Jeune pour leur patience, et Isabelle Siaud et Jean-Claude Carlach à qui je souhaite bon courage pour leur rédaction.

Mais je vais me faire incendier et ce sera mérité si je ne remercie pas l'ensemble des thésards et non-permanents qui ont partagé le même bureau que moi à savoir JB, Laurent, Pierre-Jean, Stéphane, Eric, Mamdouh, Alexandre, Lin, Chrislin, Anis, Dominique, Valérian, Xénophon, Evangelos, Irina. Je crois que je n'ai oublié personne. De bons moments donc, autour d'un bon café bien serré et devant un tableau bourré de formules pour faire style, conscient d'être le poumon de la recherche de notre chère entreprise et désireux de montrer que cette chance ne se présentera pas deux fois dans une vie de scientifique. Un peu d'ironie avec de grandes phrases ne fait pas de mal non ? Un grand merci également à l'IEETR Team, la recherche côté fac, avec Emeric et Marie-anne. J'espère que tout ce petit monde gardera contact pour en autres se remémorer deux trois petites choses qui maintenant nous font sourire.

Un peu éloigné de ce milieu industriel et voisins de coeur, j'appelle à la barre pour le quart d'heure clin d'oeil privé les docteurs Benjamin, Romain et François, ou plutôt benj, le kid et bich (à prononcer à l'anglaise, refourgueur de tickets de piscine périmés), avec qui j'ai partagé une demi-tonne de sandwich à Inter, soit 223 américains jambon et 170 poulet barbecue, et en arrondissant à la virgule supérieure 862.14 l de coca. Nous sommes a priori en pleine forme et nous en tirons la conclusion suivante : et si on mangeait dorénavant à la crêperie du coin pour changer. Je vous souhaite bonne chance à tous pour la suite de vos aventures, bon courage à Foune qui se reconnaîtra, tony tiens bien le cap fixé par ton président, ju n'oublie pas de m'envoyer ton CV, et le chab, milou, anne-c, manu et sophie, pépé (il sera content), marabou, le CN4, même si vous n'avez pas grand chose à voir avec le monde des communications numériques, ça me fait tellement plaisir de vous citer quand même.

Je terminerai par remercier toute ma famille, mes parents et mes deux frères Benjamin et Thibault, qui m'ont soutenu pendant ses trois ans et qui m'ont tant apportés et appris. Comme il est de coutume dans les thèses rédigées en français, en guise de conclusion un proverbe breton qui résume l'état d'esprit avec lequel j'ai abordé ces trois ans : an heni na avantur netra nà koll nà gounid ne ra.

Résumé

L'objectif des travaux réalisés dans le cadre de cette thèse est d'étudier et de proposer des schémas d'estimation de canal dans un contexte multi-antennes multi-porteuses sur canal de transmission radio-mobile.

L'estimation de canal constitue un point clé dans les performances d'un système de transmission et en particulier pour un système multi-antennes ou MIMO : elle doit être optimisée pour conserver les avantages de la technologie MIMO en termes de débit et de performance. Ainsi, pour une transmission MIMO-OFDM, afin d'égaliser le signal reçu, le récepteur doit estimer non plus un seul canal comme dans un cas mono-antenne mais un ensemble de sous-canaux constituant le canal MIMO. De plus, cette estimation nécessite dans la majorité des cas une insertion dans la trame de symboles connus ce qui entraîne une diminution de l'efficacité spectrale.

A l'émission, nous montrons que la construction des trames et plus particulièrement la position des symboles pilotes nécessaires à l'estimation de canal doit tenir compte du nombre d'antennes à l'émission. En réception, l'interpolation des coefficients obtenus soit grâce aux symboles pilotes soit grâce aux données estimées n'est efficace qu'en utilisant les corrélations temporelle et/ou fréquentielle des sous-canaux. Afin de s'affranchir de la connaissance de certaines propriétés du canal en réception, plusieurs estimateurs robustes vis-à-vis des sélectivités présentées par les sous-canaux sont proposés. Ces estimateurs traitent efficacement les symboles pilotes et ont été intégrés dans un processus itératif en réception.

Les techniques de construction de trame ainsi que les estimateurs de canal proposés sont optimisés dans notre étude selon plusieurs critères : robustesse vis-à-vis des sélectivités, efficacité spectrale, complexité en émission et en réception. Les résultats de simulation obtenus pour différents contextes MIMO montrent une amélioration des techniques d'estimation de canal.

Abstract

The aim of this thesis is to study and to propose channel estimation schemes in a multiple antenna multiple carrier transmission over mobile radio channels.

Channel estimation plays an important part in performance of the system and becomes essential in a multiple antennas transmission : it has to be optimized in order to keep benefits of high data rate and performance. In a MIMO-OFDM context, receiver needs to estimate MIMO channel to equalize received signal, and so more than only one channel contrary to single antenna transmission. Besides, this estimation usually needs to insert pilot symbols in frame that leads to a loss of spectral efficiency.

At the transmitter, we show that construction of frame and more precisely position of pilot symbols has to take into account the number of transmit antennas. At the receiver, interpolation of channel coefficients obtained by pilot symbols or owing to estimated useful data is only efficient by considering time and/or frequency correlations. We propose several channel estimators which provide good performance towards channel selectivities and without any knowledge of channel properties. These estimators effectively process pilot symbols and can be included in an iterative receiver.

Construction of frame and proposed channel estimators are optimized under several constraints : efficiency against channel selectivities, spectral efficiency, complexity at the transmitter and at the receiver. Simulation results obtained for different MIMO systems show an improvement of classical channel estimation processes.

Table des matières

Résumé	v
Abstract	vii
Table des matières	ix
Acronymes	xiii
Notations	xvii
Introduction	xix
1 Elements et techniques de base	1
1.1 Canal de propagation	2
1.1.1 Présentation	2
1.1.2 Canal de propagation SISO	2
1.1.3 Canal de propagation MIMO	7
1.2 Techniques multi-porteuses	12
1.2.1 Association MIMO-OFDM	12
1.2.2 Précodage linéaire	18
1.2.3 Techniques d'accès multiple	19
1.3 Codage de canal	21
1.3.1 Schéma BICM	22
1.3.2 Code convolutif	23
1.3.3 Turbo-code	24
1.4 Conclusion	25
2 Techniques MIMO-OFDM	27
2.1 Techniques de transmission MIMO cohérentes	28
2.1.1 Codage espace-temps	28
2.1.2 Critère de construction : gain de codage et de diversité	34
2.1.3 Conclusion sur les modulations MIMO cohérentes	35
2.2 Récepteurs MIMO cohérents	36
2.2.1 Egalisation MIMO-OFDM	36
2.2.2 Egalisation MIMO MC-CDMA	39

2.2.3	Egalisation MIMO LP-OFDM	41
2.2.4	Conclusion sur les récepteurs cohérents	42
2.3	Transmission MIMO non-cohérentes	42
2.3.1	Principe	42
2.3.2	Codage espace-temps différentiel et modulation OFDM	44
2.3.3	Bilan sur les transmissions non-cohérentes	53
2.4	Conclusion	54
3	Estimation de canal basée sur les symboles pilotes	55
3.1	Introduction	56
3.1.1	Techniques supervisées	56
3.1.2	Techniques aveugles	57
3.1.3	Techniques semi-aveugles avec retour de décision	57
3.1.4	Bilan	57
3.2	Insertion de symboles pilotes	58
3.2.1	Principe	58
3.2.2	Contraintes	58
3.2.3	Problématique du PAPR	60
3.2.4	Perte en efficacité spectrale et en puissance	61
3.3	Construction des séquences d'apprentissage	61
3.3.1	Principe à l'émission	62
3.3.2	Principe en réception	62
3.3.3	Bilan	64
3.4	Techniques d'interpolation	64
3.4.1	Principe	64
3.4.2	Interpolations de type LMMSE	66
3.5	Résultats de simulation	71
3.5.1	Paramètres	71
3.5.2	Comparaisons avec transmissions non-cohérentes	75
3.5.3	Sélectivité du canal et ordre de modulation	77
3.5.4	Influence de l'estimation de canal sur les techniques itératives à annulation d'interférences	82
3.6	Conclusion	84
4	Estimation et interpolation des symboles pilotes par passage dans le domaine temporel	87
4.1	Séquences d'apprentissage orthogonales dans le domaine fréquentiel	88
4.1.1	Principe	88
4.1.2	Caractéristiques	90
4.1.3	Problématique de l'interpolation par passage dans le domaine temporel	91
4.2	Séquences d'apprentissage orthogonales dans le domaine temporel	94
4.2.1	Introduction	94
4.2.2	Construction à l'émission	95

4.2.3	Principe en réception	95
4.2.4	Problématique	98
4.3	Résultats de simulation	100
4.3.1	Paramètres de simulation	100
4.3.2	Séquences d'apprentissage et estimateurs	100
4.3.3	Comparaisons des estimateurs	102
4.3.4	Insertion de sous-porteuses nulles	106
4.3.5	Réduction de la complexité	110
4.3.6	Contexte DVB-T2	113
4.4	Conclusion	116
5	Estimation de canal itérative	119
5.1	Principe	120
5.1.1	Trame avec préambule	121
5.1.2	Trame avec pilotes répartis	123
5.1.3	Performances	125
5.1.4	Bilan	128
5.2	Amélioration des techniques d'estimation de canal itératives	129
5.2.1	Corrélations fréquentielle et temporelle	129
5.2.2	Estimateur IFFT FFT	130
5.2.3	Algorithme de régression linéaire	131
5.2.4	Bilan	132
5.3	Résultats	132
5.3.1	Corrélation temporelle	132
5.3.2	Interférence co-antenne	138
5.3.3	Comparaisons de différents systèmes MIMO	140
5.3.4	Application aux transmissions MC-CDMA et au précodage linéaire	143
5.4	Conclusion	150
	Conclusion et Perspectives	153
	Annexe	157
	A Canal de propagation BRAN	159
	B Projet OPUS	161
	C Liste des publications	163
	Table des figures	165
	Liste des tableaux	171

Bibliographie

173

Acronymes

ADSL Asymmetric Digital Subscriber Line
APP A Posteriori Probability
B3G Beyond-3G
BICM Bit Interleaved Coded Modulation
BLAST Bell Labs Advanced Space Time
CAI Co-Antenna Interference
CP Cyclic Prefix
DA Data Aided
DD Decision Directed
DAB Digital Audio Broadcasting
D-BLAST Diagonally Bell Labs Advanced Space Time
DL DownLink
DPSK Differential Phase Shift Keying
DTST Diagonal Threaded Space-Time
DVB-T Digital Video Broadcasting - Terrestrial
ETSI European Telecommunications Standards Institute
FFT Fast Fourier Transform
GA Genie Aided
GCL Generalized Chirp Like
GMMSE Global Minimum Mean Square Error
H-BLAST Horizontally Bell Labs Advanced Space Time
HIPERLAN HIgh PERformance Local Area Network
ICE Iterative Channel Estimation
IFFT Inverse Fast Fourier Transform
ISI Inter Symbol Interference
iid independent identically distributed
LMS Least Mean Square

LP Linear Precoded
LP-OFDM Linear Precoded Orthogonal Frequency Division Multiplex
LP-OFDMA Linear Precoded Orthogonal Frequency Division Multiple Access
LD Linear Dispersion
LOS Line-Of-Sight
MAI Multiple Access Interference
MAP Maximum A Posteriori
MC-CDMA Multi-Carrier Code Division Multiple Access
MC-SS-MA Multi-Carrier Spread-Spectrum Multiple-Access
MIMO Multiple Input Multiple Output
MMSE Minimum Mean Square Error
MMSE-IC Minimum Mean Square Error Interference Canceller
ML Maximum Likelihood
MSE Mean Square Error
MU Multi-User
NDA Non Data Aided
NLOS Non Line-Of-Sight
OFDM Orthogonal Frequency Division Multiplex
O-STBC Orthogonal Space Time Block Code
PAPR Peak Average Power Ratio
PEP Pairwise Error Probability
PDP Power Delay Profile
PN Pseudo Noise
PSAM Pilot Symbol Assisted Modulation
QO-STBC Quasi-Orthogonal Space Time Block Code
RMS Root Mean Square
R_x Antenne de réception
SOVA Soft Output Viterbi Algorithm
SCM Spatial Channel Model
SCME Spatial Channel Model Extension
SISO Single Input Single Output
SNR Signal Noise Ratio
STBC Space Time Block Code
STTC Space Time Trellis Code
SU Single User

SVD Singular Value Decomposition
TSVD Truncated Singular Value Decomposition
Tx Antenne d'émission
UL UpLink
UMTS Universal Mobile Telecommunications System
V-BLAST Vertically Bell Labs Advanced Space Time
W-CDMA Wideband Code Division Multiple Access
WIMAX Wireless Interoperability for Microwave Access
WINNER Wireless World INitiative New Radio
WLAN Wireless Local Access Network
WSSUS Wide-Sense Stationary Uncorrelated Scattering
ZF Zero Forcing

Notations

Notations Mathématiques

x	Scalaire
\mathbf{X}	Matrice
\mathbf{X}^T	Matrice transposée
\mathbf{X}^H	Matrice transconjuguée
$\mathcal{R}_{H_p H_p}$	Matrice d'autocorrélation de H_p
$\mathcal{R}_{H_k H_p}$	Matrice de corrélation de H_k avec H_p
exp	Fonction exponentielle
$\mathbb{E}\{X\}$	Espérance mathématique de la variable aléatoire X
$\ \cdot\ ^2$	Norme euclidienne
$\ \mathbf{X}\ _F^2$	Norme de Froebenius de la matrice \mathbf{X}
$ \cdot $	Valeur absolue
$\mathcal{N}_{\mathbb{C}}(\mu, \sigma^2)$	Loi normale complexe de moyenne μ et de variance σ
$\log_2(x)$	Fonction logarithme en base 2
$\det(\mathbf{X})$	Déterminant de la matrice \mathbf{X}
$\text{rang}(\mathbf{X})$	Rang de la matrice \mathbf{X}

Variables utilisées

L	Longueur du canal
l	Indice du trajet de la réponse impulsionnelle
τ_l	Retard de propagation du trajet l
τ_{rms}	Dispersion des retards
τ_{max}	Etalement maximal des retards du canal
B_c	Bande de cohérence
$B_{cn\%}$	Bande de cohérence à n%
B	Bande passante du signal émis

T_s	Durée symbole
B_d	Étalement Doppler
T_c	Temps de cohérence
N_t	Nombre d'antennes à l'émission
i	Indice de l'antenne à l'émission
N_r	Nombre d'antennes en réception
j	Indice de l'antenne en réception
σ_n^2	Variance du bruit blanc additif gaussien
\mathbf{I}_M	Matrice identité de taille $M \times M$
N_{FFT}	Taille de la FFT
Δ_c	Taille du préfixe cyclique
m	Indice temporel du symbole OFDM
k	Indice de la sous-porteuse du symbole OFDM
b	Indice du symbole OFDM
\mathcal{F}	Matrice de Fourier
L_p	Taille de la matrice de précodage
u	Indice de l'utilisateur
N_u	Nombre d'utilisateurs
L_c	Longueur d'étalement
R_c	Rendement du codage de canal
Q	Nombre de symboles en entrée du codage espace-temps en bloc
T	Latence du codage espace-temps en bloc
R_{STC}	Rendement du code espace-temps en bloc
Δ_f	Espacement entre deux porteuses pilotes
Δ_n	Espacement dans le domaine temporel entre deux symboles pilotes
N_{mod}	Nombre de sous-porteuses modulées

Introduction

Pour mesurer l'essor des communications numériques depuis une dizaine d'années, il suffit de tendre l'oreille. Naviguer sur le web comme envoyer des SMS sont des expressions couramment utilisées par la grande majorité de la population mondiale. Les termes GSM, UMTS, WiFi ou encore ADSL ne choquent plus beaucoup de monde aujourd'hui. Les communications numériques constituent donc un marché porteur où les industriels doivent anticiper les attentes des consommateurs friands de nouvelles technologies de communication. C'est pourquoi la recherche dans ce domaine est très active et les scientifiques doivent faire preuve d'ingéniosité, d'inventivité et d'anticipation pour proposer de nouvelles techniques de transmission permettant d'atteindre des débits toujours plus élevés et des qualités de service toujours plus importantes.

C'est dans ce contexte qu'est apparue il y a quelques années la technologie multi-antennes ou MIMO. Il s'agit tout simplement d'utiliser non plus une seule antenne pour émettre et/ou recevoir le signal mais plusieurs antennes. L'avantage d'une telle transmission est qu'elle peut tirer parti de la dimension spatiale pour augmenter le débit et les performances en comparaison avec ceux obtenus avec une transmission dite mono-antenne. Les études concernant les systèmes multi-antennes ont pour objet la répartition des symboles sur les différentes antennes à l'émission et les différents traitements en réception dont la gestion des interférences co-antenne. L'estimation de canal constitue également un axe d'étude intéressant et un enjeu important en multi-antennes toujours dans l'optique de maximiser les performances et le débit. En effet, la problématique dans un cas MIMO est d'estimer non plus un seul canal mais un ensemble de canaux, chacun correspondant à un lien entre une antenne à l'émission et une antenne en réception, que nous appelons sous-canaux. Cette problématique implique de satisfaire à de nouvelles contraintes, de définir de nouvelles trames et de nouveaux estimateurs. Cette thèse s'inscrit dans cet axe de recherche. Le travail effectué se découpe en 5 chapitres.

Le **chapitre 1** a pour objectif de présenter différents éléments de base constituant les systèmes de transmission étudiés. La première partie est consacrée au canal de propagation MIMO. Les modélisations du canal de propagation radio-mobile possibles et celles choisies dans la thèse sont présentées ainsi que les grandeurs caractéristiques d'un canal de propagation comme les notions de sélectivités. Ces caractéristiques constituent un élément important dans l'analyse et l'élaboration de nouvelles trames

et de nouveaux algorithmes d'estimation de canal. De plus, l'adaptation à un contexte MIMO de certaines technologies de transmission existantes dans un cas mono-antenne comme la transmission OFDM ou les techniques d'accès multiple est abordée. Enfin, les différentes techniques de codage de canal utilisées en amont du codage MIMO sont développées à la fin du chapitre.

Le **chapitre 2** est consacré aux techniques MIMO à l'émission et en réception pour les transmissions cohérentes et non-cohérentes. Les transmissions cohérentes sont caractérisées par une estimation de canal en réception, contrairement aux transmissions non-cohérentes qui grâce à un codage différentiel à l'émission permettent de s'affranchir de toute estimation de canal en réception. Les transmissions non-cohérentes constituent une alternative à l'estimation de canal. Nous détaillons pour ces deux familles les techniques multi-antennes à l'émission et les récepteurs associés en réception. Pour les systèmes cohérents, nous introduisons en particulier le récepteur itératif à annulation d'interférences co-antenne ou multi-utilisateurs basé sur un échange d'information entre l'égaliseur et le décodage de canal.

Le **chapitre 3** s'intéresse à l'estimation de canal effectuée grâce aux symboles pilotes insérés dans la trame. L'objectif de l'estimation de canal ainsi que les contraintes imposées par le canal de propagation et par le contexte multi-antennes sont dans un premier temps évoqués. Ces contraintes sont prises en compte à la fois dans la construction des trames émises sur chaque antenne mais également dans les algorithmes de traitement et les techniques d'interpolation des coefficients estimés au niveau des symboles pilotes. La dernière partie du chapitre complète l'analyse théorique en donnant des résultats de simulation sur canaux sélectifs en temps et en fréquence pour différents contextes MIMO avec estimation de canal en réception. Des comparaisons entre des systèmes cohérents avec estimation de canal réaliste et des systèmes non-cohérents sont également réalisées.

Le **chapitre 4** propose une nouvelle technique de traitement des symboles pilotes. Ce traitement est caractérisé par un fenêtrage dans le domaine temporel des réponses impulsionnelles à estimer. Après avoir effectué un état de l'art sur les estimateurs basés sur un passage dans le domaine temporel et mis en évidence les problématiques, nous proposons différentes solutions robustes quel que soit les séquences d'apprentissage utilisées. Leurs performances sont données en comparaison avec celles obtenues pour différents estimateurs de canal existants dans la littérature. Enfin, nous ajoutons que les travaux effectués dans ce chapitre ont permis de contribuer à différents projets collaboratifs.

Le **chapitre 5** a pour objet l'étude des techniques d'estimation de canal utilisant à la fois les symboles pilotes et les données utiles estimées. Cette estimation de canal dite itérative a pour but de rendre robuste le système vis-à-vis du bruit et des sélectivités temporelle et fréquentielle tout en conservant une efficacité spectrale

la plus grande possible. Différents systèmes de transmission sont étudiés afin d'en dégager les problématiques. La difficulté principale de l'estimation de canal itérative réside dans le calcul des coefficients des sous-canaux fonction de la présence ou non d'interférences. De plus, afin d'obtenir des performances intéressantes, les techniques d'estimation de canal itératives doivent exploiter les corrélations apportées par les sous-canaux. Différentes solutions s'adaptant aux contextes MIMO étudiés et simples à mettre en oeuvre ont ainsi été proposées et testées.

Le document se termine par une conclusion générale dégageant les éléments nouveaux et importants apportés par la thèse et présentant les différentes perspectives d'étude. En annexe, nous fournissons tout d'abord les caractéristiques des canaux utilisés. Nous présentons également le projet collaboratif OPUS où nous avons contribué par des travaux relatifs à l'estimateur de canal par passage dans le domaine temporel proposé. La dernière partie résume les différentes publications et communications nationales et internationales réalisées ainsi que les brevets déposés.

Chapitre 1

Elements et techniques de base

Sommaire

1.1	Canal de propagation	2
1.1.1	Présentation	2
1.1.2	Canal de propagation SISO	2
1.1.3	Canal de propagation MIMO	7
1.2	Techniques multi-porteuses	12
1.2.1	Association MIMO-OFDM	12
1.2.2	Précodage linéaire	18
1.2.3	Techniques d'accès multiple	19
1.3	Codage de canal	21
1.3.1	Schéma BICM	22
1.3.2	Code convolutif	23
1.3.3	Turbo-code	24
1.4	Conclusion	25

Dans ce chapitre, nous présentons différentes techniques de transmission et éléments de base utilisés dans la suite du document. Tout d'abord, nous nous intéressons au canal de propagation qui constitue un élément majeur de la chaîne de communication numérique. Afin de mieux appréhender les caractéristiques du canal MIMO⁽¹⁾, la première partie rappelle celles du canal SISO⁽²⁾ et en particulier les notions de sélectivité et de diversité. Le canal MIMO ajoute la dimension spatiale ce qui implique d'autres phénomènes à prendre en compte dans sa modélisation comme la corrélation entre antennes. Afin de simuler un système de transmission de manière la plus réaliste possible, cette modélisation pour un système SISO ou MIMO doit prendre en compte différents phénomènes comme la réflexion, la présence d'obstacles ou encore la mobilité de l'émetteur et/ou du récepteur. Nous présentons ainsi les modèles de canaux existants propres à la transmission radio-mobile et ceux utilisés dans la

⁽¹⁾Multiple Input Multiple Output

⁽²⁾Single Input Single Output

suite de l'étude. La seconde partie du chapitre s'intéresse à l'association d'une transmission MIMO avec des techniques multi-porteuses de type OFDM⁽³⁾. Les techniques d'accès multiple à répartition de code de type MC-CDMA⁽⁴⁾ utilisées par la suite ou MC-SS-MA⁽⁵⁾ sont également décrites dans un contexte MIMO. Enfin, le chapitre se termine par une présentation des codeurs de canal utilisés et plus précisément de la technologie BICM⁽⁶⁾ adaptée au contexte MIMO qui permet un traitement simple de décodage en réception.

1.1 Canal de propagation

1.1.1 Présentation

Le canal de propagation tient compte du milieu de transmission et de l'ensemble des organes d'émission et de réception (transducteurs, filtres d'émission et de réception, ...) via lequel les informations provenant de l'émetteur sont véhiculées au récepteur. Ce canal peut être de différentes natures et provoque généralement des perturbations qui affectent le signal émis. Ainsi, l'environnement de propagation est tel que le signal émis peut parvenir au récepteur via plusieurs trajets à des instants différents dus à des effets de réflexion et de dispersion. Le canal est alors dit multi-trajets : on parle de canal dispersif en temps. Cette caractéristique temporelle du canal induit dans le domaine fréquentiel la formation d'évanouissements : le canal est qualifié de sélectif en fréquence. De plus, à un instant donné, chaque trajet est caractérisé par son amplitude, par sa phase, par le retard de propagation qu'il subit. A ces caractéristiques vient s'ajouter son spectre Doppler caractérisant l'évolution temporelle de ces grandeurs. En effet, cette évolution temporelle traduit par exemple le fait que le récepteur se déplace par rapport à l'émetteur. Cette évolution temporelle rend le canal cette fois-ci sélectif en temps et par dualité dispersif en fréquence.

1.1.2 Canal de propagation SISO

1.1.2.1 Modélisation du canal de propagation

Il existe deux principales approches pour modéliser un canal de propagation. La première approche est dite déterministe. Le canal de propagation est modélisé par un ensemble de rayons dont les trajets au niveau du récepteur sont caractérisés suivant les lois de diffraction, des phénomènes de réflexion et de transmissions basés sur les lois de Fresnel. Des méthodes de tracé de rayons sont mises en oeuvre pour identifier le trajet des rayons à prendre en compte au niveau du récepteur [1]. L'avantage de cette méthode est son réalisme. En revanche, ces modèles nécessitent une connaissance précise de l'environnement de propagation comme par exemple la connaissance des

⁽³⁾Orthogonal Frequency Division Multiplex

⁽⁴⁾Multi-Carrier Code Division Multiple Access

⁽⁵⁾Multi-Carrier Spread-Spectrum Multiple-Access

⁽⁶⁾Bit Interleaved Coded Modulation

coefficients d'atténuation des matériaux des obstacles et la position précise de ces obstacles.

La seconde approche dite synthétique consiste à décrire le canal sous forme d'un filtre transverse sélectif en temps et en fréquence dont les coefficients sont représentatifs d'un scénario de propagation donné. Le modèle utilisé dérive du modèle de Bello [2] et est bâti à partir du profil de puissance moyen du canal sur lequel un nombre limité d'échos est défini. Ces modèles sont construits à partir de mesures et sont valides dans une bande de fréquence donnée. Le principal inconvénient de ces modèles est la forme approchée du profil de puissance qui dépend fortement de la bande d'analyse définie.

1.1.2.2 Canaux sélectifs en temps et en fréquence

Le modèle appelé WSSUS⁽⁷⁾ proposé par Bello est généralement utilisé pour modéliser un canal de propagation sélectif en temps et en fréquence. Ce modèle considère que la réponse impulsionnelle est stationnaire au sens large (WSS : Wide-Sense Stationary) et que les différents trajets sont non corrélés (US : Uncorrelated Scattering). La réponse impulsionnelle d'un canal WSUSS est donnée par :

$$h(t) = \sum_{l=1}^{L(t)} \alpha_l(t) \exp(j\theta_l(t)) \delta(\tau - \tau_l(t)) \quad (1.1)$$

avec $L(t)$ le nombre de trajets appelés "taps". Chaque trajet l est caractérisé par son retard de propagation $\tau_l(t)$, son facteur d'atténuation $\alpha_l(t)$ et sa phase $\theta_l(t)$. Si ces grandeurs varient au cours du temps, on parle de canal dynamique. Dans le cas contraire, on parle de canal statique.

1.1.2.3 Canal statique

Un canal de propagation est dit statique lorsque les paramètres de l'équation 1.1 sont supposés invariants au cours du temps. Dans le cas où les retards de propagation τ_l des différents trajets varient de manière aléatoire et si leur nombre est important, on applique le théorème de la limite centrale. Ainsi $h(t)$ est approchée par une variable complexe dont les composantes en quadrature I et Q sont indépendantes et de distribution gaussienne. La phase du canal est alors uniformément distribuée et indépendante de l'amplitude du canal qui suit une loi de Rayleigh :

$$f(r) = \frac{r}{\sigma^2} \exp^{-\frac{r^2}{2\sigma^2}} \quad (1.2)$$

avec $r = \|h\|$, $f(r)$ la fonction densité de probabilité de r et σ le paramètre de Rayleigh avec $\mathbb{E}\{r^2\} = 2\sigma^2$. Ce cas particulier souvent utilisé en communications numériques ne considère pas de trajet direct (NLOS⁽⁸⁾) et représente le cas le plus défavorable en terme d'évanouissements. Pour la modélisation d'une transmission avec un trajet direct (LOS⁽⁹⁾), la phase est uniformément distribuée et l'amplitude de la réponse

⁽⁷⁾Wide-Sense Stationary Uncorrelated Scattering

⁽⁸⁾Non Line-Of-Sight

⁽⁹⁾Line-Of-Sight

impulsionnelle $h(t)$ suit une loi de Rice :

$$f(r) = \frac{r}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{r^2 + \nu^2}{2\sigma^2}\right) I_0\left(\frac{r\nu}{\sigma^2}\right) \quad (1.3)$$

où ν^2 est la puissance du trajet direct et I_0 est la fonction de Bessel modifiée d'ordre zéro [3]. On peut également citer les distributions de Nakagami proposées au départ de manière empirique à partir de mesures, ou encore celle de Weibull représentant une autre généralisation de la distribution de Rayleigh [4].

Afin de caractériser la puissance des différents trajets et leurs retards, la notion de profil de puissance des retards ou PDP⁽¹⁰⁾ est introduite. Elle est définie par :

$$\text{PDP}(\tau) = \sum_{l=1}^L \alpha_l^2 \delta(\tau - \tau_l) \quad (1.4)$$

Généralement, on modélise le profil de propagation par une exponentielle décroissante : plus les taps sont éloignés dans le temps, moins ils sont puissants. Afin d'affiner la caractérisation du canal, d'autres grandeurs sont également utilisées :

- le retard maximum τ_{\max} au-delà duquel la réponse impulsionnelle est considérée comme négligeable,
- le retard moyen $\tau_{\text{mean}} = \sum_l \alpha_l^2 (\tau_l - \tau_1) / \sum_l \alpha_l^2$ appelé encore moment d'ordre 1 du PDP et correspondant par définition au retard moyen d'un retard de propagation,
- le retard rms⁽¹¹⁾ $\tau_{\text{rms}} = (\sum_l \alpha_l^2 (\tau_l - \tau_{\text{mean}} - \tau_1)^2 / \sum_l \alpha_l^2)^{1/2}$ appelé l'écart type du délai ou encore dispersion des retards.

En considérant par exemple un profil de puissance exponentielle décroissante, nous avons :

$$\text{PDP}(\tau) = \begin{cases} \frac{1}{D} \exp(-(\tau/D)) & \text{pour } 0 \leq \tau \leq \tau_{\max} \\ 0 & \text{sinon} \end{cases} \quad (1.5)$$

avec $D = \tau_{\text{rms}}/T_s$. La dispersion temporelle du canal correspondant au retard maximum $\tau_{\max} = L_t T_s$ se caractérise dans le domaine fréquentiel par une corrélation plus ou moins importante entre les différentes composantes spectrales. Pour quantifier cette dépendance entre les fréquences, on introduit ainsi la notion de bande de cohérence du canal B_c paramètre dual de la dispersion des retards :

$$B_c \propto \frac{1}{\tau_{\text{rms}}} \quad (1.6)$$

La bande de cohérence est également évaluée à un pourcentage de corrélation n généralement égal à 50% et 90% [5] :

$$B_{c50\%} \simeq \frac{1}{5 \times \tau_{\text{rms}}} \quad (\text{Hz}) \quad (1.7)$$

$$B_{c90\%} \simeq \frac{1}{50 \times \tau_{\text{rms}}} \quad (\text{Hz}) \quad (1.8)$$

⁽¹⁰⁾Power Delay Profile

⁽¹¹⁾Root Mean Square

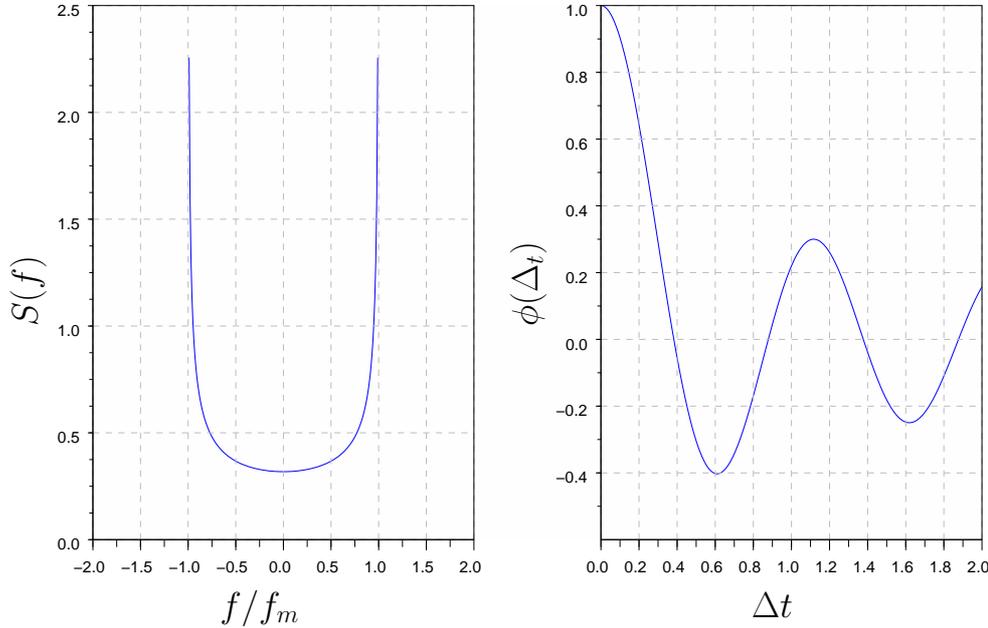


FIG. 1.1 – Spectre de Jakes (gauche) et fonction d'autocorrélation associée (droite)

D'autre part, si on appelle B la bande passante du signal émis, le canal est qualifié de :

- non-sélectif en fréquence (ou "frequency non-selective") si $B \ll B_c$
- sélectif en fréquence (ou "frequency selective") sinon

En supposant que le signal soit émis dans la bande de Nyquist, la condition de sélectivité en fréquence peut se reformuler en temporel de la manière suivante :

$$\tau_{\text{rms}} \gg T_s \quad (1.9)$$

L'équation (1.9) signifie que la sélectivité en fréquence conduit à la génération d'interférences entre symboles ou ISI⁽¹²⁾ ce qui entraîne une dégradation des performances du système.

1.1.2.4 Canal dynamique

Dans la pratique, la réponse impulsionnelle du canal peut varier au cours du temps. Pour caractériser cette évolution temporelle du canal, deux notions duales ont été introduites : l'étalement Doppler⁽¹³⁾ B_d et le temps de cohérence T_c .

Tout d'abord, on appelle fréquence Doppler f_D la différence entre la fréquence du signal émis et la fréquence du signal reçu. Elle est donnée par la relation suivante (en

⁽¹²⁾Inter Symbol Interference

⁽¹³⁾Doppler Spread

Hz) :

$$f_D = \frac{vf_c}{c}\cos\theta \quad (1.10)$$

où v est la vitesse du mobile, f_c la fréquence porteuse, θ l'angle Doppler entre l'axe du faisceau et l'axe de déplacement du récepteur, et c la vitesse de la lumière. Afin de caractériser la variation du canal au cours du temps, la fonction d'autocorrélation temporelle $\phi(\Delta t)$ de la fonction de transfert du canal $h(t)$ et sa transformée de Fourier $S(\lambda)$ appelée spectre de puissance Doppler sont évaluées et données par les relations suivantes :

$$\phi(\Delta t) = \frac{1}{2}\mathbb{E}\{h^*(t)h(t + \Delta t)\} \quad (1.11)$$

$$S(\lambda) = \int_{-\infty}^{\infty} \phi(\Delta t)\exp(-j2\pi\lambda\Delta t)d\Delta t \quad (1.12)$$

On définit l'étalement Doppler B_d comme étant égal à la largeur de bande où le spectre de puissance Doppler est essentiellement non nul. Le spectre Doppler peut s'interpréter de la façon suivante. En considérant une sinusoïde émise de fréquence porteuse f_p , la transformée de Fourier du signal reçu est un Dirac si la réponse impulsionnelle du canal est invariante. En revanche, si le canal varie, la transformée s'étend sur une bande de fréquence B_d autour de f_p . Un modèle efficace pour modéliser ce phénomène de déplacement du récepteur et/ou de l'émetteur est le modèle de Jakes utilisé dans notre étude et dont la fonction d'autocorrélation et le spectre Doppler sont donnés par :

$$\phi(\Delta t) = J_0(2\pi f_m \Delta t) \quad (1.13)$$

$$S(f) = \begin{cases} \frac{1}{\pi f_m} \frac{1}{\sqrt{1-(f/f_m)^2}} & \text{si } |f| \leq f_m \\ 0 & \text{si } |f| \geq f_m \end{cases} \quad (1.14)$$

où J_0 est la fonction de Bessel de première espèce d'ordre 0 et f_m est la fréquence Doppler maximale c'est-à-dire $f_m = vf_c/c$ (voir figure 1.1).

Le temps de cohérence noté T_c correspond à la durée pendant laquelle la réponse impulsionnelle du canal peut être considérée comme constante [6]. Plusieurs définitions de T_c s'exprimant en fonction de f_m existent et sont données selon un ordre croissant de sélectivité par les équations suivantes :

$$T_c \simeq \frac{1}{f_m} \quad (1.15)$$

$$T_c \simeq \frac{9}{16\pi f_m} \quad (1.16)$$

$$T_c \simeq \sqrt{\left(\frac{1}{f_m}\right) \left(\frac{9}{16\pi f_m}\right)} = \frac{0.4231}{f_m} \quad (1.17)$$

Dans les simulations, nous donnerons les valeurs des T_c correspondant à l'ensemble de ces équations. Enfin, le canal est dit sélectif en temps si $T_s \geq T_c$ et non-sélectif en temps dans le cas contraire.

1.1.2.5 Diversité du canal

Nous supposons dans un premier temps un canal SISO à évanouissements non-sélectif en temps et en fréquence. Le signal reçu est alors affecté par un seul coefficient et par le bruit. Si l'évanouissement est important, le rapport signal à bruit ou SNR⁽¹⁴⁾ en réception, défini comme le rapport entre la puissance du signal reçu non bruité et la puissance du bruit, est très faible et le récepteur fera des erreurs de détection. En revanche, si le récepteur dispose de R répliques d'un même signal transmis à des instants différents et sous l'hypothèse que les évanouissements à ces instants soient indépendants, les performances du système seront améliorées. En effet, la probabilité pour que les R répliques subissent chacune de forts évanouissements est plus faible que dans le cas initial où une seule réplique était émise. Le système profite alors de la diversité temporelle du canal. Le même raisonnement peut s'appliquer dans le domaine fréquentiel et on parle alors de diversité fréquentielle.

Ces deux grandeurs dépendent des caractéristiques du canal de propagation. En effet, si la séparation temporelle entre les symboles redondants est supérieure au temps de cohérence T_c du canal, le système profitera de la diversité temporelle. On évalue alors l'ordre de diversité temporelle D_t du canal pour une trame de la façon suivante :

$$D_t \simeq \frac{T_{tr}}{T_c} \quad (1.18)$$

en posant T_{tr} la durée de transmission de la trame [7]. De la même manière, l'ordre de diversité fréquentielle D_f du canal peut être approximé par l'expression :

$$D_f \simeq \frac{B}{B_c} \quad (1.19)$$

Enfin, un système de transmission qui exploite à la fois les diversités fréquentielle et temporelle a un ordre de diversité totale D_{tot} égal à :

$$D_{tot} = D_f D_t \quad (1.20)$$

Différentes techniques de transmission ont été conçues pour tirer profit des diversités offertes par le canal de propagation comme le codage de canal ou le précodage linéaire.

Dans un contexte MIMO, d'autres techniques de diversité existent comme la diversité de polarisation, la diversité d'angle d'arrivée et également la diversité spatiale qui peuvent être exploitées pour améliorer les performances par rapport à un schéma mono-antenne (voir partie 2.1).

1.1.3 Canal de propagation MIMO

1.1.3.1 Modèles théoriques

Afin de simplifier l'analyse théorique, nous considérons ici un canal multi-antennes à évanouissements plats par sous-canal. Il est important de noter que cette hypothèse

⁽¹⁴⁾Signal Noise Ratio

est posée sur canal radio-mobile dans les systèmes de transmission MIMO associés à la modulation OFDM (voir partie 1.2.1).

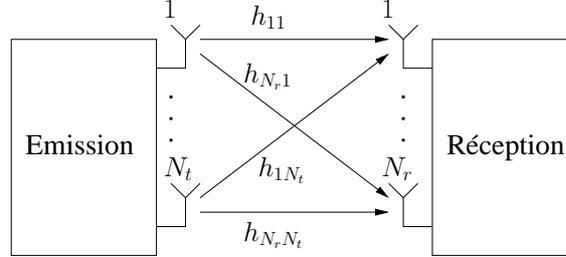


FIG. 1.2 – Représentation d’un canal MIMO théorique constitué de $N_t \times N_r$ sous-canaux SISO indépendants

Définissons dans un premier temps un système MIMO constitué de N_t antennes à l’émission et de N_r antennes en réception (voir figure 1.2). L’émetteur transmet simultanément le multiplex de signaux $\{x_i\}_{i=1}^{N_t}$, où la composante x_i alimente l’antenne i . L’ensemble des antennes de réception récolte les signaux $\{r_j\}_{j=1}^{N_r}$ résultant de la superposition des signaux transmis filtrés par le canal. Le signal reçu sur l’antenne j s’écrit :

$$r_j = \sum_{i=1}^{N_t} h_{ji}x_i + n_j \quad (1.21)$$

où n_j le bruit additif gaussien associé à l’antenne de réception j suivant la loi $\mathcal{N}_{\mathbb{C}}(0, \sigma_n^2)$. L’équation (1.21) peut être formulée sous forme matricielle :

$$\mathbf{r} = \mathbf{H}\mathbf{x} + \mathbf{n} \quad (1.22)$$

avec :

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} h_{11} & \dots & h_{1N_t} \\ \vdots & \dots & \vdots \\ h_{N_r 1} & \dots & h_{N_r N_t} \end{bmatrix} \quad (1.23)$$

et

$$\mathbf{x} = [x_1, \dots, x_{N_t}]^T \in \mathbb{C}^{N_t \times 1} \quad (1.24)$$

$$\mathbf{r} = [r_1, \dots, r_{N_r}]^T \in \mathbb{C}^{N_r \times 1} \quad (1.25)$$

$$\mathbf{n} = [n_1, \dots, n_{N_r}]^T \in \mathbb{C}^{N_r \times 1} \quad (1.26)$$

1.1.3.2 Corrélation spatiale

L’équation (1.21) proposée dans la partie précédente et consacrée au modèle théorique suppose que le canal MIMO est constitué de $N_r \times N_t$ sous-canaux SISO indépendants. Dans la pratique, en particulier lorsque les antennes d’émission et/ou de réception ne sont pas suffisamment espacées, les évanouissements peuvent être

corrélés d'un sous-canal à l'autre. On parle alors de corrélation spatiale.

La corrélation d'un canal MIMO dépend de l'espacement entre antennes, de l'étalement angulaire et de l'angle moyen entre le réseau d'antennes d'émission et de réception. La distance de cohérence permet de représenter l'étalement angulaire et correspond à la distance au-dessus de laquelle deux antennes peuvent être considérées comme décorrélées.

Deux approches existent pour modéliser la corrélation d'un canal MIMO. La première approche utilise un modèle directement issu d'un traitement déterministe des paramètres de l'environnement considéré comme la position des diffuseurs ou les interactions du signal avec les obstacles. Le principal inconvénient de cette approche est qu'elle n'est réaliste que pour un environnement bien précis.

La deuxième méthode dite stochastique cherche à approcher au mieux la description de l'environnement via un modèle statistique et offre ainsi une plus grande flexibilité que l'approche déterministe [8]. L'approche stochastique considère un ensemble de canaux indépendants et identiquement distribués ou i.i.d.⁽¹⁵⁾ et réalise la corrélation grâce à des matrices appelées matrices de corrélation. Ainsi, la matrice de canal \mathbf{H} de l'équation (1.23) se décompose de la manière suivante :

$$\mathbf{H} = (\mathbf{R}_{Rx})^{1/2} \cdot \mathbf{W} \cdot \left((\mathbf{R}_{Tx})^{1/2} \right)^T \quad (1.27)$$

avec $\mathbf{W} \in \mathbb{C}^{N_r \times N_t}$ la matrice de canal représentant le cas de décorrélation parfaite entre les sous-canaux, $\mathbf{R}_{Tx} \in \mathbb{C}^{N_t \times N_t}$ et $\mathbf{R}_{Rx} \in \mathbb{C}^{N_r \times N_r}$ les matrices de corrélation à l'émission et en réception respectivement. Un exemple de construction des matrices de covariance généralement utilisé est celui proposé dans [9]. Ce modèle prend comme hypothèse que l'émetteur ne possède pas de diffuseurs dans son environnement proche tandis que le récepteur est entouré de réflecteurs, hypothèse vérifiée pour un réseau d'accès radio quelconque. En effet, la station de base (BS) est généralement surélevée et le terminal mobile (TM) est souvent entouré d'obstacles. Cette modélisation porte le nom d'anneau ou "one-ring" pour rappeler que les obstacles considérés en réception sont localisés dans un anneau.

Cependant, l'approche stochastique de l'équation (1.27) ne permet pas de représenter l'ensemble des phénomènes propres à un canal MIMO. Citons par exemple le phénomène trou de serrure ou "keyhole effect". Ce phénomène apparaît dans un environnement NLOS où les signaux reçus ne dépendent que d'un seul diffuseur créant ainsi une matrice de canal dégénérée [10]. Plusieurs modèles sont proposés dans la littérature afin de tenir compte de ce phénomène trou de serrure. Ainsi, le modèle proposé dans [11] permet d'étudier le comportement de la capacité en fonction des diffuseurs entre les antennes d'émission et de réception, la distance entre les antennes, la largeur des faisceaux d'antennes. On peut citer également le modèle de canal MIMO proposé dans [12] obtenu après identification des principaux effets des mécanismes de propagation.

⁽¹⁵⁾independent identically distributed

Finalement, les modèles de canaux MIMO les plus réalistes sont les modèles de propagation MIMO déterministes. Cependant, ces modèles déterministes sont généralement complexes et spécifiques à un environnement donné. Les modèles dits stochastiques dont le but est d'approcher au mieux la description d'un environnement par un modèle statistique semblent être plus flexibles car paramétrables.

1.1.3.3 Capacité d'un système MIMO

Les premières études sur la capacité d'un système multi-antennes ont été réalisées par Telatar dans [13] qui évalue une capacité dite ergodique. Telatar a considéré comme canal de propagation un canal matriciel à évanouissements de Rayleigh, statistiquement indépendants, plats en fréquence et variant rapidement dans le temps. De plus, il a supposé un système de communication disposant d'une connaissance parfaite du canal en réception. Ces études ont été complétées par la suite avec l'évaluation d'une capacité de coupure pour des canaux quasi-statiques c'est-à-dire constants sur un intervalle temporel puis changeant de manière indépendante d'un intervalle de temps à un autre [14]. L'un des principaux résultats est que la capacité peut théoriquement croître linéairement avec le nombre minimal d'antennes en émission et en réception.

Définitions On peut distinguer trois types de capacité dépendant du comportement de la matrice de canal \mathbf{H} : la capacité déterministe, la capacité ergodique et la capacité de coupure. La capacité déterministe peut être interprétée comme étant l'information mutuelle instantanée entre l'émetteur et le récepteur pour une réalisation particulière du canal de transmission. Les capacités définies dans les deux autres cas sous-entendent une évolution temporelle de la réponse du canal. Ainsi, la capacité ergodique s'applique pour un canal variant suffisamment sur la durée d'un bloc d'information. La capacité de coupure s'applique à un canal quasi-statique sur ce même intervalle et se définit comme étant la probabilité que l'information mutuelle soit inférieure à celle requise pour obtenir un débit donné.

Il est important de souligner la notion de hiérarchie des systèmes de communication selon le degré d'information sur l'état du canal accessible à l'émission et en réception. On parle en effet de :

- $C_{\text{CSITR}}^{(16)}$ lorsque l'émetteur et le récepteur connaissent l'état du canal,
- $C_{\text{CSIR}}^{(17)}$ lorsque seul le récepteur connaît l'état du canal,
- $C_{\text{NoCSI}}^{(18)}$ en l'absence d'information sur le canal à l'émission et en réception.

Nous allons détailler dans la suite le cas C_{CSIR} où le canal est connu à la réception.

⁽¹⁶⁾Channel State Information at the Transmitter and Receiver

⁽¹⁷⁾Channel State Information at the Receiver

⁽¹⁸⁾No Channel State Information

Connaissance du canal en réception La capacité en supposant une connaissance du canal en réception s'écrit :

$$C_{\text{CSIR}}(\mathbf{H}) = \max_{P_{\mathbf{x}}(x)} I(\mathbf{x}; \mathbf{r}|\mathbf{H}) \quad (1.28)$$

avec $P_{\mathbf{x}}(x)$ la densité de probabilité de la variable aléatoire \mathbf{x} . L'information mutuelle d'un canal MIMO de matrice représentative \mathbf{H} est égale à :

$$I(\mathbf{x}; \mathbf{r}|\mathbf{H}) = \log_2 \det \left(\mathbf{I}_{N_r} + \frac{1}{\sigma_n^2} \mathbf{H} \mathbf{R}_{\mathbf{x}} \mathbf{H}^H \right) \quad (1.29)$$

avec $\mathbf{R}_{\mathbf{x}}$ la matrice de covariance du signal d'entrée [13]. On montre ainsi qu'en absence de connaissance du canal à l'émission, la structure menant aux performances optimales est celle correspondant à une décorrélation spatiale :

$$\mathbf{R}_{\mathbf{x}} = \frac{\sigma_x^2}{N_t} \mathbf{I}_{N_t} \quad (1.30)$$

ce qui implique que la solution de l'équation (1.28) est égale à :

$$C_{\text{CSIR}}(\mathbf{H}) = \log_2 \det \left(\mathbf{I}_{N_r} + \frac{\sigma_x^2}{\sigma_n^2 N_t} \mathbf{H} \mathbf{I}_{N_t} \mathbf{H}^H \right) \quad (1.31)$$

Si l'on applique le théorème de décomposition en valeurs singulières, la matrice \mathbf{H} peut s'écrire :

$$\mathbf{H} = \mathbf{U} \mathbf{\Sigma} \mathbf{V}^H \quad (1.32)$$

avec $\mathbf{U} \in \mathbb{C}^{N_r \times N_r}$ et $\mathbf{V} \in \mathbb{C}^{N_t \times N_t}$ des matrices unitaires et $\mathbf{\Sigma} \in \mathbb{R}^{N_r \times N_t}$ une matrice diagonale regroupant l'ensemble des valeurs singulières (égales aux racines carrées des valeurs propres du canal) : $\sigma_1 \geq \dots \geq \sigma_K$ avec $K = \text{rang}(\mathbf{H})$. Par définition $K \leq \min(N_t, N_r)$. Ainsi on peut remplacer \mathbf{H} par son développement en valeurs singulières dans l'équation (1.31) :

$$C_{\text{CSIR}}(\mathbf{H}) = \sum_{k=1}^K \log_2 \left(1 + \frac{\sigma_x^2}{\sigma_n^2 N_t} \sigma_k^2(\mathbf{H}) \right) \quad (1.33)$$

Foschini a montré dans [14] que dans le cas où le canal est parfaitement connu du récepteur, la capacité instantanée est bornée par :

$$\log_2 \left(1 + \frac{\sigma_x^2}{\sigma_n^2 N_t} \min(N_t, N_r) \right) \leq C_{\text{CSIR}}(\mathbf{H}) \leq \min(N_t, N_r) \log_2 \left(1 + \frac{\sigma_x^2}{\sigma_n^2 N_t} \min(N_t, N_r) \right) \quad (1.34)$$

La borne supérieure correspond au cas où le canal est de rang plein : $K = \min(N_t, N_r)$. Le système a alors accès à l'intégralité des modes de propagation : la capacité croît dans ce cas linéairement avec le minimum du nombre d'antennes d'émission et de réception.

1.2 Techniques multi-porteuses

1.2.1 Association MIMO-OFDM

1.2.1.1 Principe de la modulation OFDM dans un cas SISO

Introduction Les modulations OFDM⁽¹⁹⁾ sont apparues à la fin des années 50 sous le nom de *kineplex* dans un contexte de communication haute fréquence militaire. Cependant, elles ne sont devenues attractives que dans les années 80 avec l'utilisation d'algorithmes rapides (FFT⁽²⁰⁾/IFFT⁽²¹⁾) et du préfixe cyclique [15]. Aujourd'hui, l'OFDM est présente dans de nombreux standards tels que la radiodiffusion numérique terrestre ou DAB⁽²²⁾, la norme de télévision numérique terrestre ou DVB-T⁽²³⁾, la technologie ADSL⁽²⁴⁾ et les réseaux sans-fils WLAN⁽²⁵⁾ définis par les normes IEEE 802.11a, 802.11g (Wifi), 802.16g (Wimax⁽²⁶⁾) et HIPERLAN⁽²⁷⁾.

La modulation OFDM consiste à répartir des symboles modulés sur un ensemble de sous-porteuses. Un des grands avantages de l'OFDM est sa robustesse vis-à-vis des canaux sélectifs en fréquence. En effet, en divisant le flux de données en N_{FFT} flux sur les N_{FFT} sous-porteuses (voir figure 1.3), la durée symbole est N_{FFT} fois plus grande que dans un cas mono-porteuse, ce qui entraîne dans le cas d'une transmission OFDM une réduction par N_{FFT} du rapport (étalement du canal/durée symbole). Ainsi, l'impact de l'interférence entre symboles ou ISI⁽²⁸⁾ est considérablement réduit. De plus, pour éliminer complètement l'effet de l'ISI, l'insertion d'un intervalle de temps de garde entre chaque symbole OFDM est réalisée à l'émission. Cet intervalle de garde permet d'absorber l'ISI si et seulement si $\Delta_c T_s \geq \tau_{max}$ avec Δ_c le nombre d'échantillons de l'intervalle de garde, T_s le temps d'échantillonnage et τ_{max} l'étalement maximal du canal. La recopie des derniers échantillons du signal OFDM dans l'intervalle de garde appelé alors préfixe cyclique ou CP⁽²⁹⁾ permet de rendre cyclique le signal OFDM émis et de traiter le canal au départ sélectif en fréquence comme un canal non sélectif en fréquence pour chaque sous-porteuse. Cette propriété simplifie le processus d'égalisation en réception qui se réalise avec un seul coefficient complexe par sous-porteuse. Nous utiliserons dans la suite de l'étude l'insertion d'un préfixe cyclique dans la modulation OFDM : les termes intervalle de garde et préfixe cyclique seront donc équivalents.

⁽¹⁹⁾Orthogonal Frequency Division Multiplex

⁽²⁰⁾Fast Fourier Transform

⁽²¹⁾Inverse Fourier Transform

⁽²²⁾Digital Audio Broadcasting

⁽²³⁾Digital Video Broadcasting - Terrestrial

⁽²⁴⁾Asymmetric Digital Subscriber Line

⁽²⁵⁾Wireless Local Access Network

⁽²⁶⁾Worldwide Interoperability for Microwave Access

⁽²⁷⁾High Performance Local Area Network

⁽²⁸⁾Inter Symbol Interference

⁽²⁹⁾CP

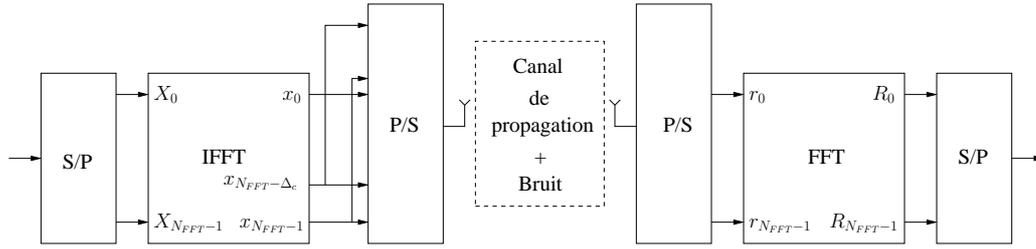
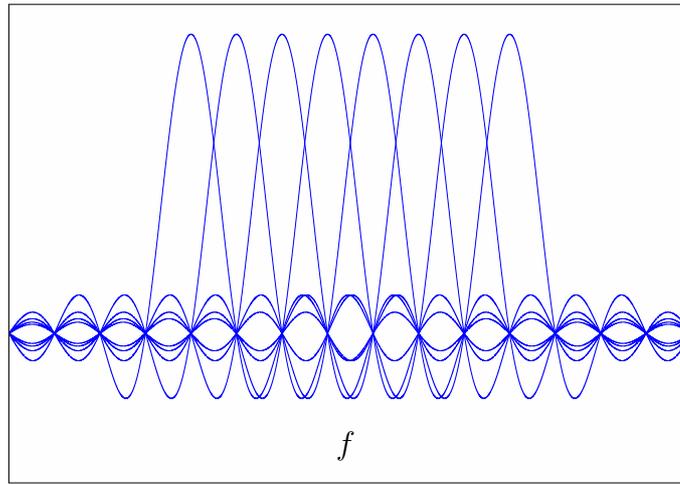


FIG. 1.3 – Schéma de transmission SIS0-OFDM

FIG. 1.4 – Spectre OFDM avec $N_{FFT} = 8$

Principe de la modulation La modulation OFDM peut être vue comme une combinaison à coefficients complexes de signaux orthogonaux représentant les translatées temps-fréquence d'une onde rectangulaire comme le décrit la figure 1.4. La transformée de Fourier d'un signal rectangulaire étant un sinus cardinal, les sous-porteuses se recouvrent spectralement de sorte que l'interférence entre porteuses ou ICI⁽³⁰⁾ est nulle. En négligeant les lobes secondaires des sinus cardinaux en bordure de spectre, le spectre résultant est un rectangle de largeur $B = \frac{N_{FFT}}{T_s}$. En pratique, des sous-porteuses nulles sont insérées en bordure de spectre pour éviter en particulier tout recouvrement spectral avec les canaux adjacents. On considère dans cette partie pour simplifier les calculs que l'ensemble du spectre est modulé.

En échantillonnant dans le domaine temporel à la cadence $1/T = N_{FFT}/T_s$, le m -ième échantillon temporel du signal OFDM émis (sans considérer l'insertion de l'intervalle de garde) est égal à :

$$x(m) = \sum_{k=0}^{N_{FFT}-1} X_k \exp \frac{j2\pi km}{N_{FFT}} \quad 0 \leq m \leq N_{FFT} - 1 \quad (1.35)$$

⁽³⁰⁾Inter Carrier Interference

On pose $\mathbf{X}(b) = [X_0(b) \dots X_{N_{FFT}-1}(b)]^T$ le b -ième vecteur des symboles en entrée du modulateur OFDM dans le domaine fréquentiel. Pour réaliser la modulation OFDM, la première opération consiste à appliquer sur ce vecteur la matrice IFFT⁽³¹⁾ et ainsi d'obtenir dans le domaine temporel le vecteur $\mathbf{x}(b)$ égal à :

$$\mathbf{x}(b) = \mathcal{F}^H \mathbf{X}(b) \quad (1.36)$$

La deuxième étape consiste à insérer le préfixe cyclique, *i.e.* la copie des derniers échantillons du vecteur $\mathbf{x}(b)$, de sorte à former le vecteur $\bar{\mathbf{x}}(b) \in \mathbb{C}^{\Delta_c + N_{FFT}}$ donné par :

$$\bar{\mathbf{x}}(b) = \begin{bmatrix} \bar{x}_0(b) \\ \vdots \\ \bar{x}_{N_{FFT} + \Delta_c - 1}(b) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_{N_{FFT} - \Delta_c}(b) \\ \vdots \\ x_{N_{FFT} - 1}(b) \\ x_0(b) \\ \vdots \\ x_{N_{FFT} - 1}(b) \end{bmatrix} \quad (1.37)$$

1.2.1.2 Principe de la démodulation OFDM dans un cas SISO

Considérons un canal de propagation multi-trajets donc sélectif en fréquence, et constant sur la durée d'un symbole OFDM. En l'absence de bruit, le b -ième signal reçu $\bar{\mathbf{r}}(b) \in \mathbb{C}^{\Delta_c + N_{FFT} - 1}$ à l'entrée du récepteur est égal au produit matriciel de la matrice de Toeplitz⁽³²⁾ du canal et d'un vecteur des symboles dépendant à la fois du vecteur b émis et du vecteur précédent $b - 1$:

$$\begin{bmatrix} \bar{r}_0(b) \\ \vdots \\ \bar{r}_{N_{FFT} + \Delta_c - 1}(b) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{L_t - 1} & \dots & h_0 & 0 & & & \\ 0 & \ddots & & \ddots & \ddots & & \\ & & \ddots & \ddots & & \ddots & 0 \\ & & & 0 & h_{L_t - 1} & \dots & h_0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \bar{x}_{N_{FFT} + \Delta_c - L_t + 1}(b - 1) \\ \vdots \\ \bar{x}_{N_{FFT} + \Delta_c - 1}(b - 1) \\ \bar{x}_0(b) \\ \vdots \\ \bar{x}_{N_{FFT} + \Delta_c - 1}(b) \end{bmatrix} \quad (1.38)$$

La démodulation OFDM consiste dans un premier temps à supprimer les échantillons de l'intervalle de garde situés en début de bloc. En supposant $\Delta_c \geq L_t$, il est possible d'éliminer les symboles provenant des blocs OFDM précédemment émis. En effet, le vecteur $\mathbf{r}(b)$ obtenu après suppression des échantillons de l'intervalle de garde

⁽³¹⁾Inverse Fast Fourier Transform

⁽³²⁾Une matrice de Toeplitz est une matrice dont les coefficients sur une diagonale descendant de gauche à droite sont les mêmes

est égal à :

$$\mathbf{r}(b) = \begin{bmatrix} r_0(b) \\ \vdots \\ r_{N_{FFT}-1}(b) \end{bmatrix} \quad (1.39)$$

$$= \begin{bmatrix} h_{L_t-1} & \dots & h_0 & 0 & & & \\ 0 & \ddots & & \ddots & \ddots & & \\ & & \ddots & \ddots & & \ddots & \\ & & & 0 & h_{L_t-1} & \dots & h_0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \bar{x}_{\Delta_c-L_t+1}(b) \\ \vdots \\ \bar{x}_{N_{FFT}+\Delta_c-1}(b) \end{bmatrix} \quad (1.40)$$

De part le caractère cyclique de $\bar{\mathbf{x}}$ (voir eq. (1.37)), le signal $\mathbf{r}(b)$ s'écrit :

$$\mathbf{r}(b) = \begin{bmatrix} h_0 & 0 & \dots & 0 & h_{L_t-1} & \dots & h_1 \\ h_1 & \ddots & \ddots & & \ddots & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & & \ddots & h_{L_t-1} \\ h_{L_t-1} & \dots & h_1 & h_0 & 0 & & 0 \\ 0 & \ddots & & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots \\ \dots & \ddots & \ddots & & \ddots & \ddots & 0 \\ 0 & \dots & 0 & h_{L_t-1} & \dots & h_1 & h_0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_0(b) \\ \vdots \\ \vdots \\ \vdots \\ \vdots \\ \vdots \\ x_{N_{FFT}-1}(b) \end{bmatrix} \quad (1.41)$$

ou sous sa forme matricielle :

$$\mathbf{r}(b) = \mathbf{H}\mathbf{x}(b) \quad (1.42)$$

Comme on peut le constater, la matrice de canal équivalente \mathbf{H} est circulante⁽³³⁾. Elle est donc diagonale dans la base de Fourier. C'est pourquoi la deuxième phase de la démodulation OFDM est le calcul de la transformée de Fourier du signal $\mathbf{r}(b)$ décrit par l'équation suivante :

$$\mathbf{R}(b) = \mathcal{F} \cdot \mathbf{r}(b) \quad (1.43)$$

$$= \mathcal{F} \cdot \mathbf{H} \cdot \mathcal{F}^H \cdot \mathbf{X}(b) \quad (1.44)$$

$$= \begin{bmatrix} H_0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \ddots & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & 0 \\ 0 & \dots & 0 & H_{N_{FFT}-1} \end{bmatrix} \cdot \mathbf{X}(b) \quad (1.45)$$

avec H_k le coefficient de la réponse fréquentielle du canal à la sous-porteuse k :

$$H_k = \sum_{l=0}^{L_t-1} h_l \cdot \exp\left(\frac{-j2\pi lk}{N_{FFT}}\right) \quad (1.46)$$

⁽³³⁾Une matrice circulante est une matrice carrée dans laquelle on passe d'une ligne à la suivante par permutation circulaire des coefficients, c'est-à-dire un décalage vers la droite

La modulation OFDM permet donc de considérer un canal équivalent plat par sous-porteuse alors que le canal de transmission est sélectif en fréquence. Cette propriété permet de simplifier l'égalisation en réception après démodulation OFDM. Le symbole reçu sur la k -ième sous-porteuse du bloc b est égal à :

$$R_k(b) = H_k(b)X_k(b) + N_k(b) \quad (1.47)$$

avec $N_k(b)$ le bruit après FFT sur la sous-porteuse k . On peut noter que $N_k(b) \sim \mathcal{N}_{\mathbb{C}}(0, \sigma_n^2)$ grâce à la propriété d'unitarité de la transformée de Fourier. Comme le montre l'éq. (1.47), le signal reçu sur la sous-porteuse k n'est pas affecté par l'ISI ou l'ICI. L'égalisation se réduit donc à un seul coefficient par sous-porteuse.

Cependant, la technique OFDM en privilégiant une égalisation simplifiée a sacrifié la diversité apportée par le canal et exploitée par les schémas mono-porteuses. En effet, l'égalisation dans le domaine fréquentiel tel qu'appliqué implique que le signal égalisé sur la sous-porteuse k dépend seulement du coefficient de canal sur cette même sous-porteuse. Or, pour des canaux multi-trajets rencontrés en pratique, certaines sous-porteuses du canal peuvent être fortement atténuées. Pour exploiter les diversités fréquentielle et temporelle du canal, une première solution a été d'associer à la transmission OFDM un codage de canal et un entrelaceur en émission et un décodage de type Viterbi en réception (voir partie 1.3). On parle alors de transmission C-OFDM⁽³⁴⁾ [16]. Une seconde solution basée sur le précodage linéaire a été envisagée par la suite. On parle alors de transmission LP-OFDM⁽³⁵⁾ (voir partie 1.2.2).

1.2.1.3 Association MIMO-OFDM

Le principe de la transmission MIMO-OFDM est d'appliquer une modulation OFDM à chaque antenne d'émission Tx. Soit X_k^i le symbole sur la k -ième porteuse modulée de l'antenne de transmission Tx i . Considérons un canal de transmission MIMO composé de $N_t \times N_r$ sous-canaux SISO élémentaires décorrélés sélectifs en temps et en fréquence. Nous supposons ici que les sous-canaux SISO ont une longueur de canal inférieure ou égale à L et sont constants sur la durée du symbole OFDM. De plus, on pose h_l^{ji} le l -ième coefficient de la réponse impulsionnelle du canal reliant l'antenne d'émission Tx i à l'antenne de réception j , n^j le bruit pris en entrée du démodulateur OFDM de l'antenne Rx j et enfin R_k^j le symbole obtenu en sortie de la démodulation OFDM sur la k -ième sous-porteuse de l'antenne Rx j (voir figure 1.5).

En supposant que la taille de l'intervalle de garde Δ_c est supérieure ou égale à L , l'expression du b -ième symbole OFDM reçu sur l'antenne de réception j dans le domaine temporel après avoir supprimé l'intervalle de garde est la suivante :

$$\mathbf{r}^j(b) = \sum_{i=1}^{N_t} \mathbf{H}^{ji} \mathcal{F}^H \mathbf{X}^i(b) + \mathbf{n}^j(b) \quad (1.48)$$

⁽³⁴⁾Coded OFDM

⁽³⁵⁾Linear Precoded Orthogonal Frequency Division Multiplex

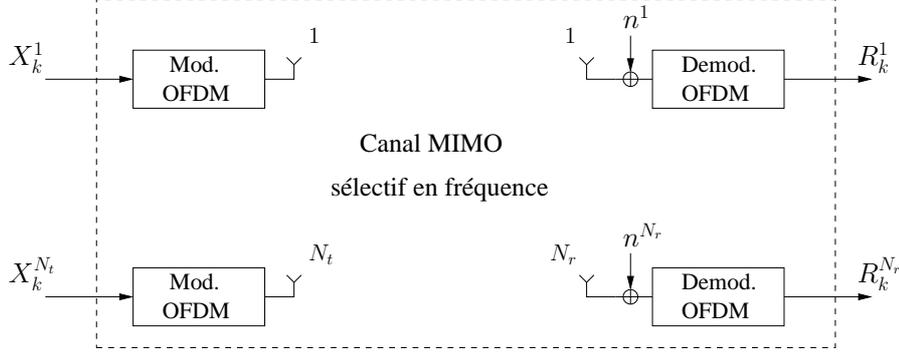


FIG. 1.5 – Schéma de transmission MIMO-OFDM

avec

$$\mathbf{H}^{ji} = \begin{bmatrix} h_0^{ji} & 0 & \dots & 0 & h_{L-1}^{ji} & \dots & h_1 \\ h_1^{ji} & \ddots & \ddots & & \ddots & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & & \ddots & h_{L-1}^{ji} \\ h_{L-1}^{ji} & \dots & h_1^{ji} & h_0^{ji} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \ddots & & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & & \ddots & \ddots & 0 \\ 0 & \dots & 0 & h_{L-1}^{ji} & \dots & h_1^{ji} & h_0^{ji} \end{bmatrix} \quad (1.49)$$

$$= \mathcal{F}^H \text{diag} \{ H_1^{ji}, \dots, H_{N_{FFT}}^{ji} \} \mathcal{F} \quad (1.50)$$

et

$$\mathbf{r}^j(b) = [r_0^j(b), \dots, r_{N_{FFT}-1}^j(b)]^T \quad (1.51)$$

$$\mathbf{X}^i(b) = [X_0^i(b), \dots, X_{N_{FFT}-1}^i(b)]^T \quad (1.52)$$

$$\mathbf{n}^j(b) = [n_0^j(b), \dots, n_{N_{FFT}-1}^j(b)]^T \quad (1.53)$$

La matrice de chaque sous-canal est circulante et est donc diagonale dans la base de Fourier. On en déduit l'expression du signal reçu sur l'antenne Rx j dans le domaine fréquentiel :

$$\mathbf{R}^j(b) = \sum_{i=1}^{N_t} \text{diag} \{ H_1^{ji}, \dots, H_{N_{FFT}}^{ji} \} \mathbf{X}^i(b) + \mathbf{N}^j(b) \quad (1.54)$$

avec $\mathbf{R}^j(b)$ le b -ième symbole OFDM en sortie de la FFT sur l'antenne Rx j , $\mathbf{N}^j(b)$ le vecteur équivalent de bruit composé par les éléments $N_k^j(b) \sim \mathcal{N}_{\mathbb{C}}(0, \sigma_n^2)$, $0 \leq k \leq N_{FFT} - 1$ et H_k^{ji} désignant le k -ième échantillon de la réponse fréquentielle du sous-canal reliant l'antenne d'émission i à l'antenne de réception j donné par :

$$H_k^{ji} = \sum_{l=0}^{L_t-1} h_l^{ji} \cdot \exp\left(\frac{-j2\pi lk}{N_{FFT}}\right) \quad (1.55)$$

L'intérêt de l'association MIMO-OFDM est clairement visible : elle permet de considérer en réception un canal MIMO à évanouissements plats par sous-porteuses.

Finalement, en faisant abstraction de la perte d'efficacité spectrale due à l'insertion de l'intervalle de garde, G.G. Raleigh et J.M. Cioffi ont montré que la capacité d'un canal MIMO-OFDM est pratiquement égale à la capacité du canal MIMO sélectif en fréquence [17].

1.2.2 Précodage linéaire

1.2.2.1 Précodage linéaire dans un cas SISO

Principe La technique de précodage linéaire permet d'exploiter les différentes diversités offertes par le canal de transmission. Soit Θ une matrice unitaire de taille $L_p \times L_p$ où L_p est appelée taille de précodage. Soit $\mathbf{s} \in \mathbb{C}^{L_p \times 1}$ le vecteur symbole avant précodage et $\mathbf{x} \in \mathbb{C}^{L_p \times 1}$ le vecteur obtenu après précodage et égal à :

$$\mathbf{x} = \Theta \mathbf{s} \quad (1.56)$$

Le principe du précodage linéaire est de distribuer l'énergie d'un symbole sur plusieurs réalisations du canal. Associé à l'OFDM, on parle de schéma de transmission LP-OFDM [18]. Considérons un canal à évanouissements plats. Grâce aux propriétés de l'OFDM, les équations suivantes pourront être également appliquées dans un cas LP-OFDM avec un canal sélectif en fréquence. Le signal reçu $\mathbf{r} \in \mathbb{C}^{L_p \times 1}$ est donné par :

$$\mathbf{r} = \mathbf{H}\Theta \mathbf{s} + \mathbf{n} \quad (1.57)$$

avec $\mathbf{H} \in \mathbb{C}^{L_p \times L_p}$ matrice diagonale et $\mathbf{n} \in \mathbb{C}^{L_p \times 1}$ vecteur de bruit suivant la loi $\mathcal{N}_{\mathbb{C}}(0, \sigma_n^2)$.

Décodage Deux types de décodage peuvent être appliqués. On peut dans un premier temps citer le décodage à maximum de vraisemblance ou ML⁽³⁶⁾ qui cherche à déterminer le vecteur $\hat{\mathbf{s}}$ le plus probable parmi l'ensemble des vecteurs possibles. Le décodeur ML minimise ainsi la grandeur suivante :

$$\hat{\mathbf{s}} = \arg \min_{\mathbf{s} \in \mathcal{A}^{L_p \times 1}} \|\mathbf{r} - \mathbf{H}\Theta \mathbf{s}\|^2$$

où \mathcal{A} est l'alphabet de la modulation utilisée. Le décodage ML est optimal mais présente une complexité croissante fonction de l'ordre de modulation et de la taille de précodage. Afin de pallier ce problème, d'autres décodeurs ont été proposés pour réduire volontairement le nombre d'éléments de l'alphabet \mathcal{A} en ne considérant que les plus probables. On peut ainsi citer le décodeur par sphère ou SD⁽³⁷⁾.

⁽³⁶⁾Maximum Likelihood

⁽³⁷⁾Sphere Decoding

Afin de conserver un rapport performance/complexité intéressant, le récepteur sous-optimal obtenu à partir de l'application du critère de minimisation de l'erreur quadratique moyenne ou MMSE⁽³⁸⁾ est utilisé [19] :

$$\hat{\mathbf{s}} = \left[\mathbf{\Theta}^H \mathbf{H}^H \mathbf{H} \mathbf{\Theta} + \frac{\sigma_n^2}{\sigma_s^2} \mathbf{I} \right]^{-1} \mathbf{\Theta}^H \mathbf{H}^H \mathbf{r} \quad (1.58)$$

$$= \mathbf{\Theta}^H \left[\mathbf{H}^H \mathbf{H} + \frac{\sigma_n^2}{\sigma_s^2} \mathbf{I} \right]^{-1} \mathbf{H}^H \mathbf{r} \quad (1.59)$$

Choix de la matrice de précodage Les matrices de précodage sont choisies unitaires et conditionnent le choix du décodage effectué en réception. Ainsi, les matrices de Vandermonde sont optimales pour un décodage ML car elles remplissent les critères de gain de diversité et de gain de codage définis dans [20]. En revanche, une matrice de précodage de type Hadamard est préconisée pour un décodage MMSE [19].

1.2.2.2 Transmission MIMO LP-OFDM

Sur un canal multi-antennes, trois diversités peuvent être exploitées : temporelle, fréquentielle et spatiale. Néanmoins, le codage espace-temps répartissant les données utiles sur les différentes antennes permet d'exploiter uniquement la diversité spatiale. En effet, le codage espace-temps qui en modulation multi-porteuses peut être un codage espace-temps ou un codage espace-fréquence nécessite en réception de considérer le canal constant sur T durées symbole ou sur T sous-porteuses, avec T le temps de latence du codage espace-temps ou espace-fréquence (voir partie 2.2). Pour bénéficier des deux autres diversités, le système peut utiliser un précodage linéaire.

Dans [21], le schéma de transmission présenté sur la figure 1.6 est préconisé. Le précodage linéaire a alors pour rôle de tirer parti de la diversité fréquentielle. De plus, comme le canal est considéré constant sur T durées symboles ou T sous-porteuses, le précodage linéaire est effectué sur des symboles appartenant à des matrices espace-temps différentes afin d'être optimal en terme d'exploitation de diversité.

A noter que dans le cas d'un multiplexage spatial de type V-BLAST, le codage espace-temps se réduit à une simple répartition des symboles sur les antennes d'émission. Dans [22], le précodage linéaire se fait alors sur l'ensemble des N_t antennes afin d'exploiter les diversités spatiale et fréquentielle.

1.2.3 Techniques d'accès multiple

1.2.3.1 Cas SISO

Le MC-CDMA⁽³⁹⁾ est une des techniques d'accès multiple par répartition de codes (CDMA) utilisant la modulation OFDM [23]. Les données des utilisateurs sont répar-

⁽³⁸⁾Minimum Mean Square Error

⁽³⁹⁾Multi-Carrier Code Division Multiple Access

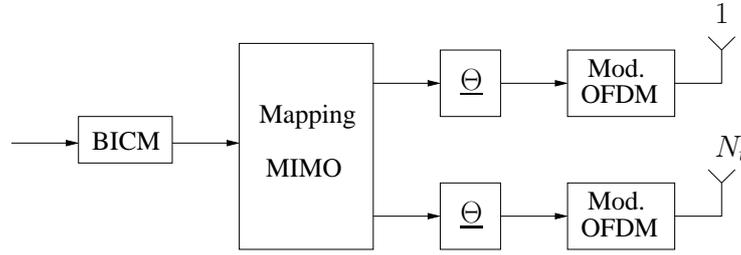


FIG. 1.6 – Schéma d'émission MIMO LP-OFDM

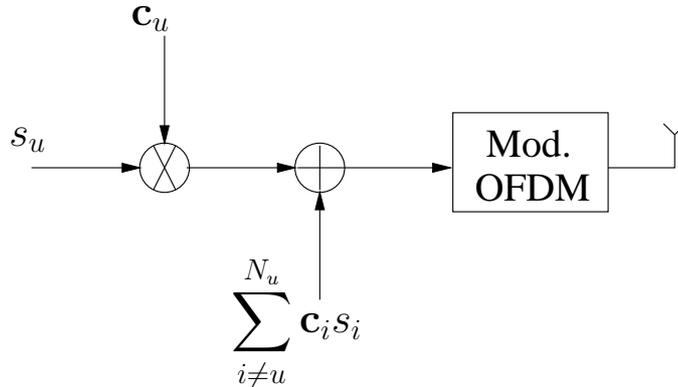


FIG. 1.7 – Schéma d'émission MC-CDMA

ties sur l'axe fréquentiel ce qui permet de profiter de la diversité fréquentielle du canal (voir figure 1.7). De plus, grâce à la composante OFDM, le MC-CDMA est robuste vis-à-vis des trajets multiples.

Il est nécessaire de distinguer deux contextes : le contexte liaison montante ou UL⁽⁴⁰⁾ et celui de la liaison descendante ou DL⁽⁴¹⁾. La liaison montante désigne la liaison entre le mobile et la station de base et la liaison descendante celle entre la station de base et le mobile. Le MC-CDMA a été étudiée pour la liaison descendante dans le projet européen IST 4MORE [24] qui avait comme contexte la quatrième génération de réseaux cellulaires. En effet, la liaison descendante présente un caractère synchrone et donc peut faire cohabiter simultanément plusieurs utilisateurs ayant chacun des codes orthogonaux de type Walsh-Hadamard. La technique MC-SS-MA⁽⁴²⁾ ou SS-MC-MA a été quant à elle envisagée pour la solution montante [25] dans le projet IST 4MORE. Elle peut être assimilée à pleine charge à du LP-OFDMA⁽⁴³⁾, c'est-à-dire à un précodage linéaire par utilisateur, l'accès multiple étant assuré par l'allocation d'un ensemble de sous-porteuses différent pour chaque utilisateur appelée opération de "Frame Mapping" et sur lesquelles est effectué un précodage linéaire (voir figure 1.8).

⁽⁴⁰⁾UpLink

⁽⁴¹⁾Downlink

⁽⁴²⁾Multi-Carrier Spread Spectrum Multiple Access

⁽⁴³⁾Linear Precoded Orthogonal Frequency Division Multiple Access

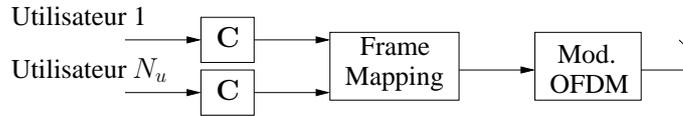


FIG. 1.8 – Schéma d'émission MC-SS-MA

Considérons une liaison DL MC-CDMA. Soit s_u le symbole provenant de l'utilisateur u . Le symbole s_u est dans un premier temps étalé par son mot de code $\mathbf{c}_u \in \mathbb{C}^{L_c \times 1}$ avec L_c la longueur d'étalement. Cette opération d'étalement est effectuée pour chaque utilisateur et les N_u contributions des N_u utilisateurs sont sommées. Le signal $\mathbf{x} \in \mathbb{C}^{L_c \times 1}$ ainsi obtenu est égal à :

$$\mathbf{x} = \sum_{u=1}^{N_u} \mathbf{c}_u s_u = \mathbf{C}\mathbf{s} \quad (1.60)$$

avec $\mathbf{s} \in \mathbb{C}^{N_u \times 1}$ le vecteur des données utilisateurs et $\mathbf{C} \in \mathbb{C}^{L_c \times N_u}$ la matrice d'étalement regroupant l'ensemble des N_u mots de code. A l'émission, on applique ensuite une modulation OFDM. En réception, après démodulation OFDM, le vecteur $\mathbf{r} \in \mathbb{C}^{L_c \times 1}$ est égal à :

$$\mathbf{r} = \underline{\mathbf{H}}\mathbf{C}\mathbf{s} + \mathbf{n} \quad (1.61)$$

avec $\underline{\mathbf{H}} = \text{diag}(H_1, \dots, H_{L_c})$ matrice équivalente du canal formée par les réponses fréquentielles du canal H_k et $\mathbf{n} \in \mathbb{C}^{L_c \times 1}$ le vecteur bruit équivalent de loi $\mathcal{N}_{\mathbb{C}}(0, \sigma_n^2)$.

1.2.3.2 Association MIMO MC-CDMA

L'association MIMO MC-CDMA, initialement proposée dans [26] et étudiée au sein du projet européen IST-4MORE [24], peut être effectuée à l'émission de deux manières différentes. Elle permet de conserver les caractéristiques de l'OFDM. De plus, comme dans le cas MIMO LP-OFDM, la phase d'étalement peut soit être effectuée après l'opération de codage espace-temps (voir figure 1.9) ou avant (voir figure 1.9) [27]. Nous considérerons le premier schéma de transmission. L'avantage de ce schéma est qu'un seul étalement est effectué quel que soit le nombre d'antennes d'émission.

1.3 Codage de canal

Le codage de canal introduit une redondance suivant une loi donnée dans le message à transmettre afin d'améliorer sa détermination en réception. Le décodeur de canal exploite cette redondance au niveau du récepteur afin de détecter puis éventuellement de corriger les erreurs de transmission. Le schéma BICM⁽⁴⁴⁾, qui sera utilisé dans la suite de la thèse, est détaillé dans ce qui suit ainsi que les deux types de codage de canal associés, le code convolutif et le turbo-code.

⁽⁴⁴⁾Bit-Interleaved Coded Modulation

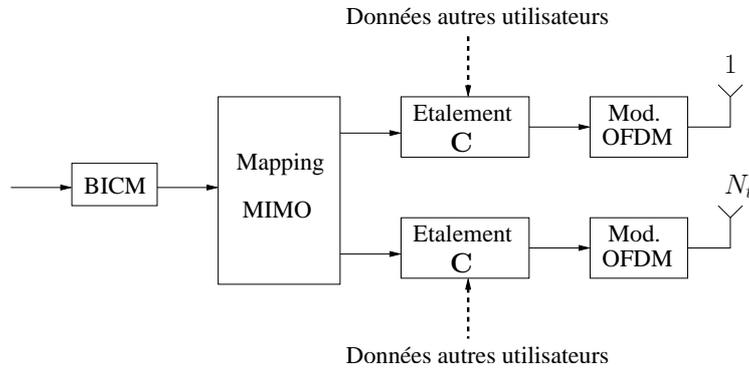


FIG. 1.9 – Schéma d'émission MIMO MC-CDMA avec étalement par antenne d'émission

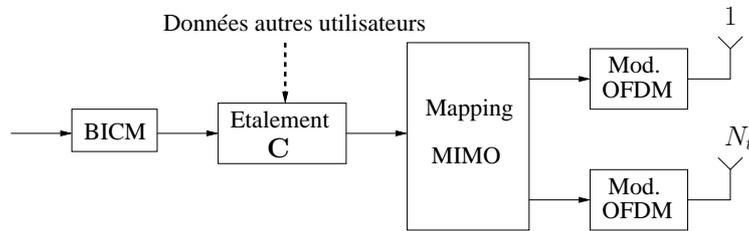


FIG. 1.10 – Schéma d'émission MIMO MC-CDMA avec étalement en amont du codage espace-temps

1.3.1 Schéma BICM

L'émetteur a pour fonction de convertir une séquence binaire en une séquence de symboles complexes. Le schéma d'émission généralement utilisé se décompose en trois parties. La première appelée codage correcteur d'erreurs permet de protéger les données contre le bruit. La seconde entrelace les bits obtenus et la troisième convertit cette séquence binaire en une séquence de symboles complexes. Cette opération appelée *mapping* associe à un ensemble de m bits un symbole complexe s appartenant à une constellation \mathcal{A} constituée de $M = 2^m$ éléments. Sur un canal de Rayleigh, G. Caire *et al.* ont montré théoriquement qu'il était avantageux de mettre en place un tel système à l'émission et d'utiliser à la réception les métriques souples dans le décodeur de canal pour obtenir des performances optimales avec un processus itératif [28]. Ce schéma porte le nom de modulation codée avec entrelacement par bit ou BICM et sera utilisé dans la thèse.

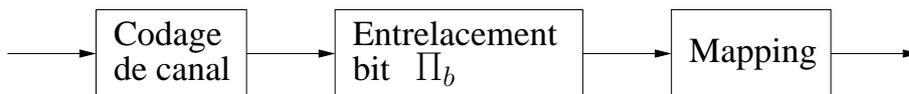


FIG. 1.11 – Schéma d'émission de type BICM

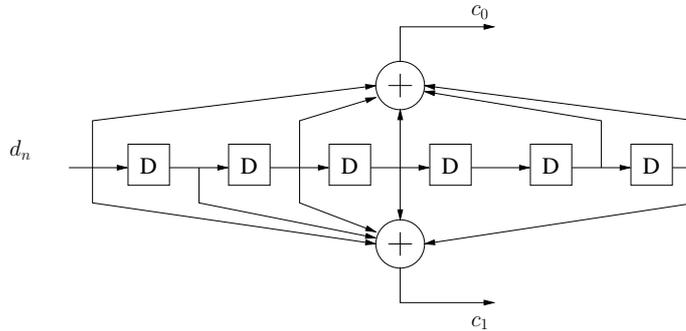


FIG. 1.12 – Représentation du code convolutif non systématique $R_c = \frac{1}{2}$ et $K = 7$

1.3.2 Code convolutif

1.3.2.1 Codage

Les codes convolutifs constituent une famille de codes importante et très utilisée dans les systèmes de transmissions numériques comme le standard UMTS⁽⁴⁵⁾ ou HIPERLAN [29]. Les codes introduisent un effet de mémoire d'ordre M . La longueur de contrainte du code est notée $K = M + 1$. Le principe est que chaque bloc de n_s éléments binaires en sortie du codeur dépend du bloc de n_e éléments binaires en entrée ainsi que des M blocs précédents. Le rendement du code noté R_c est donné par le rapport $\frac{n_e}{n_s}$. L'expression des n_s bits codés est donnée par :

$$c_l = \sum_{j=0}^{K-1} g_{jl} d_j \quad \text{avec } g_{lj} \in \{0, 1\} \quad (1.62)$$

où les séquences $g_l = [g_{l0}, \dots, g_{lM}]$ avec $l = 0, \dots, n_s - 1$ sont appelées séquences génératrices. La figure 1.12 donne un exemple de code convolutif de rendement $R_c = \frac{1}{2}$, de longueur de contrainte $K = 7$ et de polynôme générateur $(133, 171)_o$.

1.3.2.2 Décodage

Le décodage en réception a pour but de détecter et de corriger les erreurs de transmission occasionnées par le canal de propagation. Les codes convolutifs sont souvent représentés sous forme de treillis qui prend en compte les différents états du codeur et la façon dont ils communiquent dans le temps. Connaissant le motif du treillis, le principe du décodage est de rechercher dans le treillis la séquence binaire la plus vraisemblable et correspondant à un chemin particulier du treillis. On peut citer quatre algorithmes de décodage rencontrés fréquemment.

⁽⁴⁵⁾Universal Mobile Telecommunications System

Tout d'abord, l'algorithme de Forward-Backward ou encore MAP⁽⁴⁶⁾ ou BCJR⁽⁴⁷⁾ calcule de manière exacte la probabilité *a posteriori* ou APP⁽⁴⁸⁾ de chaque bit associé à un mot de code [30]. C'est un algorithme à entrée souple et à sortie souple applicable à n'importe quel code ayant une représentation graphique sous la forme d'un treillis. On peut également citer l'algorithme appelé max log MAP dérivant de l'algorithme MAP. Celui-ci simplifie le calcul des métriques par l'approximation max log MAP [31]. Ce décodeur donne des valeurs sensiblement différentes par rapport au décodeur MAP. Cependant, en pratique, il est préféré au décodeur MAP car plus simple à mettre en oeuvre. L'algorithme de Viterbi à Sortie Souple ou SOVA⁽⁴⁹⁾ est également utilisé [32]. Malgré sa sous-optimalité, le SOVA présente des performances très proches de l'algorithme Forward-Backward. Enfin, on peut évoquer l'algorithme de Viterbi à sortie ferme qui revient à chercher dans le treillis le chemin dont la vraisemblance est maximale⁽⁵⁰⁾. Il s'agit donc d'un algorithme de décodage ML par chemin.

1.3.3 Turbo-code

1.3.3.1 Codage

Les turbo-codes sont apparus en 1993 et sont présents dans les standards comme l'UMTS [33]. Le principe initial des turbo-codes est l'utilisation conjointe de deux codes convolutifs récursifs en parallèle et séparés par un entrelaceur. La figure 1.13 représente un turbo-code constitué de deux codes convolutifs. Le rendement minimal de ce code est fonction des rendements des deux codeurs le constituant, soit $\frac{1}{3}$. Par l'application d'un poinçonnage sur les bits de redondance, il est possible d'obtenir des rendements supérieurs. Enfin, la présence d'un entrelaceur entre les deux codes convolutifs est essentiel à la réalisation d'un bon décodage. L'entrelacement consiste à permuter une séquence de bits de manière à ce que deux bits proches à l'origine soient le plus éloignés possibles l'un de l'autre. Cela permet en particulier de transformer une erreur portant sur des bits regroupés en des erreurs réparties sur l'ensemble de la séquence [34].

1.3.3.2 Décodage

Le principe du turbo-code suppose un décodage itératif qui permet à chaque itération de tirer parti d'une information appelée information extrinsèque fournie par l'itération précédente et ainsi d'améliorer les performances du système. Les deux décodeurs convolutifs s'échangent cette information extrinsèque qui permet d'améliorer les performances de chacun des décodeurs. Ceux-ci utilisent des algorithmes de décodage à entrée et sortie souples comme le BCJR, le max log MAP ou le SOVA (voir partie (1.3.2.2)).

⁽⁴⁶⁾Maximum A Posteriori

⁽⁴⁷⁾Bahl Cocke Jelineck Raviv

⁽⁴⁸⁾A Posteriori Probability

⁽⁴⁹⁾Soft Output Viterbi Algorithm

⁽⁵⁰⁾Critère ML ou Maximum Likelihood

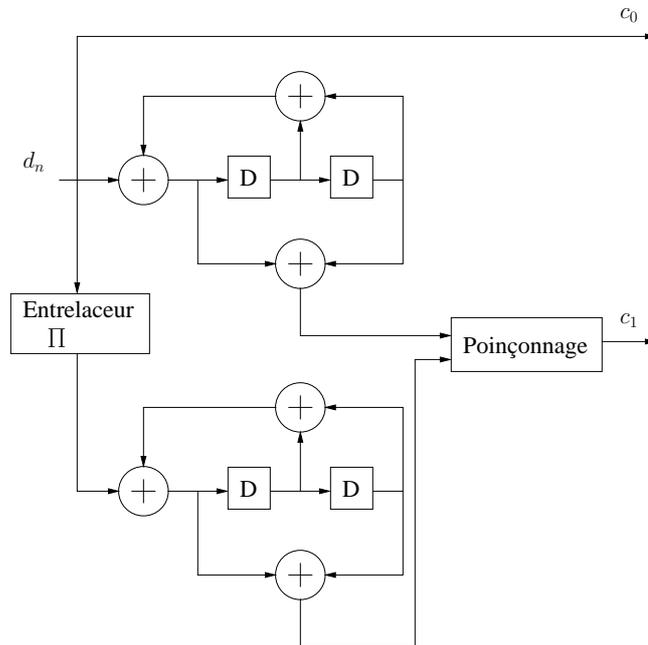


FIG. 1.13 – Représentation du turbo-code constitué de deux codes récurrents systématiques $K = 3$

1.4 Conclusion

Nous nous sommes intéressés dans ce chapitre au canal de propagation ainsi qu'à différentes techniques de transmission utilisées dans la suite de l'étude. La modélisation du canal de propagation est un point clé dans la validation par simulation des techniques de transmission MIMO. On peut classer les modélisations en deux grandes familles. L'approche déterministe se base sur une connaissance précise de l'environnement de propagation. L'approche stochastique quant à elle est construite à partir de mesures et est valide dans une bande de fréquence donnée. Dans notre étude sur l'estimation de canal, nous avons choisi de simuler le canal de propagation via les modèles stochastiques proposés par l'ETSI⁽⁵¹⁾ et France Telecom Recherche et Développement. Concernant les techniques de transmission MIMO, l'association transmission OFDM/technologie multi-antennes s'avère intéressante car elle permet de simplifier le processus d'égalisation en réception. De plus, afin d'exploiter au maximum l'ensemble des diversités temporelle, fréquentielle et spatiale offertes par le canal MIMO, le précodage linéaire peut être utilisé : on parle de transmission MIMO LP-OFDM. Pour les transmissions à accès multiple par répartition de code, comme avec le précodage linéaire, la position de la répartition de code des utilisateurs avant ou après l'opération de codage espace-temps conditionne les diversités exploitées, la complexité de mise en oeuvre et le processus d'égalisation en réception. Nous choisissons pour une transmission MIMO MC-CDMA d'appliquer la phase d'étalement avant l'opération

⁽⁵¹⁾European Telecommunications Standards Institute

de codage espace-temps, ce qui permet d'effectuer une seule phase d'étalement quel que soit le nombre d'antennes à l'émission. Pour une transmission MIMO LP-OFDM, le choix s'est porté sur l'utilisation d'un précodage linéaire par antenne d'émission.

Chapitre 2

Techniques MIMO-OFDM

Sommaire

2.1	Techniques de transmission MIMO cohérentes	28
2.1.1	Codage espace-temps	28
2.1.2	Critère de construction : gain de codage et de diversité . . .	34
2.1.3	Conclusion sur les modulations MIMO cohérentes	35
2.2	Récepteurs MIMO cohérents	36
2.2.1	Egalisation MIMO-OFDM	36
2.2.2	Egalisation MIMO MC-CDMA	39
2.2.3	Egalisation MIMO LP-OFDM	41
2.2.4	Conclusion sur les récepteurs cohérents	42
2.3	Transmission MIMO non-cohérentes	42
2.3.1	Principe	42
2.3.2	Codage espace-temps différentiel et modulation OFDM . . .	44
2.3.3	Bilan sur les transmissions non-cohérentes	53
2.4	Conclusion	54

Les schémas de transmission MIMO sont caractérisés par plusieurs antennes à l'émission et/ou à la réception. Il faut remarquer que les schémas MIMO englobent les systèmes dits SIMO⁽¹⁾ et MISO⁽²⁾. La première partie du chapitre se concentre sur la technologie MIMO à l'émission c'est-à-dire sur l'optimisation de la répartition des symboles sur les différentes antennes. On parle de codage espace-temps. La seconde partie traite du récepteur MIMO pour différentes transmissions comme le MIMO-OFDM, le MIMO MC-CDMA et le MIMO LP-OFDM. Plus particulièrement, la phase d'égalisation du signal reçu et les récepteurs itératifs à annulation d'interférences sont détaillés. Enfin, le dernier point réalise un état de l'art des transmissions MIMO non-cohérentes basées à l'émission sur un codage espace-temps différentiel et en réception sur un décodage non-cohérent. Contrairement aux techniques évoquées dans les deux

⁽¹⁾Single Input Multiple Output

⁽²⁾Multiple Input Single Output

premières parties de ce chapitre et qualifiées de cohérentes, cette méthode de transmission permet comme dans un cas mono-antenne de s'affranchir de toute estimation de canal en réception. Nous étudierons finalement l'association des techniques MIMO différentielles avec la technologie OFDM et proposeront une nouvelle technique de répartition des symboles dans la trame.

2.1 Techniques de transmission MIMO cohérentes

Dans les systèmes MIMO, une répartition des symboles est effectuée entre les antennes d'émission. Cette répartition ou "mapping MIMO" suit des critères de construction particuliers comme la maximisation des diversités offertes par le canal de transmission. La complexité en réception peut être également vue comme un critère de construction des mappings MIMO. De plus, les mappings MIMO nécessitent en réception un processus d'égalisation MIMO tenant compte des coefficients du canal : on parle dès lors de transmissions MIMO cohérentes.

2.1.1 Codage espace-temps

2.1.1.1 Codes espace-temps en treillis

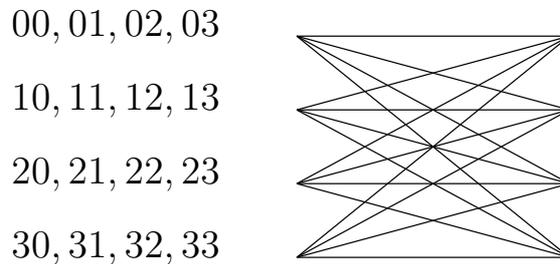


FIG. 2.1 – Exemple de treillis pour un STTC avec $N_t = 2$ et utilisant une modulation MDP-4

Proposés initialement par Tarokh [35], les codes espace-temps en treillis ou STTC⁽³⁾ peuvent être considérés comme une extension des codes en treillis classiques au cas multi-antennes. Le STTC est caractérisé par le fait qu'il crée des relations entre les signaux à la fois dans l'espace (plusieurs antennes émettrices) et dans le temps (symboles consécutifs). Le codeur est composé de N_t polynômes générateurs qui déterminent les symboles émis simultanément sur chaque antenne (voir figure 2.1). En réception, un algorithme de Viterbi est classiquement utilisé pour rechercher le chemin le plus probable.

Si les STTC offrent de bonnes performances sur canaux variant lentement dans le temps, ils souffrent d'une grande complexité due à l'algorithme de décodage dès lors

⁽³⁾Space Time Trellis Code

qu'augmentent le nombre d'antennes ou l'ordre de modulation [35]. Il existe un compromis entre le débit, l'ordre de diversité, la taille de la constellation et la complexité du treillis. Un résultat important est qu'une diversité $N_t \times N_r$ ne peut être atteinte avec un STTC que pour un débit au maximum de m bit/s/Hz, avec m l'ordre de la modulation. De plus, un STTC offrant une diversité d'ordre d_H comporte un treillis de complexité au minimum égale à $2^{m(d_H-1)}$.

2.1.1.2 Multiplexage spatial

La technique de multiplexage spatial ou encore BLAST⁽⁴⁾ repose sur le multiplexage d'information, c'est-à-dire sa répartition en espace sans redondance de l'information. Le système transmet alors N_t fois plus de symboles utiles par unité de temps qu'un système mono-antenne [36].

Il existe trois types de multiplexage spatial. Le premier repose sur un encodage diagonal ou D-BLAST⁽⁵⁾. Dans un premier temps, le flux est divisé en N_t flux et à chacun de ces flux est appliqué un schéma BICM propre [36]. Les flux résultants sont ensuite affectés aux antennes d'émission selon un ordre variant périodiquement par permutation circulaire conférant une structure en couches diagonales. L'inconvénient majeur de cette méthode est la complexité du décodage au niveau du récepteur. Une seconde approche a ainsi été proposée. Elle est identique à l'approche précédente mis à part que les N_t flux résultants après l'opération de BICM sont transmis sur chaque antenne directement. On parle alors de H-BLAST⁽⁶⁾. Enfin, une troisième approche consiste à effectuer l'opération BICM avant le multiplexeur. On parle alors de V-BLAST⁽⁷⁾ ou encore de ST-BICM car pouvant être interprétée comme une extension directe du schéma BICM au cas multi-antennes [37] [38] (voir figure 2.2). Le codage de canal lie alors les informations émises par les différentes antennes ce qui permet de lutter efficacement contre la sélectivité spatiale du canal.

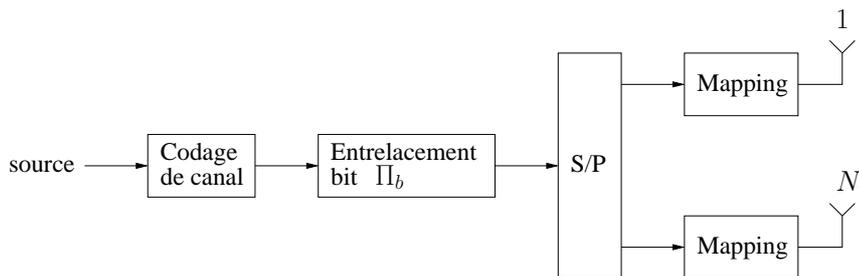


FIG. 2.2 – Schéma d'émission de type ST-BICM

Par construction, la technologie BLAST n'exploite pas la diversité spatiale à l'émission mais uniquement celle en réception. Une autre remarque importante concer-

⁽⁴⁾Bell Labs Advanced Space-Time

⁽⁵⁾Diagonally Bell Labs Advanced Space-Time

⁽⁶⁾Horizontally Bell Labs Advanced Space-Time

⁽⁷⁾Vertically Bell Labs Advanced Space-Time

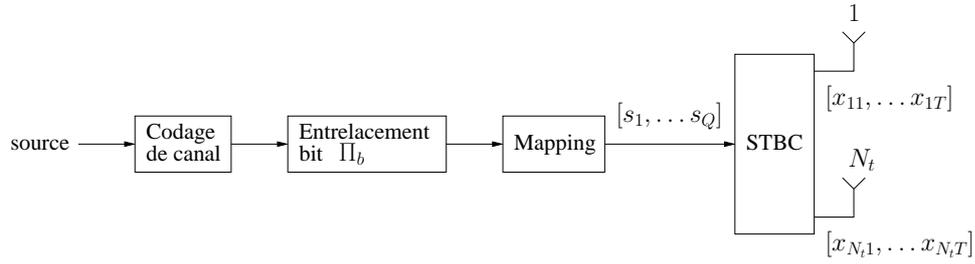


FIG. 2.3 – Schéma d'émission de type STBC

ne le nombre d'antennes en réception. Le bon fonctionnement de ce type de transmission implique l'existence d'au moins N_t modes propres, c'est-à-dire un rang de canal supérieur ou égal à N_t . Or le rang de la matrice représentative du canal est borné par le minimum du nombre d'antennes à l'émission et en réception. Donc, une contrainte importante pour les schémas MIMO de type BLAST est que le nombre d'antennes en réception doit être supérieur ou égal au nombre d'antennes en émission⁽⁸⁾.

2.1.1.3 Codes espace-temps en bloc

Afin de proposer un schéma de transmission MIMO moins complexe que celui des STTC, Alamouti a proposé un système simple de transmission utilisant deux antennes à l'émission et une seule en réception [39]. Ce code espace-temps appelé code espace-temps d'Alamouti va être rapidement intégré dans le standard IEEE 802.11e. Ce schéma a ouvert la voie à une nouvelle classe de codes espace-temps : les codes espace-temps en bloc ou STBC⁽⁹⁾ [40].

Un schéma de codage espace-temps en bloc se représente par une matrice $\mathbf{X} \in \mathbb{C}^{N_t \times T}$ dont les entrées sont une combinaison linéaire d'éléments pris dans un ensemble de Q symboles à transmettre. On pose T la latence du code espace-temps (voir figure 2.3). Le rendement du code espace-temps est alors défini par :

$$R_{\text{STC}} = \frac{Q}{T} \quad (2.1)$$

La matrice espace-temps d'Alamouti s'écrit :

$$\mathbf{X}_{\text{Al}} = \begin{matrix} \xrightarrow{T} \\ \left[\begin{array}{cc} s_1 & -s_2^* \\ s_2 & s_1^* \end{array} \right] \\ \downarrow N_t \end{matrix} \quad (2.2)$$

avec s_1 et s_2 les symboles en entrée du codage espace-temps. Ce schéma de codage espace-temps possède un rendement unitaire, offre une diversité maximale $N_t \times N_r$ et

⁽⁸⁾ Si cette condition n'est pas respectée, en utilisant un récepteur itératif (voir partie 2.2), il devient possible d'obtenir une estimation fiable des symboles transmis pour N_r légèrement inférieur à N_t

⁽⁹⁾ Space-Time Block Code

est orthogonale. En effet, nous avons :

$$\det(\mathbf{X}_{A1}^H \mathbf{X}_{A1}) = \left(\sum_{q=1}^Q \|s_q\|^2 \right)^{N_t} \quad (2.3)$$

Les codes espace-temps en bloc vérifiant la contrainte d'orthogonalité de l'équation (2.3) sont dits O-STBC⁽¹⁰⁾. Cette contrainte d'orthogonalité permet de simplifier la complexité de décodage en réception [40] (voir partie 2.2).

Tarokh a poursuivi l'étude des codes O-STBC en présentant des codes espace-temps réels et complexes pour $N_t > 2$ [41]. D'après la théorie de Hurwitz-Radon, les motifs espace-temps réels, c'est-à-dire utilisant des variables réelles et leurs opposées $\{s_q\}_{q=1}^Q$, sont restreints à un nombre d'antennes en émission égal à 2, 4 et 8. L'inconvénient de tels codes est qu'ils ne s'appliquent que pour des modulations réelles. Pour des codes complexes, Tarokh a montré que le seul code espace-temps en bloc à diversité égale à $N_t N_r$, de rendement unitaire pour des constellations complexes quelconque est le code d'Alamouti formulé par l'équation (2.2).

Pour un nombre d'antennes supérieur à 2 et pour des modulations complexes, il est nécessaire de relâcher une contrainte parmi les trois énoncées précédemment. Tarokh a ainsi proposé des constructions de codes de rendement inférieur à 1 mais conservant les propriétés de diversité et d'orthogonalité du code d'Alamouti [41]. Jafarkhani dans [42] ou encore Tirkhonen dans [43] ont quant à eux présenté des codes espace-temps complexes dit quasi-orthogonaux et notés QO-STBC⁽¹¹⁾. Ces codes présentent un rendement unitaire et une diversité égale à $N_t N_r$ mais ne vérifient plus la contrainte d'orthogonalité. Dans les résultats présentés pour $N_t = 4$, nous considérerons le codage espace-temps appelé Double-Alamouti ou DA. Ce code est étudié dans le projet RNRT OPUS décrit dans B et est donné par la matrice espace-temps suivante :

$$\mathbf{X}_{N_t=4,DA} = \begin{bmatrix} s_1 & -s_2^* \\ s_2 & s_1^* \\ s_3 & -s_4^* \\ s_4 & s_3^* \end{bmatrix} \quad (2.4)$$

Ce code présente un rendement de codage espace-temps supérieur à 1, une diversité égale à 4 donc inférieure à la diversité maximale égale à 8, et présente de l'interférence co-antenne.

2.1.1.4 Codage à dispersion linéaire

Le principe des codes LD⁽¹²⁾ est de proposer une représentation commune pour les codes espace-temps en bloc et les techniques de multiplexage spatial via des matrices de dispersion.

⁽¹⁰⁾Orthogonal Space-Time Block Code

⁽¹¹⁾Quasi-Orthogonal Space-Time Block Code

⁽¹²⁾Linear Dispersion

On considère une suite de symboles $\mathbf{s} = [s_1, \dots, s_Q]$ en entrée du codage espace-temps. On représente le codage espace-temps à dispersion linéaire ou LD de la manière suivante [44] :

$$\mathbf{X}_{\text{LD}} = \sum_{q=1}^Q (\alpha_q \mathbf{A}_q + j\beta_q \mathbf{B}_q) \quad (2.5)$$

avec $s_q = \alpha_q + j\beta_q$, $\mathbf{A}_q \in \mathbb{C}^{N_t \times T}$ et $\mathbf{B}_q \in \mathbb{C}^{N_t \times T}$ les matrices complexes appelées matrices de dispersion. Le code d'Alamouti s'écrit ainsi sous la forme :

$$\mathbf{X}_{\text{Al}} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \alpha_1 + \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \alpha_2 + j \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & -1 \end{bmatrix} \beta_1 + j \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \beta_2 \quad (2.6)$$

L'optimisation de ces matrices est réalisée selon des critères de maximisation de la capacité et des gains de diversité de codage (critères du rang et du déterminant, voir partie 2.1.2) [44][45]. En remarquant que $\alpha_q = \frac{s_q + s_q^*}{2}$ et $\beta_q = \frac{s_q - s_q^*}{2j}$, l'équation (2.5) peut s'écrire de la manière suivante :

$$\mathbf{X}_{\text{LD}} = \sum_{q=1}^Q (\mathbf{C}_q s_q + \mathbf{D}_q s_q^*) \quad (2.7)$$

avec $\mathbf{C}_q = \frac{\mathbf{A}_q + \mathbf{B}_q}{2}$ et $\mathbf{D}_q = \frac{\mathbf{A}_q - \mathbf{B}_q}{2}$ [44].

Notation équivalente Posons $\mathbf{x} \in \mathbb{C}^{TN_t \times 1}$ le vecteur émis équivalent donné par :

$$\mathbf{x} = [x_{11}, \dots, x_{1N_t}, x_{21}, \dots, x_{T1}, \dots, x_{TN_t}]^T \quad (2.8)$$

Ce vecteur obtenu après codage espace-temps est égal à :

$$\mathbf{x} = \mathbf{G}_1 \mathbf{s} + \mathbf{G}_2 \mathbf{s}^* \quad (2.9)$$

avec \mathbf{G}_1 et \mathbf{G}_2 matrices de taille $TN_t \times Q$ [46].

En considérant un canal à évanouissements plats constants sur T symboles, l'équation (1.22) peut s'écrire sous la forme suivante :

$$\mathbf{r} = \underline{\mathbf{H}} \mathbf{x} + \mathbf{n} \quad (2.10)$$

avec $\mathbf{r} \in \mathbb{C}^{TN_r \times 1}$ le vecteur équivalent reçu, $\mathbf{x} \in \mathbb{C}^{TN_t \times 1}$ le vecteur équivalent émis, $\mathbf{n} \in \mathbb{C}^{TN_r \times 1}$ le vecteur équivalent bruit et $\underline{\mathbf{H}} \in \mathbb{C}^{TN_r \times TN_t}$ la matrice de canal équivalente donnée par :

$$\underline{\mathbf{H}} = \mathbf{I}_T \otimes \mathbf{H} \quad (2.11)$$

L'équation (2.10) permet d'exprimer le signal reçu en fonction du signal émis \mathbf{x} mais pas directement en fonction du vecteur symbole \mathbf{s} . Prenons l'exemple du code

d'Alamouti avec $N_t = T = N_r = 2$. En faisant abstraction du bruit, l'équation (2.10) équivaut à :

$$\begin{bmatrix} r_{11} \\ r_{21} \\ r_{12} \\ r_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} & 0 & 0 \\ h_{21} & h_{22} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & h_{11} & h_{12} \\ 0 & 0 & h_{21} & h_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{11} \\ x_{21} \\ x_{12} \\ x_{22} \end{bmatrix} \quad (2.12)$$

$$= \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} & 0 & 0 \\ h_{21} & h_{22} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & h_{11} & h_{12} \\ 0 & 0 & h_{21} & h_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \\ -s_2^* \\ s_1^* \end{bmatrix} \quad (2.13)$$

ce qui revient à écrire :

$$\begin{bmatrix} r_{11} \\ r_{21} \\ r_{12}^* \\ r_{22}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \\ h_{12}^* & -h_{11}^* \\ h_{22}^* & -h_{21}^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \end{bmatrix} \quad (2.14)$$

Ainsi, pour un code d'Alamouti, le signal reçu peut être représenté en fonction du vecteur symbole. Dans [44], les auteurs proposent une représentation valable pour l'ensemble des codes LD mais nécessitant une décomposition en partie réelle et imaginaire de l'ensemble des matrices. Dans [21], une formulation est proposée mais seulement pour les codes LD respectant le critère selon lequel les symboles envoyés sur l'ensemble des antennes sont égaux à une combinaison linéaire des s_q ou une combinaison linéaire des s_q^* mais pas les deux en même temps. Cette notation équivalente présente l'avantage de ne pas considérer une décomposition en partie réelle/partie imaginaire mais une représentation complexe, diminuant ainsi la taille des matrices équivalentes et donc la complexité d'égalisation MIMO en réception (voir partie 2.2). De plus, les codes espace-temps considérés dans cette thèse et de manière générale vérifient cette contrainte. Ainsi, l'égaliseur MIMO construit à partir de cette notation peut s'appliquer à un ensemble très large de codes espace-temps.

Le principe proposé dans [21] est de définir deux matrices $\Phi_1 \in \mathbb{R}^{T \times T}$ et $\Phi_2 \in \mathbb{R}^{T \times T}$ données par :

$$\Phi_1 = \frac{1}{N_t} \sum_{t=1}^T \mathbf{e}_t \mathbf{e}_t^T \left[\sum_{q=1}^Q \mathbf{C}_q \mathbf{C}_q^H \right] \mathbf{e}_t \mathbf{e}_t^T \quad (2.15)$$

$$\Phi_2 = \frac{1}{N_t} \sum_{t=1}^T \mathbf{e}_t \mathbf{e}_t^T \left[\sum_{q=1}^Q \mathbf{D}_q \mathbf{D}_q^H \right] \mathbf{e}_t \mathbf{e}_t^T \quad (2.16)$$

avec \mathbf{e}_t vecteur de taille T possédant un 1 à l'index t et 0 sinon. La chaîne de transmission peut alors être représentée sous forme générique pour tout schéma MIMO par :

$$\check{\mathbf{r}} = \check{\mathbf{H}}\mathbf{s} + \check{\mathbf{n}} \quad (2.17)$$

avec

$$\underline{\Phi}_1 = \Phi_1 \otimes \mathbf{I}_{N_r} \quad (2.18)$$

$$\underline{\Phi}_2 = \Phi_2 \otimes \mathbf{I}_{N_r} \quad (2.19)$$

$$\check{\mathbf{r}} = \underline{\Phi}_1 \mathbf{r} + \underline{\Phi}_2 \mathbf{r}^*, \quad \check{\mathbf{r}} \in \mathbb{C}^{TN_r \times 1} \quad (2.20)$$

$$\check{\mathbf{H}} = \underline{\Phi}_1 \underline{\mathbf{H}} \mathbf{G}_1 + \underline{\Phi}_2 \underline{\mathbf{H}}^* \mathbf{G}_2^*, \quad \check{\mathbf{H}} \in \mathbb{C}^{TN_r \times Q} \quad (2.21)$$

$$\check{\mathbf{n}} = \underline{\Phi}_1 \mathbf{n} + \underline{\Phi}_2 \mathbf{n}^*, \quad \check{\mathbf{n}} \in \mathbb{C}^{TN_r \times 1} \quad (2.22)$$

Si on considère l'exemple précédent, les matrices Φ_1 et Φ_2 permettant de trouver facilement l'équation (2.14) sont égales à :

$$\Phi_1 = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.23)$$

$$\Phi_2 = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (2.24)$$

2.1.2 Critère de construction : gain de codage et de diversité

En supposant un canal MIMO non-sélectif en fréquence, le signal reçu s'écrit sous forme matricielle de la façon suivante :

$$\mathbf{R} = \mathbf{H}\mathbf{X} + \mathbf{N} \quad (2.25)$$

avec $\mathbf{X} \in \mathbb{C}^{N_t \times T}$ la matrice espace-temps émise, $\mathbf{R} \in \mathbb{C}^{N_r \times T}$ le signal reçu et $\mathbf{N} \in \mathbb{C}^{N_r \times T}$ les termes du bruit. Le récepteur optimal qui minimise la probabilité d'erreur symbole s'écrit sous la forme :

$$\hat{\mathbf{X}} = \arg \min_{\mathbf{X} \in \mathcal{X}} \|\mathbf{R} - \mathbf{H}\mathbf{X}\|_F^2$$

avec \mathcal{X} l'ensemble des matrices espace-temps possibles et $\hat{\mathbf{X}}$ la matrice espace-temps estimée. Ce problème étant en général trop complexe à résoudre, on introduit la notion de probabilité entre paires de signaux $\{\mathbf{X}_1, \mathbf{X}_2\}$ ou PEP⁽¹³⁾ correspondant à la probabilité de détecter la matrice \mathbf{X}_2 alors que la matrice \mathbf{X}_1 a été émise [47] :

$$P(\mathbf{X}_1 \rightarrow \mathbf{X}_2 | \mathbf{H}) = Q \left(\sqrt{\frac{\|\mathbf{H}(\mathbf{X}_1 - \mathbf{X}_2)\|_F^2}{2\sigma_n^2}} \right) \quad (2.26)$$

En supposant le cas idéal où les évanouissements sont i.i.d. et où l'espacement entre les antennes est supérieur à la distance de cohérence, on montre qu'à haut rapport signal à bruit la PEP est bornée par [48] :

$$P(\mathbf{X}_1 \rightarrow \mathbf{X}_2 | \mathbf{H}) \leq \left(\frac{\beta_c}{4\sigma_n^2} \right)^{-\beta_d} \quad (2.27)$$

⁽¹³⁾Pairwise Error Probability

avec

$$\beta_d = K/N_r = \text{rang} [(\mathbf{X}_2 - \mathbf{X}_1)(\mathbf{X}_2 - \mathbf{X}_1)^H] N_r \quad (2.28)$$

$$\beta_c = \left(\prod_{k=1}^K \lambda_k \right)^{1/K} = \det_+ [(\mathbf{X}_2 - \mathbf{X}_1)(\mathbf{X}_2 - \mathbf{X}_1)^H]^{1/K} \quad (2.29)$$

où $\det_+(\mathbf{A})$ représente le produit des valeurs propres strictement positives de la matrice \mathbf{A} . Les termes β_d et β_c sont appelés respectivement gain de diversité et gain de codage [14]. Le gain de codage se traduit à haut SNR par un décalage horizontal de la courbe de performance en fonction du SNR. Il permet de donner une idée du gain apporté par le codage par rapport à un système non codé opérant à la même diversité. Le terme β_d décrit la décroissance exponentielle de la probabilité d'erreur en fonction du SNR. Le gain de diversité d'un système MIMO est au mieux égal à $N_t N_r$ puisque $K \leq N_t$.

De nombreux articles proposent des codes espace-temps répondant à ces deux critères de performances à haut SNR que sont le gain de codage et le gain de diversité [49]. On peut citer les Golden Codes proposés par Belfiore [50] dans un contexte MIMO $N_t = 2$ et étendus sous le nom de codes espace-temps en bloc dits parfaits⁽¹⁴⁾ pour $N_t = 3, 4$ et 6 [51]. Un des principaux inconvénients de tels codes est leur décodage de type ML donc de forte complexité. On peut citer également les codes DTST⁽¹⁵⁾ qui garantissent une diversité d'ordre $N_t \times N_r$ et maximise le débit de la transmission avec l'utilisation d'un récepteur itératif [21] (voir partie 2.2.1).

2.1.3 Conclusion sur les modulations MIMO cohérentes

Nous avons vu trois types de schéma de transmission MIMO : les codes espace-temps en treillis, le multiplexage spatial et le codage espace-temps en bloc. On peut noter que les deux derniers peuvent être regroupés en une seule famille appelée code à dispersion linéaire. Les codes espace-temps en treillis souffrent d'une grande complexité de décodage et nous ne les considérerons pas dans notre étude. Le multiplexage spatial est une technique simple et efficace pour exploiter la capacité du canal MIMO. En revanche, il nécessite un nombre d'antennes en réception supérieur ou égal au nombre d'antennes en émission. D'autre part un processus itératif de traitement de l'interférence co-antenne peut être mis en place pour obtenir des performances intéressantes vis-à-vis des codes orthogonaux. Le codage espace-temps en bloc permet d'exploiter la diversité spatiale et donc d'améliorer les performances du système. Cependant, pour des modulations complexes, le codage espace-temps ne répond à l'ensemble des critères de rendement, de diversité et d'orthogonalité que pour deux antennes en émission : il s'agit du code d'Alamouti. Le codage à dispersion linéaire englobe ces deux familles via une représentation générique sous forme de matrices de

⁽¹⁴⁾Perfect Space-Time Block Codes

⁽¹⁵⁾Diagonal Threaded Space-Time

dispersion. Cette représentation permet de simplifier l'égalisation MIMO en la rendant également générique au mapping MIMO utilisé. Enfin, ces matrices peuvent être construites pour optimiser à la fois le débit et la robustesse de la transmission.

2.2 Récepteurs MIMO cohérents

2.2.1 Egalisation MIMO-OFDM

Nous avons vu qu'en associant la modulation OFDM à un schéma MIMO, le récepteur pouvait considérer après démodulation OFDM un canal à évanouissement plat par sous-porteuses. Ainsi l'équation (2.17) peut s'appliquer à un canal sélectif en fréquence après démodulation OFDM.

Considérons dans un premier temps l'exemple du code d'Alamouti avec $N_t = N_r = 2$. La matrice de canal équivalente $\check{\mathbf{H}} \in \mathbb{C}^{T N_r \times Q}$ est donnée par :

$$\check{\mathbf{H}} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \\ h_{12}^* & -h_{11}^* \\ h_{22}^* & -h_{21}^* \end{bmatrix} \quad (2.30)$$

ce qui entraîne l'égalité suivante :

$$\check{\mathbf{H}}^H \check{\mathbf{H}} = \begin{bmatrix} \|h_{11}\|^2 + \|h_{21}\|^2 + \|h_{12}\|^2 + \|h_{22}\|^2 & 0 \\ 0 & \|h_{11}\|^2 + \|h_{21}\|^2 + \|h_{12}\|^2 + \|h_{22}\|^2 \end{bmatrix} \quad (2.31)$$

Cette matrice diagonale montre que l'orthogonalité entre les symboles est restituée en appliquant en réception $\check{\mathbf{H}}^H$: il n'y a pas d'interférence co-antenne. Les deux filtres d'égalisation ZF⁽¹⁶⁾ et MMSE⁽¹⁷⁾ sont classiquement appliqués au signal équivalent reçu $\check{\mathbf{r}}$:

$$\mathbf{G}_{\text{ZF}} = \left(\check{\mathbf{H}}^H \check{\mathbf{H}} \right)^{-1} \check{\mathbf{H}}^H \quad (2.32)$$

$$\mathbf{G}_{\text{MMSE}} = \left(\check{\mathbf{H}}^H \check{\mathbf{H}} + \frac{\sigma_n^2}{\sigma_s^2} \mathbf{I}_Q \right)^{-1} \check{\mathbf{H}}^H \quad (2.33)$$

On peut noter que ces deux filtres nécessitent une inversion matricielle qui n'est en réalité pour les codes orthogonaux qu'une inversion scalaire, les matrices à inverser étant diagonales.

Prenons maintenant l'exemple du code LD optimal au sens de la capacité pour $N_t = N_r = 2$ et donné par [44] :

$$\mathbf{X}_{\text{LD}, N_t=N_r=T=2} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} s_1 + s_3 & s_2 - s_4 \\ s_2 + s_4 & s_1 - s_3 \end{bmatrix} \quad (2.34)$$

⁽¹⁶⁾Zero Forcing

⁽¹⁷⁾Minimum Mean Square Error

La matrice de canal équivalent s'écrit de la façon suivante :

$$\check{\mathbf{H}} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} & h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} & h_{21} & h_{22} \\ h_{12} & h_{11} & -h_{12} & -h_{11} \\ h_{22} & h_{21} & -h_{22} & -h_{21} \end{bmatrix} \quad (2.35)$$

On en déduit donc que la matrice $\check{\mathbf{H}}^H \check{\mathbf{H}}$ n'est pas diagonale. Ainsi, pour des motifs non-orthogonaux, des termes d'interférence co-antenne ou CAI⁽¹⁸⁾ apparaissent avec application de la matrice $\check{\mathbf{H}}^H$ en réception. Pour traiter ces termes interférents, un récepteur itératif peut être mis en place.

On peut également remarquer que des termes interférents apparaissent pour des codes espace-temps orthogonaux dès lors que le canal n'est plus constant sur T durée symbole [52].

Principe du récepteur itératif On peut décomposer l'équation (2.17) en l'expression suivante :

$$\check{\mathbf{r}} = \check{\mathbf{H}}\mathbf{e}_k s_k + \sum_{q=1, q \neq k}^Q \check{\mathbf{H}}\mathbf{e}_q s_q + \check{\mathbf{n}} \quad (2.36)$$

c'est-à-dire une partie utile du signal, des termes CAI et du bruit. Pour traiter les termes interférents, un récepteur itératif où l'égalisation échange de l'information avec le décodeur de canal est mis en place (voir figure 2.4). A la première itération, comme l'égaliseur ne dispose d'aucune information sur les symboles interférents, une simple égalisation de type MMSE est appliquée. Puis, pour toutes les autres itérations, les symboles interférents sont reconstruits grâce à l'information extrinsèque fournie par le décodeur de canal et soustraits au signal reçu afin de mieux estimer le signal utile. Le récepteur obtenu est ainsi appelé récepteur MMSE-IC⁽¹⁹⁾ [21].

Le récepteur MMSE-IC se décompose en deux parties. Une première partie dite phase d'égalisation MIMO fournit une information de confiance sur chacun des symboles estimés à partir du signal reçu et des symboles estimés. Une seconde partie constituée d'un décodeur de canal rend une information extrinsèque sur les bits codés. Un entrelaceur sépare les deux parties. En effet, dans un récepteur itératif, il est nécessaire de décorrélérer les informations entre les deux fonctions qui communiquent, donc ici entre l'égalisation et le décodage de canal.

Egalisation MMSE-IC L'égalisation MMSE-IC se décompose en deux filtres $\mathbf{p}_k \in \mathbb{C}^{TN_r \times 1}$ et $\mathbf{q}_k \in \mathbb{C}^{Q \times 1}$ avec k l'indice du symbole égalisé. Celui-ci est donné par l'expression suivante :

$$\tilde{s}_k = \mathbf{p}_k^H \check{\mathbf{r}} - \mathbf{q}_k^H \hat{\mathbf{s}}_k \quad (2.37)$$

⁽¹⁸⁾Co-Antenna Interference

⁽¹⁹⁾MMSE Interference Canceller

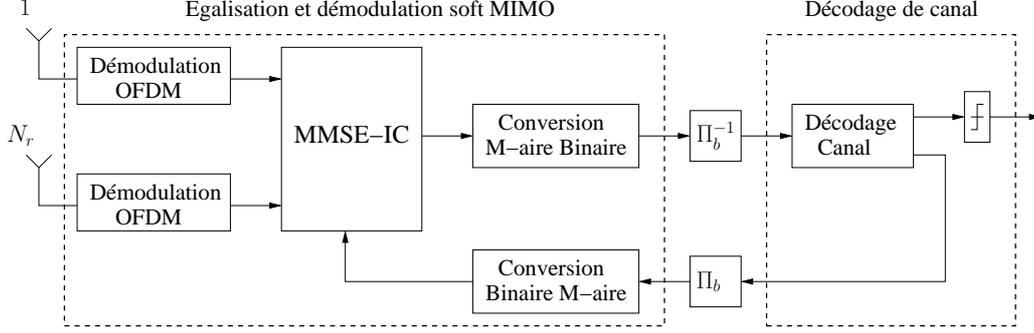


FIG. 2.4 – Schéma de réception MIMO-OFDM itératif

où $\hat{s}_k \in \mathbb{C}^{Q \times 1}$ correspond au vecteur :

$$\hat{\mathbf{s}}_k = [\hat{s}_1 \dots \hat{s}_{k-1} \ 0 \ \hat{s}_{k+1} \dots \hat{s}_Q]^T \quad (2.38)$$

L'optimisation des filtres \mathbf{p}_k et \mathbf{q}_k se réalise via l'application du critère MMSE :

$$(\mathbf{p}_k^{\text{opt}}, \mathbf{q}_k^{\text{opt}}) = \arg \min_{\mathbf{p}_k, \mathbf{q}_k} \mathbb{E} [\|s_k - \tilde{s}_k\|^2] \quad (2.39)$$

Une approximation du MMSE-IC optimal proposée dans [53] est donnée par :

$$\mathbf{p}_k = \sigma_s^2 \left(\check{\mathbf{H}} \left[(\sigma_s^2 - \sigma_{\tilde{s}}^2) \mathbf{I}_Q + \sigma_{\tilde{s}}^2 \mathbf{e}_k \mathbf{e}_k^T \right] \check{\mathbf{H}}^H + \sigma_n^2 \mathbf{I}_{TN_r} \right)^{-1} \check{\mathbf{H}} \mathbf{e}_k \quad (2.40)$$

$$\mathbf{q}_k = \check{\mathbf{H}} \mathbf{p}_k \quad (2.41)$$

avec $\sigma_{\tilde{s}}^2 = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K \|\hat{s}_k\|^2$ où K est un entier suffisamment grand et correspondant généralement à la taille d'un symbole OFDM. A noter que la première itération correspond bien à une simple égalisation MMSE :

$$\mathbf{p}_k^0 = \left(\check{\mathbf{H}} \check{\mathbf{H}}^H + \frac{\sigma_n^2}{\sigma_s^2} \mathbf{I}_{TN_r} \right)^{-1} \check{\mathbf{H}} \mathbf{e}_k \quad (2.42)$$

$$\hat{\mathbf{s}}_k = [0 \dots 0]^T \quad (2.43)$$

Le récepteur obtenu est appelé récepteur MMSE-IC et est adapté à tous schémas MIMO présentant de la CAI [21]. En effet, dans un cas MIMO-OFDM où le codage espace-temps est orthogonal et où l'hypothèse de stationnarité du canal sur T temps symbole est vérifiée, il n'y a pas de CAI et donc le récepteur itératif décrit ici est inutile.

Conversion Maire-Binaire La conversion Maire-binaire permet de calculer une information de confiance sur chacun des bits \tilde{c}_k^i appartenant au symbole égalisé \tilde{s}_k . Un logarithme de rapport de vraisemblance ou LLR⁽²⁰⁾ est alors évalué :

$$\text{LLR}_{i,k} = \ln \frac{\Pr(\tilde{c}_k^i = 1 \mid \text{observation})}{\Pr(\tilde{c}_k^i = 0 \mid \text{observation})} \quad (2.44)$$

⁽²⁰⁾Log Likelihood Ratio

En utilisant l'approximation max-log, le calcul du LLR se simplifie et s'obtient grâce à la relation suivante :

$$\text{LLR}_{i,k} \simeq \frac{1}{2\gamma_k^2} \left[\min_{s \in \mathcal{A}_0^i} \|\tilde{s}_k - \beta_k s\|^2 - \min_{s \in \mathcal{A}_1^i} \|\tilde{s}_k - \beta_k s\|^2 \right] \quad (2.45)$$

avec \mathcal{A}_b^i l'ensemble des symboles appartenant à \mathcal{A} et où le bit $c_k^i = b$. Les grandeurs β_k et γ_k sont appelées le biais de l'égaliseur et le terme de bruit respectivement :

$$\tilde{s}_k = \beta_k s_k + \eta_k \quad (2.46)$$

avec $\eta_k \sim \mathcal{N}(0, \gamma_k^2)$.

Conversion Binaire-Maire Il s'agit ici de l'opération duale de la conversion Maire-Binaire. Le principe est de construire un symbole souple à partir de l'information fournie par le décodeur de canal. L'expression du symbole estimé est ainsi donnée par :

$$\hat{s}_k = \sum_{s \in \mathcal{A}} s \Pr(\hat{s}_k = s) \quad (2.47)$$

$$= \sum_{s \in \mathcal{A}} \prod_{c^i} \Pr(\hat{c}_k^i = c^i) \quad (2.48)$$

avec c^i les bits du symbole s et dont les probabilités sont données par :

$$\Pr(\hat{c}_k^i = 1) = \frac{\exp(LLR_{i,k})}{1 + \exp(LLR_{i,k})} \quad (2.49)$$

$$\Pr(\hat{c}_k^i = 0) = 1 - \Pr(\hat{c}_k^i = 1) = \frac{1}{1 + \exp(LLR_{i,k})} \quad (2.50)$$

2.2.2 Egalisation MIMO MC-CDMA

La technologie MIMO MC-CDMA, préconisée pour la liaison descendante car présentant un caractère synchrone, entraîne la présence d'interférences multi-utilisateurs. Ces interférences au même titre que les interférences co-antenne peuvent être traitées grâce à un récepteur itératif.

2.2.2.1 Expression des signaux émis et reçus

Soit $\mathbf{u} \in \mathbb{C}^{N_u \times 1}$ le vecteur des données utilisateurs avec N_u le nombre d'utilisateurs actifs. Le vecteur \mathbf{u} subit l'opération d'étalement en utilisant par exemple une matrice d'Hadamard. Le vecteur étalé $\mathbf{s} \in \mathbb{C}^{L_c \times 1}$ est donné par :

$$\mathbf{s} = \mathbf{C}\mathbf{u} \quad (2.51)$$

avec $\mathbf{C} \in \mathbb{C}^{L_c \times N_u}$ la matrice d'étalement. En supposant L_c multiple de Q , le signal après codage espace-temps représenté par le vecteur équivalent $\mathbf{z} \in \mathbb{C}^{\frac{L_c}{Q}TN_t \times 1}$ est donné par :

$$\mathbf{z} = \left(\mathbf{I}_{\frac{L_c}{Q}} \otimes \mathbf{G}_1 \right) \mathbf{C}\mathbf{u} + \left(\mathbf{I}_{\frac{L_c}{Q}} \otimes \mathbf{G}_2 \right) \mathbf{C}\mathbf{u}^* \quad (2.52)$$

Soit $\underline{\mathbf{H}}$ la matrice de canal diagonale par bloc de taille $\frac{L_c}{Q}TN_r \times \frac{L_c}{Q}TN_t$ représentant les L_c/Q observations de la matrice de canal \mathbf{H} de l'équation (1.22) :

$$\underline{\mathbf{H}} = \text{diag} \left(\overbrace{\mathbf{H}_1, \dots, \mathbf{H}_1}^T, \dots, \overbrace{\mathbf{H}_{\frac{L_c}{Q}}, \dots, \mathbf{H}_{\frac{L_c}{Q}}}^T \right) \quad (2.53)$$

Le signal reçu $\mathbf{r} \in \mathbb{C}^{\frac{L_c}{Q}TN_r \times 1}$ est donc égal à :

$$\mathbf{r} = \underline{\mathbf{H}}\mathbf{z} + \mathbf{n} \quad (2.54)$$

ce qui équivaut si on utilise le modèle de [21] à l'expression suivante :

$$\check{\mathbf{r}} = \check{\mathbf{H}}\mathbf{u} + \check{\mathbf{n}} \quad (2.55)$$

avec

$$\check{\mathbf{r}} = \left(\mathbf{I}_{\frac{L_c}{Q}N_r} \otimes \Phi_1 \right) \mathbf{r} + \left(\mathbf{I}_{\frac{L_c}{Q}N_r} \otimes \Phi_2 \right) \mathbf{r}^* \quad (2.56)$$

$$\check{\mathbf{H}}_k = \Phi_1 \underline{\mathbf{H}}_k \mathbf{G}_1 + \Phi_2 \underline{\mathbf{H}}_k^* \mathbf{G}_2^* \quad (2.57)$$

$$\check{\mathbf{H}} = \text{diag} \left(\check{\mathbf{H}}_1, \dots, \check{\mathbf{H}}_{\frac{L_c}{Q}} \right) \mathbf{C} \quad (2.58)$$

2.2.2.2 Détecteurs MIMO MC-CDMA

On classe les détecteurs MIMO MC-CDMA en deux catégories : les détecteurs mono-utilisateurs ou SUD⁽²¹⁾ et les détecteurs multi-utilisateurs ou MUD⁽²²⁾ [7, 54]. La détection SU revient à appliquer une égalisation MIMO de type ZF ou MMSE (on parle alors de SU-ZF ou SU-MMSE) sur le signal reçu suivi d'une opération de désétalement pour récupérer le symbole correspondant à l'utilisateur voulu. Si on dispose en réception la connaissance de l'ensemble des codes d'étalement utilisés, une détection MU peut alors être appliquée. Elle consiste à appliquer le filtre suivant appelé MU-MMSE :

$$\mathbf{G}_j^{\text{MMSE}} = \mathbf{e}_j^T \left(\check{\mathbf{H}}^H \check{\mathbf{H}} + \frac{L_c}{N_u} \frac{\sigma_x^2}{\sigma_n^2} \mathbf{I}_{N_u} \right)^{-1} \check{\mathbf{H}}^H \quad (2.59)$$

On peut remarquer que la complexité d'un tel égaliseur est généralement plus importante que celle d'un détecteur mono-utilisateur. De plus, les résultats montrent qu'à pleine charge les performances entre les deux types de détecteur sont identiques : le détecteur mono-utilisateur est donc dans ce cas préconisé [55].

⁽²¹⁾Single User Detection

⁽²²⁾Multi User Detection

L'équation (2.55) peut être décomposée de la façon suivante :

$$\check{\mathbf{r}} = \check{\mathbf{H}}\mathbf{e}_j\mathbf{u}_j + \sum_{i \neq j} \check{\mathbf{H}}\mathbf{e}_j\mathbf{u}_i + \check{\mathbf{n}} \quad (2.60)$$

Le signal reçu équivalent s'exprime donc en fonction d'une composante utile correspondant à l'utilisateur j , des termes de CAI et d'interférences multi-utilisateur ou MAI⁽²³⁾ ainsi que du bruit. Le principe du récepteur itératif est donc, comme celui évoqué dans la partie 2.2.1, d'annuler les interférences grâce à l'information apportée par le décodage de canal. Or, la technologie MC-CDMA est préconisée pour la liaison descendante du fait du caractère synchrone de la liaison. C'est pourquoi, pour reconstruire les termes interférents intervenant dans la relation (2.60), le récepteur itératif proposé doit être capable de décoder l'ensemble des données de tous les utilisateurs, soit N_u décodeurs de canal au niveau du mobile.

2.2.3 Egalisation MIMO LP-OFDM

Dans cette partie, nous évoquons le récepteur itératif à annulation d'interférences de type MMSE-IC appliqué à un schéma de transmission MIMO LP-OFDM.

2.2.3.1 Expression du signal émis

En considérant le schéma de transmission proposé sur la figure 1.6, la matrice de précodage linéaire appliquée sur chaque antenne est la suivante :

$$\underline{\Theta} = \Theta \otimes \mathbf{I}_T \quad (2.61)$$

Si on appelle $\mathbf{s} \in \mathbb{C}^{Q L_p \times 1}$ le vecteur de données en entrée du codage espace-temps, le vecteur équivalent en sortie de précodage linéaire $\mathbf{z} \in \mathbb{C}^{T N_t L_p \times 1}$ est égal à :

$$\mathbf{z} = (\Theta \otimes \mathbf{I}_{T N_t}) [(\mathbf{I}_{L_p} \otimes \mathbf{G}_1) \mathbf{s} + (\mathbf{I}_{L_p} \otimes \mathbf{G}_2) \mathbf{s}^*] \quad (2.62)$$

2.2.3.2 Expression du signal reçu

Posons $\mathbf{r} \in \mathbb{C}^{L_p T N_r \times 1}$ le vecteur équivalent reçu. Il s'écrit sous la forme :

$$\mathbf{r} = \underline{\mathbf{H}}\mathbf{z} + \mathbf{n} \quad (2.63)$$

Dans [21], on démontre que cette expression peut se reformuler selon le modèle équivalent dans un cas MIMO-OFDM sans précodage (voir équation (2.17)).

Ainsi, un récepteur de type MMSE-IC développé dans le cas MIMO-OFDM (voir partie 2.2.1) peut être utilisé dans un cas MIMO LP-OFDM. L'objectif est d'exploiter la diversité apportée par le précodage linéaire et par le décodeur [56]. Il a été également montré que l'influence du type de la matrice de précodage sur les performances est relativement faible en utilisant un système itératif [21]. Enfin, le récepteur MMSE-IC peut être appliqué dans un contexte MC-SS-MA qui peut en effet être assimilé à du LP-OFDM (voir partie 1.2.1).

⁽²³⁾Multiple Access Interference

2.2.4 Conclusion sur les récepteurs cohérents

Les codes espace-temps orthogonaux permettent grâce à l'absence d'interférence co-antenne de simplifier le processus d'égalisation en réception. Cependant, ces codes présentent dans le cas de modulations complexes et dès lors que le nombre d'antennes à l'émission est supérieur à 2 un rendement de codage espace-temps inférieur à 1. C'est pourquoi certains schémas MIMO utilisent des codes non-orthogonaux de rendement supérieur à 1. Cependant, avec l'utilisation de tels codes, la présence d'interférence co-antenne dégrade les performances. Un récepteur itératif associant une phase d'égalisation et une phase de décodage présente un intérêt dans ce cas. Il s'agit de reconstruire les symboles interférents grâce à l'information fournie par le décodeur de canal et à les soustraire du signal reçu. Cette même idée peut être reprise dans les contextes MIMO MC-CDMA et MIMO LP-OFDM où cette fois-ci les termes d'interférences co-antenne et d'interférence d'accès multiple sont à soustraire. Enfin, ces différents récepteurs nécessitent la connaissance du canal en réception. En pratique, cette connaissance requiert une phase d'estimation qui engendre une perte de performance en comparaison avec un système cohérent avec estimation de canal parfaite.

2.3 Transmission MIMO non-cohérentes

Nous allons nous intéresser maintenant aux techniques MIMO non-cohérentes. Comme pour un système mono-antenne, ces techniques de transmission s'affranchissent de toute estimation de canal en réception grâce à un codage différentiel à l'émission. Cette partie présente un état de l'art des techniques MIMO non-cohérentes et propose une association avec la technologies OFDM.

2.3.1 Principe

2.3.1.1 Introduction

Hochwald et Marzetta dans [57] se sont intéressés à l'étude de la capacité des systèmes MIMO en prenant comme hypothèse l'absence de connaissance de canal en réception. Ils ont montré dans un premier temps que la capacité du canal pour $N_t > T$ est égale à celle où $N_t = T$, contrairement au cas cohérent avec connaissance parfaite du canal en réception où la capacité augmente linéairement avec le $\min(N_t, N_r)$. De plus, la structure du signal émis qui maximise la capacité se décompose comme le produit d'une matrice unitaire isotrope et d'une matrice réelle, diagonale et non-négative.

Dans [58], les auteurs proposent l'utilisation de codes espace-temps unitaires, où les signaux transmis sur les différentes antennes sont orthogonaux mutuellement et pour lesquels aucune information sur le canal n'est requise en réception. La matrice émise \mathbf{S} s'écrit :

$$\mathbf{S} = \sqrt{\frac{T}{N_t}} \Phi_l \quad (2.64)$$

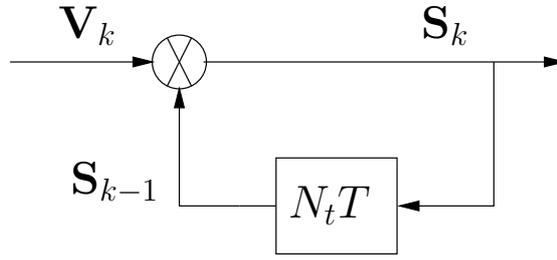


FIG. 2.5 – Principe du codage espace-temps différentiel

où les matrices $\{\Phi_l, l = 1, \dots, L_d\}$ sont des matrices complexes unitaires telles que $\Phi_l^H \Phi_l = \mathbf{I}$. La normalisation $\sqrt{\frac{T}{N_t}}$ implique que la puissance sur chaque antenne en réception correspond au rapport signal à bruit ρ , indépendamment du nombre d'antennes en émission N_t . Le système noté USTM⁽²⁴⁾ car utilisant à l'émission des matrices unitaires est un système multi-antenne non-cohérent car ne nécessitant pas en réception une connaissance du canal :

$$\Phi_{\text{ML}} = \arg \max_{l=0, \dots, L_d-1} \|\mathbf{R}^H \Phi_l\|_F^2 \quad (2.65)$$

Celui-ci est étendu à un schéma de codage en émission de type différentiel noté DUSTM⁽²⁵⁾, où le signal émis est égal au produit du signal précédemment émis et d'une matrice portant l'information [59]. La partie suivante a pour objet cette méthode de codage espace-temps.

2.3.1.2 Equation du codage espace-temps différentiel

Posons \mathbf{V}_k une matrice unitaire de taille $T \times T$ appelée matrice différentielle et appartenant à un ensemble ν . Cette matrice est porteuse de l'information. Nous verrons par la suite comment elle est obtenue en fonction des bits utiles. L'ensemble $\nu = \{\mathbf{V}_0, \mathbf{V}_1, \dots, \mathbf{V}_{L_d-1}\}$ correspond à l'ensemble des matrices différentielles possibles. On pose $L_d = 2^{R_d N_t}$ avec R_d le rendement en bit/canaux utilisés. La matrice espace-temps émise $\mathbf{S}_k \in \mathbb{C}^{N_t \times T}$ appartenant à un ensemble \mathcal{S} est obtenue de la manière suivante :

$$\mathbf{S}_k = \mathbf{S}_{k-1} \cdot \mathbf{V}_k \quad (2.66)$$

Il s'agit ici de l'équation de codage espace-temps différentiel décrit par la figure 2.5.

Il existe de nombreuses études concernant la construction et l'optimisation de l'ensemble des matrices différentielles ν . On peut citer le critère proposé dans [58] où il s'agit de trouver un ensemble qui maximise la distance

⁽²⁴⁾Unitary Space Time Modulation

⁽²⁵⁾Differential Unitary Space Time Modulation

$\zeta_\nu = \frac{1}{2} \min_{0 \leq m < m' \leq L_d - 1} |\det\{\mathbf{V}_m - \mathbf{V}_{m'}\}|^{\frac{1}{N_t}}$. Ce critère porte le nom de distance minimale. Une autre optimisation via le critère de distance attendue a été énoncée dans [60].

2.3.1.3 Détection non-cohérente

Soit \mathbf{R}_k la k -ième matrice $N_r \times T$ reçue. On a :

$$\mathbf{R}_k = \mathbf{H}_k \mathbf{S}_k + \mathbf{N}_k \quad (2.67)$$

$$= \mathbf{H}_k \mathbf{S}_{k-1} \mathbf{V}_k + \mathbf{N}_k \quad (2.68)$$

$$= (\mathbf{R}_{k-1} - \mathbf{N}_{k-1}) \mathbf{V}_k + \mathbf{N}_k \quad (2.69)$$

avec \mathbf{N}_k la matrice $N_r \times T$ représentant un bruit blanc additif gaussien et \mathbf{H}_k la matrice $N_r \times N_t$ représentant le canal en supposant $\mathbf{H}_k = \mathbf{H}_{k-1}$. Nous avons donc :

$$\mathbf{R}_k = \mathbf{R}_{k-1} \mathbf{V}_k + \mathbf{N}_k - \mathbf{N}_{k-1} \mathbf{V}_k \quad (2.70)$$

$$= \mathbf{R}_{k-1} \mathbf{V}_k + \sqrt{2} \mathbf{N}'_k \quad (2.71)$$

avec \mathbf{N}'_k matrice $N_r \times T$ représentant un bruit blanc additif Gaussien de moyenne nulle et de variance σ_n^2 , en supposant \mathbf{V}_k matrice unitaire. Une remarque importante est que du fait que la matrice différentielle \mathbf{V}_k soit unitaire, le bruit équivalent \mathbf{N}'_k est statistiquement indépendant de la matrice \mathbf{V}_k . On en déduit l'équation fondamentale suivant le critère ML du récepteur non-cohérent :

$$\hat{\mathbf{V}}_k = \arg \min_{\tilde{\mathbf{V}}_k} \|\mathbf{R}_k - \mathbf{R}_{k-1} \tilde{\mathbf{V}}_k\|_F^2 \quad (2.72)$$

Nous allons dans un premier temps rappeler les différentes techniques non-cohérentes dans un cas mono-antenne pour dans un second temps les étendre au contexte multi-antennes.

2.3.2 Codage espace-temps différentiel et modulation OFDM

2.3.2.1 Introduction

Le codage espace-temps différentiel est une extension du codage différentiel au cas MIMO. Le principe de codage est non plus une simple multiplication scalaire mais une multiplication matricielle. L'information est en effet portée par une matrice différentielle qui est construite unitaire de façon à conserver constante la puissance moyenne émise. La recherche de ces matrices différentielles suivant les critères de gain de codage a conduit à considérer deux familles.

La première dite famille des codes en groupe considère les matrices émises et les matrices différentielles appartenant au même ensemble : l'ensemble $\boldsymbol{\nu}$ vérifie la contrainte $\boldsymbol{\nu} = \mathcal{S}$ [61, 62]. L'ensemble $\boldsymbol{\nu}$ forme alors un groupe et on parle de codage

espace-temps différentiel en groupe⁽²⁶⁾. Un autre avantage à travailler avec un codage espace-temps différentiel en groupe est que si la matrice émise au départ appartient à l'ensemble ν , les matrices émises appartiennent à ce groupe : cette propriété implique que la multiplication matricielle à l'émission n'est plus nécessaire. Enfin, parmi ces codes on peut citer les codes cycliques et les codes dicycliques ou codes quaternions généralisés détaillés dans [62].

La seconde dite famille des codes non en groupe considère les deux ensembles différents. Elle constitue une extension des codes espace-temps en blocs existants pour des transmissions cohérentes. Afin de comparer à même complexité les schémas cohérents et non-cohérents, nous considérerons dans la suite de l'étude ce type de codage espace-temps différentiel. Enfin, dans le standard IEEE 802.16e, Nortel propose l'utilisation de codes espace-temps différentiels s'inspirant du principe de codage différentiel basé sur le motif orthogonal d'Alamouti (voir tableau 2.1).

On notera que la majorité des modulations différentielles sont restreintes aux modulations PSK à puissance constante. Xia [63] a cependant généralisé l'utilisation du code espace-temps différentiel d'Alamouti pour des matrices non-unitaires. Les symboles constituant la matrice émise \mathbf{S}_k appartiennent à un ensemble de type APSK. Néanmoins, si on considère l'ensemble de symboles $\alpha A \beta PSK$, cette méthode permet d'augmenter l'efficacité spectrale de $\frac{\log_2(\alpha)}{2}$ bits par canal utilisé seulement.

2.3.2.2 Codage différentiel basé sur des motifs orthogonaux

Les codes espace-temps orthogonaux développés pour des transmissions cohérentes (voir partie 2.1.1.3) peuvent être étendus aux techniques MIMO différentielles.

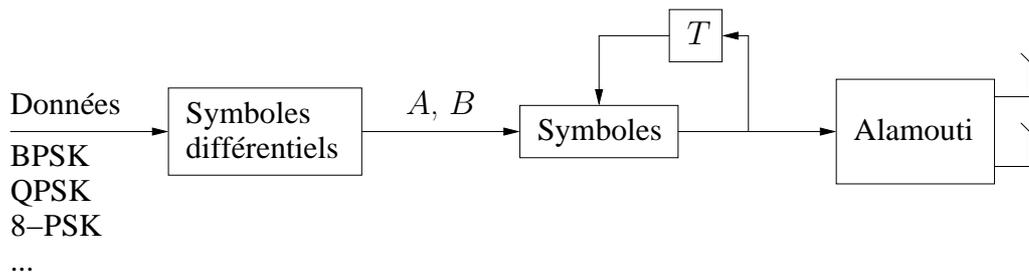


FIG. 2.6 – Principe du codage espace-temps différentiel d'Alamouti $N_t = 2$

Considérons dans un premier temps le cas $N_t = 2$ et prenons l'exemple du code d'Alamouti proposé dans [64]. Soit le couple de symboles complexes (s_1, s_2) appartenant à une modulation de type PSK. La première phase consiste à calculer le couple

⁽²⁶⁾L'ensemble ν forme un groupe au sens de la multiplication des matrices si et seulement si la matrice identité appartient à l'ensemble, si chaque élément de l'ensemble admet un unique inverse appartenant à l'ensemble, et enfin si cet ensemble respecte les lois de composition interne et d'associativité

N_t	Codage différentiel	\mathbf{V}_k
2	$\mathbf{X}_k = \mathbf{X}_{k-1} \cdot \mathbf{V}_k$	$\mathbf{V}_k = \begin{bmatrix} A & -B^* \\ B & A^* \end{bmatrix}$
3	$\mathbf{X}_k = \mathbf{X}_{k-1} \cdot \mathbf{V}_k$	$\mathbf{V}_k = \begin{bmatrix} A & -B^* & 0 & 0 \\ B & A^* & C & -D^* \\ 0 & 0 & D & C^* \end{bmatrix}$
4	$\mathbf{X}_k = \mathbf{X}_{k-1} \cdot \mathbf{V}_k$	$\mathbf{V}_k = \begin{bmatrix} A & -B^* & 0 & 0 \\ B & A^* & 0 & 0 \\ 0 & 0 & C & -D^* \\ 0 & 0 & D & C^* \end{bmatrix}$

TAB. 2.1 – Codes différentiels pour différentes configurations MIMO proposés dans IEEE 802.16e

de symboles différentiels (A, B) donné par :

$$A = s_1 d_1^* + s_2 d_2^* \quad (2.73)$$

$$B = -s_1 d_2 + s_2 d_1 \quad (2.74)$$

Il s'agit ici de représenter le vecteur complexe $[s_1 \ s_2]$ dans la base formée par les vecteurs $[d_1 \ d_2]$ et $[-d_2^* \ d_1^*]$. Afin de conserver une puissance moyenne émise constante, on choisit de normaliser les symboles différentiels :

$$A = \frac{A}{\sqrt{AA^* + BB^*}} \quad (2.75)$$

$$B = \frac{B}{\sqrt{AA^* + BB^*}} \quad (2.76)$$

Le codage espace-temps différentiel s'exprime de la manière suivante :

$$[s_{2t+1} \ s_{2t+2}] = A [s_{2t-1} \ s_{2t}] + B [-s_{2t}^* \ s_{2t-1}^*] \quad (2.77)$$

ce qui équivaut sous forme matricielle à l'équation :

$$\mathbf{S}_k = \begin{bmatrix} s_{2t+1} & -s_{2t+2}^* \\ s_{2t+2} & s_{2t+1}^* \end{bmatrix} \quad (2.78)$$

$$= \begin{bmatrix} s_{2t-1} & -s_{2t}^* \\ s_{2t} & s_{2t-1}^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A & -B^* \\ B & A^* \end{bmatrix} = \mathbf{S}_{k-1} \cdot \mathbf{V}_k \quad (2.79)$$

On retrouve l'expression du codage différentiel MIMO de l'équation (2.66). A noter que la matrice différentielle \mathbf{V} est bien unitaire :

$$\mathbf{V}\mathbf{V}^H = \mathbf{V}^H\mathbf{V} = \mathbf{I}_2 \quad (2.80)$$

On peut noter que cette technique de codage entraîne une expansion de la constellation de départ, excepté dans le cas d'une modulation BPSK. Par exemple, pour des symboles porteurs d'information appartenant à une modulation QPSK, les symboles émis appartiennent à une modulation 9-QAM [65]. Pour éviter cette expansion qui peut s'avérer problématique au niveau du PAPR, Shao propose un schéma de codage pouvant être représenté par un diagramme en treillis [65].

Dans le cas où $N_t > 2$, la généralisation des motifs orthogonaux existants dans un contexte MIMO cohérent (voir partie 2.1.1.3) à un contexte différentiel a été proposé dans [66]. Cependant, de tels codes présentent un rendement inférieur à l'unité. De plus, Zhu et Jafarkhani ont étendu les codes quasi-orthogonaux aux modulations MIMO différentielles [67].

2.3.2.3 Détection non-cohérente

Considérons ici un codage espace-temps différentiel d'Alamouti avec $N_t = 2$ et $N_r = 1$. La k -ième matrice $N_r \times T$ reçue est alors donnée par :

$$\mathbf{R}_k = \mathbf{H}_k \mathbf{S}_k + \mathbf{N}_k \quad (2.81)$$

$$\begin{bmatrix} r_1^k & r_2^k \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_1^k & h_2^k \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_{2t+1} & -s_{2t+2}^* \\ s_{2t+2} & s_{2t+1}^* \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1^k & n_2^k \end{bmatrix} \quad (2.82)$$

$$= \begin{bmatrix} h_1^k & h_2^k \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_{2t-1} & -s_{2t}^* \\ s_{2t} & s_{2t-1}^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A & -B^* \\ B & A^* \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1^k & n_2^k \end{bmatrix} \quad (2.83)$$

ce qui équivaut à :

$$\begin{bmatrix} r_1^k & r_2^k \end{bmatrix} = \left(\begin{bmatrix} r_1^{k-1} & r_2^{k-1} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} n_1^{k-1} & n_2^{k-1} \end{bmatrix} \right) \begin{bmatrix} A & -B^* \\ B & A^* \end{bmatrix} + \mathbf{N}_k \quad (2.84)$$

$$= \begin{bmatrix} r_1^{k-1} & r_2^{k-1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A & -B^* \\ B & A^* \end{bmatrix} + \sqrt{2}\mathbf{N}'_k \quad (2.85)$$

Dans la suite de l'étude, afin de simplifier les expressions, nous nous affranchirons de la composante de bruit. L'équation précédente de la façon suivante se réécrit de la manière suivante :

$$\mathbf{R}'_k = \mathbf{R}'_{k-1} \mathbf{V}_k \quad (2.86)$$

$$\begin{bmatrix} r_1^k & r_2^k \\ (-r_2^*)^k & (r_1^*)^k \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_1^{k-1} & r_2^{k-1} \\ (-r_2^*)^{k-1} & (r_1^*)^{k-1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A & -B^* \\ B & A^* \end{bmatrix} \quad (2.87)$$

Le produit matriciel $\tilde{\mathbf{V}}_k^H (\mathbf{R}'_{k-1})^H \mathbf{R}'_k$ est donc égal à :

$$\tilde{\mathbf{V}}_k^H (\mathbf{R}'_{k-1})^H \mathbf{R}'_k \quad (2.88)$$

$$= \left(\|r_1^{k-1}\|^2 + \|r_2^{k-1}\|^2 \right) \begin{bmatrix} \tilde{A}^* A + \tilde{B}^* B & -\tilde{A}^* B^* + \tilde{B}^* A^* \\ -\tilde{B} A + \tilde{A} B & \tilde{A} A^* + \tilde{B} B^* \end{bmatrix} \quad (2.89)$$

Le récepteur conventionnel ou CD⁽²⁷⁾ dans un cas MIMO pour un codage espace-temps différentiel de type d'Alamouti se base sur la connaissance du bloc reçu \mathbf{R}'_k et du bloc précédemment reçu \mathbf{R}'_{k-1} . Le principe du récepteur CD est le suivant : trouver les symboles différentiels A et B qui maximisent $\mathbb{R} \left\{ \text{Tr} \left[\tilde{\mathbf{V}}_k^H (\mathbf{R}'_{k-1})^H \mathbf{R}'_k \right] \right\}$ ⁽²⁸⁾.

On peut améliorer cette métrique en mettant en place comme dans un cas SISO un détecteur différentiel à symboles multiples ou MSD⁽²⁹⁾ ou un détecteur différentiel à retour de décision ou DFDD⁽³⁰⁾ [68].

Sur canal Gaussien, en considérant par exemple $N = 3$ blocs reçus, le principe du MSD est d'estimer deux matrices différentielles $\hat{\mathbf{V}}_{k-1}$ et $\hat{\mathbf{V}}_k$ de la manière suivante :

$$\left(\hat{\mathbf{V}}_{k-1}, \hat{\mathbf{V}}_k \right) = \arg \max_{\tilde{\mathbf{V}}_{k-1}, \tilde{\mathbf{V}}_k} \mathbb{R} \left\{ \text{Tr} \left[\tilde{\mathbf{V}}_k^H (\mathbf{R}'_{k-1})^H \mathbf{R}'_k + \tilde{\mathbf{V}}_{k-1}^H (\mathbf{R}'_{k-2})^H \mathbf{R}'_{k-1} + \tilde{\mathbf{V}}_k^H \tilde{\mathbf{V}}_{k-1}^H (\mathbf{R}'_{k-2})^H \mathbf{R}'_k \right] \right\} \quad (2.90)$$

En posant $\tilde{\mathbf{V}}_{k-1} = \hat{\mathbf{V}}_{k-1}$, on en déduit le principe du DFDD pour $N = 3$:

$$\hat{\mathbf{V}}_k = \arg \max_{\tilde{\mathbf{V}}_k} \mathbb{R} \left\{ \text{Tr} \left[\tilde{\mathbf{V}}_k^H (\mathbf{R}'_{k-1} + \mathbf{R}'_{k-2} \hat{\mathbf{V}}_{k-1})^H \mathbf{R}'_k \right] \right\} \quad (2.91)$$

L'expression générale d'un récepteur DFDD sur canal Gaussien pour un codage espace-temps différentiel de type d'Alamouti et plus généralement orthogonal est la suivante :

$$\hat{\mathbf{V}}_k = \arg \max_{\tilde{\mathbf{V}}_k} \mathbb{R} \left\{ \text{Tr} \left[\tilde{\mathbf{V}}_k^H (\mathbf{R}'_{eq})^H \mathbf{R}'_k \right] \right\} \quad (2.92)$$

avec $\mathbf{R}'_{eq} = \mathbf{R}'_{k-1} + \sum_{i=2}^{N-1} \mathbf{R}'_{k-i} \prod_{l=1}^{i-1} \hat{\mathbf{V}}_{k-i+l}$.

Sur canal réel, il est nécessaire comme dans un cas SISO de mettre en place un filtre de prédiction linéaire dont les coefficients p sont calculés à partir de l'algorithme des moindres carrés récursifs ou RLS⁽³¹⁾ [69]. Les coefficients sont obtenus en considérant le premier symbole du bloc temps-espace reçu [63]. L'expression générale d'un récepteur DFDD sur canal réel pour un codage espace-temps différentiel orthogonal est la suivante :

$$\hat{\mathbf{V}}_k = \arg \max_{\tilde{\mathbf{V}}_k} \mathbb{R} \left\{ \text{Tr} \left[\tilde{\mathbf{V}}_k^H (\mathbf{R}'_{eq})^H \mathbf{R}'_k \right] \right\} \quad (2.93)$$

⁽²⁷⁾Conventional Detector

⁽²⁸⁾Trouver dans un ensemble ν le complexe \tilde{A} le plus proche du complexe A revient à minimiser $\|A - \tilde{A}\|^2$, ce qui revient à maximiser la quantité $\mathbb{R}(A)\mathbb{R}(\tilde{A}) + \mathbb{I}(A)\mathbb{I}(\tilde{A})$ qui n'est autre que la partie réelle du produit $A\tilde{A}^*$ et ou du produit $A^*\tilde{A}$.

⁽²⁹⁾Multiple Symbol Differential Detector

⁽³⁰⁾Decision Feedback Differential Detection

⁽³¹⁾Recursive Least Square

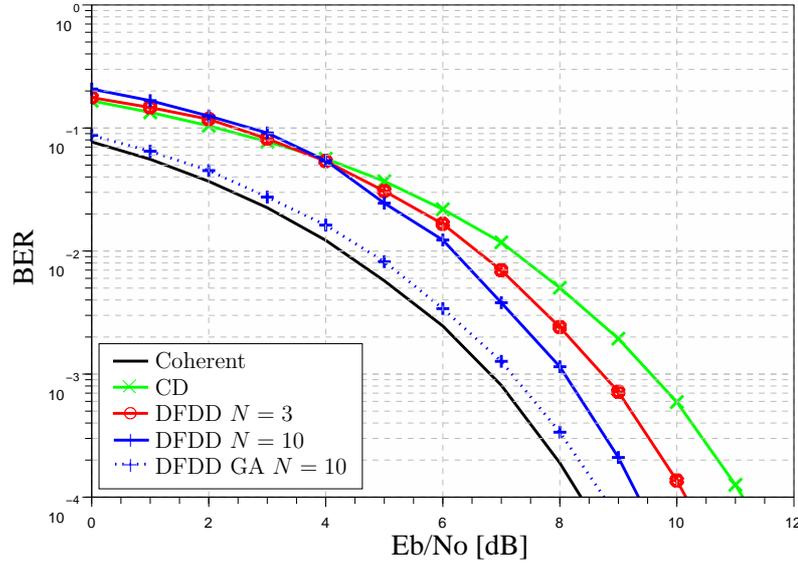


FIG. 2.7 – Performances de différents récepteurs différentiels et cohérent pour un système MIMO $N_t = 2$ $N_r = 1$ sur canal Gaussien, modulation QPSK, codage espace-temps différentiel d'Alamouti

$$\text{avec } \mathbf{R}'_{eq} = p_{1,k} \mathbf{R}'_{k-1} + \sum_{i=2}^{N-1} p_{i,k} \mathbf{R}'_{k-i} \prod_{l=1}^{i-1} \hat{\mathbf{V}}_{k-i+l}.$$

Résultats de simulation La figure 2.7 représente les courbes de performance de différents récepteurs non-cohérents et cohérent dans un contexte MIMO $N_t = 2$ $N_r = 1$. Pour les transmissions cohérente et non-cohérentes, la modulation QPSK et le codage d'Alamouti sont utilisés. Enfin, les performances sont données sur canal AWGN.

On observe une perte de 3 dB entre les performances du CD et celles du système cohérent. Cette perte est classiquement évoquée dans les articles lorsqu'on argumente le choix d'une transmission cohérente avec estimation de canal vis-à-vis d'une transmission non-cohérente. De plus, cette perte est réduite par l'utilisation du récepteur non-cohérent DFDD. Ainsi, en posant $N = 3$, les performances de la transmission non-cohérente sont améliorées de 1 dB avec le DFDD, et de 1.5 dB en posant $N = 10$. Enfin, l'écart entre les performances de la transmission non-cohérente avec $N = 10$ et la transmission cohérente est simplement de 0.5 dB en considérant l'hypothèse que les symboles estimés sont parfaitement connus en réception. Ce récepteur est noté GA⁽³²⁾ et constitue une borne théorique pour les récepteurs à retour de décision.

⁽³²⁾Genie Aided

2.3.2.4 Association avec codage de canal

Fonction densité de probabilité conditionnelle Dans cette partie, nous considérons une transmission avec absence de connaissance de canal en réception. La fonction densité de probabilité (pdf⁽³³⁾) conditionnelle de \mathbf{R}_k est donné par la relation suivante :

$$p(\mathbf{R}_k|\mathbf{S}_k) = \frac{\exp\left(-\text{Tr}\left\{\mathbf{R}_k \boldsymbol{\Sigma}_k^{-1} \mathbf{R}_k^H\right\}\right)}{|\pi \boldsymbol{\Sigma}_k|^{N_r}} \quad (2.94)$$

avec $\boldsymbol{\Sigma}_k = \mathbf{I} + \frac{1}{\sigma_n^2} \mathbf{S}_k^H \mathbf{S}_k$ [62]. En considérant $\mathbf{S}^H \mathbf{S} = T \mathbf{I}$, $\boldsymbol{\Sigma}_k^{-1}$ peut s'écrire :

$$\boldsymbol{\Sigma}_k^{-1} = \mathbf{I} - \frac{\frac{1}{\sigma_n^2}}{T \frac{1}{\sigma_n^2} + 1} \mathbf{S}_k^H \mathbf{S}_k \quad (2.95)$$

La pdf conditionnelle est donc égale à :

$$p(\mathbf{R}_k|\mathbf{S}_k) = \frac{\exp\left(-\text{Tr}\left\{\mathbf{R}_k \left(\mathbf{I} - \frac{\frac{1}{\sigma_n^2}}{T \frac{1}{\sigma_n^2} + 1} \mathbf{S}_k^H \mathbf{S}_k\right) \mathbf{R}_k^H\right\}\right)}{|\pi \left(\mathbf{I} + \frac{1}{\sigma_n^2} \mathbf{S}_k^H \mathbf{S}_k\right)|^{N_r}} \quad (2.96)$$

En posant $\mathbf{S} = [\mathbf{S}_0, \dots, \mathbf{S}_K]$ la séquence émise et $\mathbf{R} = [\mathbf{R}_0, \dots, \mathbf{R}_K]$ la séquence reçue, la pdf conditionnelle s'écrit :

$$p(\mathbf{R}|\mathbf{S}) = \frac{\exp\left(-\text{Tr}\left\{\mathbf{R} \left(\mathbf{I} - \frac{\frac{1}{\sigma_n^2}}{T \frac{1}{\sigma_n^2} + 1} \mathbf{S}^H \mathbf{S}\right) \mathbf{R}^H\right\}\right)}{|\pi \left(\mathbf{I} + \frac{1}{\sigma_n^2} \mathbf{S}^H \mathbf{S}\right)|^{N_r}} \quad (2.97)$$

En tenant compte de l'information extrinsèque sur les bits, Han dans [70] propose d'écrire la pdf conditionnelle en tenant compte de l'information extrinsèque sur les bits et évalue l'information en sortie du décodeur de la manière suivante :

$$\mathcal{L}_c[b_k] = \ln \frac{p(\mathbf{R}|b_k = +1)}{p(\mathbf{R}|b_k = -1)} \quad (2.98)$$

$$= \ln \frac{\sum_{\mathbf{S}: b_k = +1} \exp(\varrho \text{Tr}\{\mathbf{R} \mathbf{S}^H \mathbf{S} \mathbf{R}^H\}) \prod_{\substack{l=1 \\ l \neq k}} P(b_l)}{\sum_{\mathbf{S}: b_k = -1} \exp(\varrho \text{Tr}\{\mathbf{R} \mathbf{S}^H \mathbf{S} \mathbf{R}^H\}) \prod_{\substack{l=1 \\ l \neq k}} P(b_l)} \quad (2.99)$$

avec $\varrho = \frac{\frac{1}{\sigma_n^2}}{T \frac{1}{\sigma_n^2} + 1}$.

⁽³³⁾probability density function

Récepteurs CD et DFDD Han traite dans [70] le cas CD et DFDD. Le cas CD correspond au cas $K = 1$ et l'expression de $\mathcal{L}_c [b_k]$ est donnée par :

$$\mathcal{L}_c [b_k] = \ln \frac{\sum_{\mathbf{V}_k: b_k = +1} \exp(\varrho \Re \{ \text{Tr}(\mathbf{Y}_{\text{CD}}) \}) \prod_{\substack{l=1 \\ l \neq k}} P(b_l)}{\sum_{\mathbf{V}_k: b_k = -1} \exp(\varrho \Re \{ \text{Tr}(\mathbf{Y}_{\text{CD}}) \}) \prod_{\substack{l=1 \\ l \neq k}} P(b_l)} \quad (2.100)$$

avec $\mathbf{Y}_{\text{CD}} = \mathbf{V}_k^H (\mathbf{R}'_{k-1})^H \mathbf{R}'_k$. Dans le cas DFDD avec $K > 1$, $\mathcal{L}_c [b_k]$ est égale à :

$$\mathcal{L}_c [b_k] = \ln \frac{\sum_{\mathbf{V}_k: b_k = +1} \exp(\varrho \Re \{ \text{Tr}(\mathbf{Y}_{\text{DFDD}}) \}) P(b_{k+1})}{\sum_{\mathbf{V}_k: b_k = -1} \exp(\varrho \Re \{ \text{Tr}(\mathbf{Y}_{\text{DFDD}}) \}) P(b_{k+1})} \quad (2.101)$$

avec

$$\mathbf{Y}_{\text{DFDD}} = \mathbf{V}_k^H (\mathbf{R}'_{eq})^H \mathbf{R}'_k \quad (2.102)$$

$$\mathbf{R}'_{eq} = p_{1,k} \mathbf{R}'_{k-1} + \sum_{i=2}^K p_{i,k} \mathbf{R}'_{k-i} \prod_{l=1}^{i-1} \hat{\mathbf{V}}_{k-i+l} \quad (2.103)$$

L'équation (2.101) nécessite une estimée des matrices différentielles. Pour la borne théorique, ces estimées sont parfaitement connues en réception (récepteur GA). Dans la pratique, grâce à l'information extrinsèque apportée par le décodage de canal, un récepteur itératif est mis en place.

Représentation en treillis Le codage espace-temps différentiel peut être représenté par un treillis et donc décodé par l'algorithme du BCJR comme proposé dans [71]. Le décodeur différentiel et le décodeur de canal séparés par un entrelaceur s'échangent les informations extrinsèques et ainsi les performances du système s'améliore de manière itérative. Cette technique est intéressante dans un cas mono-antenne comme évoqué dans [72]. En revanche, la principale difficulté dans un cas MIMO se situe au niveau de la complexité du décodage différentiel liée au nombre d'états du treillis. Ainsi, pour une modulation BPSK et un codage différentiel en groupe, le nombre d'états du treillis est égal à 4 et passe à 16 pour une simple modulation QPSK. Afin de pouvoir comparer à complexité égale les systèmes cohérents et non-cohérents, nous ne considérons donc pas dans cette étude ce schéma de décodage.

2.3.2.5 Association avec une transmission multi-porteuse

La technologie OFDM peut être associée au codage espace-temps différentiel. Etant donné que la trame OFDM a deux dimensions, fréquentielle et temporelle,

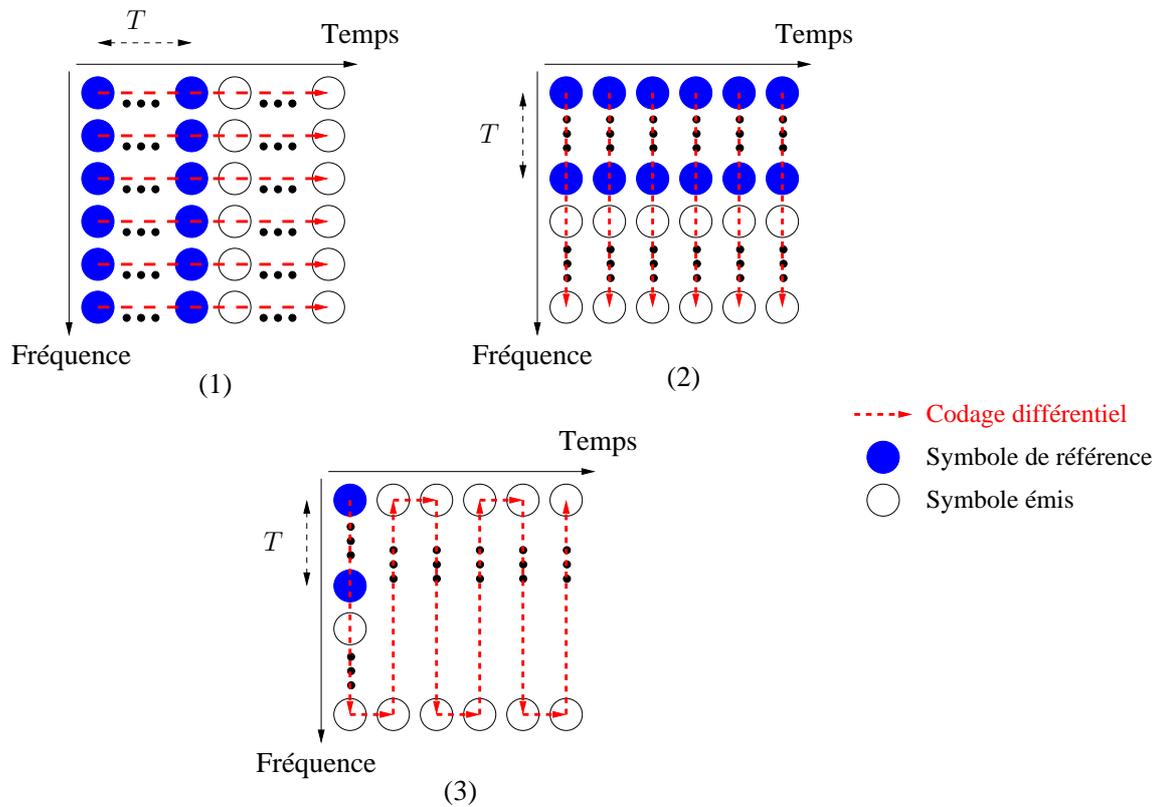


FIG. 2.8 – Différentes associations de codage différentiel avec la transmission OFDM. (1) Codage différentiel en temps. (2) Codage différentiel en fréquence. (3) Technique hybride proposée

la modulation différentielle peut être effectuée soit pour chaque sous-porteuse (codage différentiel en temps), soit d'une sous-porteuse à l'autre pour chaque symbole OFDM (codage différentiel en fréquence), soit les deux, avec par exemple un codage différentiel pour le premier symbole OFDM en fréquence puis un codage différentiel pour chaque sous-porteuse d'un symbole OFDM à l'autre [73].

Pour le codage différentiel en temps, les premiers symboles OFDM émis servent de symboles de référence. En posant N_{mod} le nombre de sous-porteuses modulées, le récepteur doit mettre en place N_{mod} récepteurs différentiels indépendants de type CD ou DFDD, ce qui accroît fortement la complexité. De plus, les performances du système dépendent essentiellement de la sélectivité temporelle du canal.

Pour le codage différentiel en fréquence, les premières sous-porteuses du spectre modulé servent de sous-porteuses de référence. Dans ce cas, pour chaque symbole OFDM reçu, le récepteur met en place un seul détecteur différentiel CD ou DFDD, remis à jour pour chaque symbole OFDM. C'est pourquoi nous nous concentrons sur cette technique de codage. A noter que les performances dépendront de la sélectivité fréquentielle du canal. Enfin, Lin dans [74] effectue une comparaison

des différents récepteurs non-cohérents sur différents canaux sélectifs en temps et en fréquence. Il montre que le récepteur CD offre le rapport complexité/performance le plus intéressant.

La nouvelle solution que nous proposons est une technique hybride de codage différentiel en fréquence et en temps où le nombre de sous-porteuses de référence est inférieur à la technique précédente, où les performances sont robustes face à la vitesse de variation du canal et où la complexité est équivalente au codage différentiel en fréquence. Il s'agit de répartir les symboles émis dans la trame de telle sorte que l'hypothèse de constance sur les coefficients des sous-canaux soit la mieux respectée possible (voir partie 2.3.1.3).

Étalement de spectre Dans un contexte SISO MC-CDMA, il a été montré dans [7] que l'association d'un codage différentiel ne permettait pas d'atteindre de bonnes performances en comparaison avec les techniques cohérentes en liaison descendante et montante. En effet, dans le cas où la modulation différentielle est effectuée après l'opération d'étalement, la propriété d'orthogonalité des codes n'est plus vérifiée. Dans le cas où elle est réalisée avant l'opération d'étalement, le désétalement ne peut être effectué correctement car aucun traitement ne restaure l'orthogonalité entre utilisateurs. Une autre technique consiste à effectuer l'opération de codage différentiel après la somme des signaux des différents utilisateurs. Cependant, le codage différentiel nécessite d'utiliser des symboles appartenant à une modulation de type PSK, ce qui n'est pas le cas ici. On retrouve les mêmes problématiques avec le codage espace-temps différentiel MIMO associé aux technologies d'étalement de spectre [75].

2.3.3 Bilan sur les transmissions non-cohérentes

Le codage espace-temps différentiel présente la caractéristique de ne nécessiter aucune connaissance du canal en réception. Ainsi, aucune technique d'estimation de canal n'est requise ce qui implique un gain en complexité en réception vis-à-vis de systèmes cohérents. De plus, nous verrons dans le chapitre suivant que l'estimation de canal implique dans la majorité des systèmes une insertion de symboles connus dans la trame, donc entraînant une perte d'efficacité spectrale, ce qui n'est pas le cas pour les transmissions non-cohérentes. Cependant, le décodage MIMO non-cohérent nécessite de calculer les métriques de l'ensemble des matrices différentielles possibles. Or, le nombre d'éléments de cet ensemble est égal à $2^{N_t R_d}$ avec R_d le rendement en bit/canaux utilisés (voir partie 2.3.1). Prenons l'exemple du codage différentiel d'Alamouti avec une modulation BPSK. Dans ce cas $L_d = 4$. Si on considère une modulation QPSK, dans ce cas $L_d = 16$. Ainsi, la complexité de détection s'accroît exponentiellement en fonction de l'ordre de modulation. De plus, l'utilisation d'un codage espace-temps différentiel présentent des contraintes importantes qu'il faut prendre en compte dans l'association avec les technologies de transmission de type OFDM ou MC-CDMA.

2.4 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté les différentes techniques à l'émission de codage espace-temps. Les codes orthogonaux comme le code d'Alamouti permettent à la fois d'exploiter la diversité spatiale et de simplifier le processus d'égalisation en réception. En effet, sous hypothèse d'une constance des sous-canaux sur le temps de latence du codage espace-temps, les codes orthogonaux ne présentent aucune interférence co-antenne. Cependant, afin d'augmenter le rendement du codage espace-temps, il est nécessaire d'utiliser des codes non-orthogonaux. Dans ce cas, un récepteur itératif basé sur l'échange d'information entre l'égaliseur et le codage de canal permet de traiter l'interférence co-antenne. Ce récepteur itératif peut être utilisé dans un contexte MIMO LP-OFDM et MIMO MC-CDMA où d'autres interférences doivent être traitées. Dans la suite de l'étude, nous utiliserons ce récepteur itératif pour les schémas de transmission présentant de l'interférences. La dernière partie du chapitre est consacrée à un état de l'art des techniques de transmission MIMO non-cohérentes. Ces techniques présentent l'intérêt de ne nécessiter aucune estimation de canal en réception. Elles présentent donc un gain en complexité en réception et un gain en efficacité spectrale en comparaison avec les transmissions cohérentes. Cependant, en émission, les schémas MIMO avec codage espace-temps différentiel présentent moins de flexibilité que les transmissions cohérentes, en particulier pour des rendements espace-temps supérieurs à l'unité. De plus, en réception, la complexité du détecteur différentiel est supérieure à celle de l'égaliseur en transmission cohérente. D'autre part, l'association du codage différentiel avec des techniques d'accès multiples par étalement de spectre ne présente pas un réel intérêt en comparaison avec les techniques cohérentes. Néanmoins, nous présenterons des résultats de simulation dans le prochain chapitre afin de comparer ces techniques avec les transmissions MIMO cohérentes avec estimation de canal réaliste sur canal sélectif en temps et en fréquence. Enfin, nous avons proposé pour les transmissions MIMO-OFDM non-cohérentes une nouvelle technique de répartition des symboles émis dans la trame multi-porteuse basée sur un codage différentiel en fréquence et en temps. Cette nouvelle technique permet de diminuer le nombre de symboles de référence tout en conservant de bonnes performances sur canaux sélectifs en temps : elle sera testée dans le prochain chapitre.

Chapitre 3

Estimation de canal basée sur les symboles pilotes

Sommaire

3.1	Introduction	56
3.1.1	Techniques supervisées	56
3.1.2	Techniques aveugles	57
3.1.3	Techniques semi-aveugles avec retour de décision	57
3.1.4	Bilan	57
3.2	Insertion de symboles pilotes	58
3.2.1	Principe	58
3.2.2	Contraintes	58
3.2.3	Problématique du PAPR	60
3.2.4	Perte en efficacité spectrale et en puissance	61
3.3	Construction des séquences d'apprentissage	61
3.3.1	Principe à l'émission	62
3.3.2	Principe en réception	62
3.3.3	Bilan	64
3.4	Techniques d'interpolation	64
3.4.1	Principe	64
3.4.2	Interpolations de type LMMSE	66
3.5	Résultats de simulation	71
3.5.1	Paramètres	71
3.5.2	Comparaisons avec transmissions non-cohérentes	75
3.5.3	Sélectivité du canal et ordre de modulation	77
3.5.4	Influence de l'estimation de canal sur les techniques itératives à annulation d'interférences	82
3.6	Conclusion	84

Les systèmes cohérents se différencient des systèmes non-cohérents par une phase d'estimation de canal en réception. En effet, le récepteur cohérent nécessite une égalisation du signal reçu donc une connaissance des coefficients des sous-canaux. Cette phase d'estimation est généralement effectuée grâce à des symboles connus du récepteur appelés symboles pilotes et insérés dans la trame de transmission. Nous allons nous intéresser dans ce chapitre aux techniques de répartition des symboles pilotes dans la trame émise et aux algorithmes de traitement de ces symboles pilotes adaptés à un contexte multi-antennes multi-porteuses. La dernière partie du chapitre est consacrée aux résultats de simulation obtenus pour plusieurs estimateurs de canal sur différents systèmes MIMO et pour des canaux sélectifs en temps et en fréquence. Enfin, une comparaison entre une transmission cohérente avec estimation de canal réaliste et une transmission non-cohérente est réalisée dans un contexte MIMO-OFDM.

3.1 Introduction

Les performances des systèmes cohérents sont directement liées à la qualité de l'estimation du canal de propagation. Dans les systèmes MIMO-OFDM cohérents, le récepteur doit estimer pour chaque sous-porteuse utile, c'est-à-dire associée à une donnée utile, et pour chaque symbole OFDM un ensemble de $N_t \times N_r$ coefficients (voir partie 2.2). Les propriétés de sélectivité du canal de transmission, la puissance du bruit et le système MIMO utilisé sont autant de points qui doivent être pris en compte dans la construction de la trame émise ainsi que dans les algorithmes d'estimation de canal MIMO-OFDM.

On distingue dans la littérature trois grandes catégories d'estimation de canal détaillées dans la suite du document :

- l'insertion de symboles pilotes,
- les techniques aveugles,
- les techniques semi-aveugles avec retour de décision.

3.1.1 Techniques supervisées

La première technique d'estimation de canal rencontrée dans la littérature est dite supervisée et notée DA⁽¹⁾ ou PSAM⁽²⁾ [76]. Elle se base sur l'insertion dans la trame de symboles connus du récepteur appelés symboles pilotes ou symboles de référence. Un symbole connu de l'émetteur et du récepteur émis sur une sous-porteuse est appelé symbole pilote, la sous-porteuse associée étant la sous-porteuse pilote. Un symbole OFDM est dit symbole OFDM pilote quand l'ensemble de ses sous-porteuses modulées est dédié à l'estimation de canal. Une séquence d'apprentissage ou "training

⁽¹⁾Data Aided

⁽²⁾Pilot Symbol Assisted Modulation

sequence” est constituée d’un ensemble de symboles pilotes pouvant être répartis sur plusieurs symboles OFDM consécutifs. Enfin, un préambule désignera un symbole OFDM pilote ou une succession de symboles OFDM pilotes émis.

La technique DA est généralement utilisée car simple à mettre en oeuvre à l’émission et en réception. L’inconvénient majeur de la technique DA est une perte d’efficacité spectrale due à l’insertion des symboles pilotes donc de données connues parmi le flux de données transmises.

3.1.2 Techniques aveugles

La seconde technique répond directement au problème de la perte d’efficacité spectrale rencontrée précédemment. En effet elle ne nécessite aucune insertion de symboles pilotes dans la trame. On parle alors de techniques d’estimation autodidactes ou aveugles. Ces techniques sont notées par opposition à la première catégorie NDA⁽³⁾. Elles sont basées sur la connaissance de certaines propriétés statistiques du signal reçu. On peut citer parmi les propriétés du signal OFDM exploitées la redondance due à l’insertion du préfixe cyclique, l’utilisation du caractère fini de la constellation utilisée ou encore le caractère corrélé du signal reçu avec précodage linéaire à l’émission [77]. Les principales difficultés des techniques aveugles résident dans la complexité de mise en oeuvre, un temps de convergence long et une ambiguïté sur les estimées pouvant néanmoins être levée grâce à l’insertion de symboles pilotes, nous ramenant donc à la première catégorie.

3.1.3 Techniques semi-aveugles avec retour de décision

Pour la troisième catégorie appelée à ”retour de décision” ou DD⁽⁴⁾, l’estimation de canal est réalisée non seulement grâce aux symboles pilotes mais aussi grâce aux signaux émis estimés. Cette catégorie est également qualifiée de ”semi-aveugle” car elle utilise à la fois des données connues et des données estimées. L’inconvénient de cette approche est que l’estimation de canal est très sensible aux erreurs de détection sur les symboles estimés. Pour minimiser l’influence de ces erreurs, le décodage de canal est utilisé pour reconstruire les symboles estimés comme dans un processus itératif de traitement d’interférences co-antenne (voir partie 2.2.1). Cet aspect est traité dans le chapitre 5.

3.1.4 Bilan

Les techniques les plus utilisées car offrant un bon compromis performance/complexité sont basées sur l’insertion de symboles connus dans la trame. Nous avons donc

⁽³⁾Non Data Aided

⁽⁴⁾Decision Directed

choisi dans la suite de l'étude de détailler ces techniques, d'isoler les problématiques propres au canal MIMO et d'optimiser la construction des séquences d'apprentissage et les algorithmes d'estimation.

L'optimisation des algorithmes ainsi que les répartitions et constructions des séquences d'apprentissage se font selon quatre critères. Le premier concerne la simplicité de mise en oeuvre à l'émission et en réception. Le second porte sur la robustesse vis-à-vis d'un grand nombre de sous-canaux à estimer. Le troisième vise à conserver un rapport (nombre de données utiles/nombre de symboles pilotes) le plus élevé possible. Enfin le quatrième est relatif au maintien d'une faible consommation de puissance au niveau des symboles pilotes.

3.2 Insertion de symboles pilotes

3.2.1 Principe

Dans un contexte multi-porteuses, une trame est représentée dans les dimensions fréquentielle et temporelle. La dimension fréquentielle correspond aux sous-porteuses et la dimension temporelle aux symboles OFDM successifs. Les symboles pilotes peuvent être insérés dans ces deux dimensions. Cette insertion est classiquement effectuée dans le domaine fréquentiel, c'est-à-dire avant la modulation OFDM *i.e.* dans le flux des données utiles (voir figure 3.1).

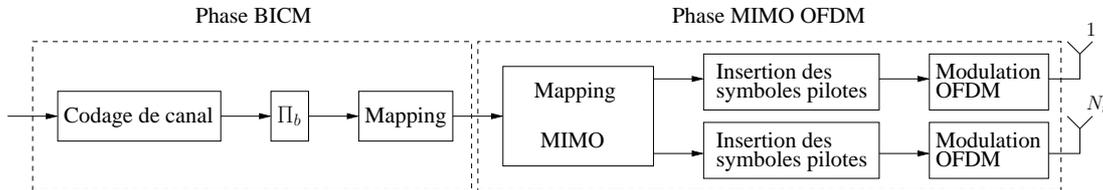


FIG. 3.1 – Schéma de transmission MIMO-OFDM

Afin d'estimer de manière unique l'ensemble des sous-canaux en réception, la construction des séquences d'apprentissage doit être optimisée en fonction des propriétés du canal de transmission et du contexte MIMO, plus précisément du nombre d'antennes en émission N_t . Dans la suite du chapitre ces aspects d'optimisation seront détaillés et nous présenterons les effets de l'insertion de symboles pilotes en terme d'efficacité spectrale et de puissance à prendre en compte dans l'exploitation des résultats.

3.2.2 Contraintes

3.2.2.1 Canal de propagation

Le choix optimal des motifs de répartition des symboles pilotes dans la trame de transmission dépend des caractéristiques du canal de propagation. Soit Δ_f l'espace-

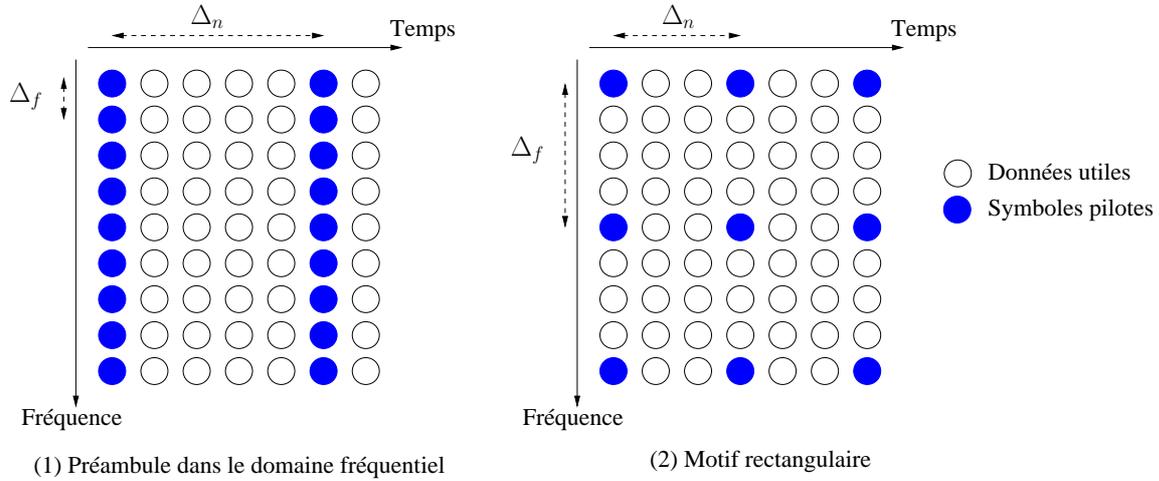


FIG. 3.2 – Représentation de différents motifs de répartition de symboles pilotes pour des systèmes multi-porteuses

ment dans le domaine fréquentiel et Δ_n l'espacement dans le domaine temporel entre deux symboles pilotes.

Rappel dans un cas mono-antenne D'après le théorème d'échantillonnage, l'estimation de canal est correcte si les écarts Δ_f et Δ_n respectent les conditions suivantes :

$$\Delta_n \leq \frac{T_c}{2} \quad (3.1)$$

$$\Delta_f \leq \frac{B_c}{2} \quad (3.2)$$

avec T_c et B_c respectivement le temps de cohérence et la bande de cohérence définis dans la partie 1.1. De nombreux motifs de répartition existent et leur robustesse vis-à-vis de la sélectivité temporelle et fréquentielle du canal est directement liée aux contraintes formulées par les équations respectivement (3.1) et (3.2).

La figure 3.2 donne deux exemples de répartition de symboles pilotes. La première répartition correspond à l'émission d'un préambule dans le domaine fréquentiel. En effet, l'ensemble des sous-porteuses modulées d'un symbole OFDM est dédié à l'estimation de canal : on parle de symbole OFDM pilote entier ou "full pilot". Cette répartition est robuste vis-à-vis de la sélectivité fréquentielle du canal car Δ_f est réduit simplement à l'écart entre deux sous-porteuses. En revanche, ce motif est adapté pour des canaux quasi-stationnaires c'est-à-dire dont les coefficients de canaux par sous-porteuse varient peu d'un symbole OFDM à l'autre. On peut noter que le dual de ce motif existe. Il s'agit de dédier certaines sous-porteuses uniquement à l'estimation de canal pendant toute la durée de la transmission. Dans ce cas, l'estimation de canal sera robuste vis-à-vis de la variation temporelle du canal d'un symbole OFDM à l'autre. Cependant, en considérant un canal très dispersif en temps donc très sélectif en fréquence, les performances seront dégradées.

Afin d'être robuste vis-à-vis à la fois de la sélectivité temporelle et à la fois de la sélectivité fréquentielle tout en conservant un rapport nombre de symboles pilotes/nombre de données utiles le plus faible possible, d'autres motifs sont utilisés. On peut citer par exemple le motif rectangulaire représenté sur la figure 3.2. D'autres répartitions existent comme la répartition diagonale, hexagonale ou encore aléatoire, qui permettent d'utiliser contrairement au motif rectangulaire différents ensembles de sous-porteuses pilotes d'un symbole OFDM à l'autre.

Canal MIMO La répartition des symboles pilotes dans un contexte MIMO doit également vérifier les contraintes formulées par les équations (3.1) et (3.2). Etant donné que chaque séquence d'apprentissage émise par antenne est reçue sur N_r antennes de réception, les grandeurs T_c et B_c à prendre en compte doivent correspondre au temps de cohérence le plus faible et à la bande de cohérence la plus faible de l'ensemble des $N_t \times N_r$ sous-canaux SISO. Ainsi, la répartition des symboles pilotes par antenne d'émission devra être optimisée en fonction du sous-canal de propagation SISO le plus sélectif en temps et en fréquence.

3.2.2.2 Construction des trames émises

Dans un cas multi-antennes, le signal OFDM reçu sur une antenne Rx j est la superposition de N_t signaux OFDM émis. Deux contraintes s'imposent alors pour la répartition des symboles pilotes dans la trame.

Premièrement, les symboles pilotes émis sur une antenne ne doivent pas interférer sur les données utiles émises sur les autres antennes. Cette contrainte est vérifiée en utilisant la même répartition des sous-porteuses pilotes et des sous-porteuses utiles par antenne d'émission.

De plus, la construction des séquences d'apprentissage émises doit permettre d'estimer en réception de manière indépendante les $N_t \times N_r$ sous-canaux SISO constituant le canal MIMO. Une orthogonalité entre séquences d'apprentissage soit dans le domaine fréquentiel soit dans le domaine temporel doit être vérifiée. C'est pourquoi les trames proposées dans un contexte mono-antenne ne peuvent s'appliquer directement au cas multi-antennes. La partie 3.3 traite de cet aspect.

3.2.3 Problématique du PAPR

Lorsque le motif de répartition correspond à un préambule dans le domaine fréquentiel, la valeur des symboles pilotes agit directement sur le PAPR⁽⁵⁾. Lorsqu'un symbole OFDM pilote n'est constitué que de valeurs égales à +1, la valeur du PAPR au niveau de ce symbole OFDM pilote est très élevée ce qui entraîne une saturation du signal en sortie de l'amplification et par conséquent une détérioration des performances. Dans un cas multi-antennes, cette saturation apparaît sur chaque antenne d'émission.

⁽⁵⁾Peak Average Power Ratio

Une technique généralement employée, par exemple dans le projet DVB-T [78], est de générer une séquence pseudo-aléatoire ou PN⁽⁶⁾, c'est-à-dire des symboles pilotes prenant aléatoirement des valeurs $+1$ ou -1 . Les séquences GCL⁽⁷⁾ présentent de meilleures caractéristiques en terme de PAPR que les séquences PN [79]. En effet, les séquences GCL présentent une amplitude constante à la fois en temps et en fréquence, ce qui leur confère de très bonnes caractéristiques sur le PAPR [80]. Elles sont données par l'expression suivante :

$$c(p) = e^{-j2\pi \frac{p(p+1)}{2 \times N'_p}} \quad (3.3)$$

avec $c(p)$ le symbole pilote à la porteuse d'indice p et N'_p le plus petit nombre premier plus grand que le nombre de symboles pilotes N_p .

3.2.4 Perte en efficacité spectrale et en puissance

L'insertion de symboles pilotes dans le flux de données utiles entraîne une perte d'efficacité spectrale qui doit être pris en compte lors de la comparaison de systèmes utilisant des trames différentes. La perte en efficacité spectrale dans un cas SISO ou MIMO notée Q_{eff} s'exprime par :

$$Q_{eff} = \frac{\text{nombre de symboles pilotes}}{\text{nombre de symboles dans la trame}} \quad (3.4)$$

et la perte en puissance est donnée par :

$$Q_{puis} = 10 \log_{10}(1 - Q_{eff}) \quad (3.5)$$

De plus, on rencontre dans la littérature des symboles pilotes dont on a volontairement augmenté la puissance. On parle de symboles pilotes "boostés" [81]. Dans ce cas, l'estimation des coefficients de canaux au niveau des symboles pilotes est moins sensible au bruit. Cependant, afin de conserver une puissance d'émission égale au cas où les symboles pilotes sont non-boostés, il est nécessaire de diminuer la puissance des données utiles, rendant ainsi la détection des symboles plus sensible au bruit. Dans les simulations, nous ne retiendrons pas cette technique et nous comparerons les systèmes à même puissance émise.

3.3 Construction des séquences d'apprentissage

Deux techniques de répartition des symboles pilotes dans la trame répondant à la problématique MIMO énoncée dans la partie 3.2.2.2 existent. La première technique considère des séquences d'apprentissage émises par antenne orthogonales dans le domaine fréquentiel. La seconde porte sur l'orthogonalité des séquences dans le domaine

⁽⁶⁾Pseudo Noise

⁽⁷⁾Generalized Chirp Like

temporel. Cette partie détaille la construction des séquences d'apprentissage avec orthogonalité dans le domaine fréquentiel ainsi que les algorithmes en réception adaptés à ce type de construction. Les techniques utilisant l'orthogonalité dans le domaine temporel font l'objet de l'étude abordée dans le chapitre 4.

3.3.1 Principe à l'émission

La technique de construction des séquences d'apprentissage la plus généralement utilisée dans un cas multi-antennes consiste à dédier pour l'estimation de canal un ensemble de sous-porteuses constitué de symboles pilotes et de symboles nuls. La figure 3.3 (a) donne un exemple de construction pour $N_t = 2$. Comme on peut le voir sur la figure, l'insertion des symboles nuls permet d'éviter toute interférence co-antenne dans le domaine fréquentiel entre le symbole pilote émis pour une antenne et les symboles pilotes émis par les autres antennes [82]. De la même manière, certains systèmes insèrent dans la trame des symboles OFDM entiers nuls pour $N_t - 1$ antennes d'émission et un symbole OFDM pilote entier pour une seule antenne.

Une construction définissant un motif orthogonal local dans le domaine fréquentiel est envisagé dans certains articles [83]. L'orthogonalité entre plusieurs symboles pilotes est assurée par l'utilisation par exemple du motif orthogonal de type Alamouti pour $N_t = 2$ (voir figure 3.3 (b)). Les différentes estimées des réponses fréquentielles sont déterminées par les estimateurs LS et MMSE correspondant aux égaliseurs LS et MMSE rencontrés pour égaliser les données reçues dans le cas d'un codage espace-temps d'Alamouti. Dans ce cas, une erreur résiduelle sur les estimées sera plus ou moins importante en fonction de la variation du canal sur le motif local considéré.

3.3.2 Principe en réception

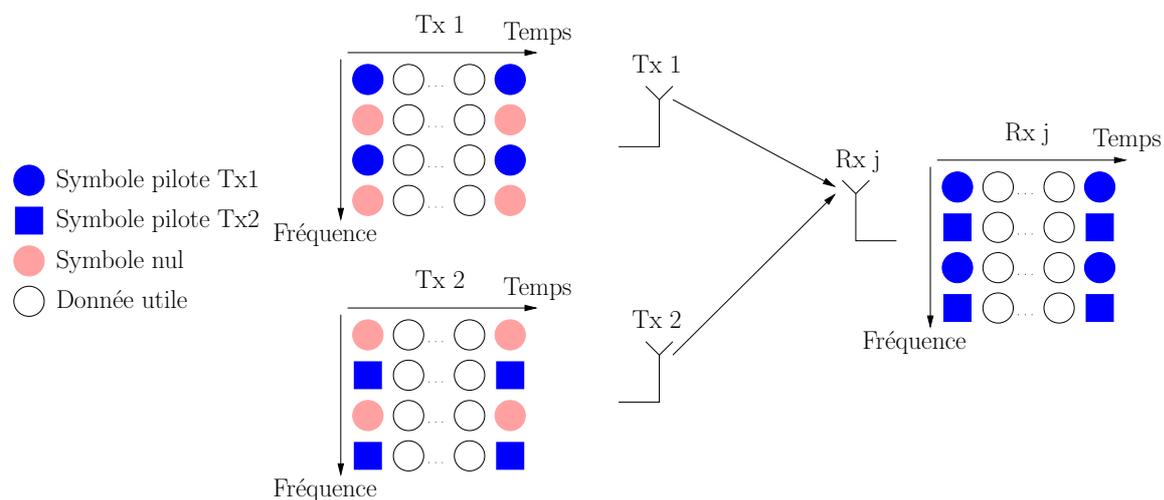
La technique d'orthogonalité dans le domaine fréquentiel par insertion de symboles nuls dans la trame permet en réception d'éviter toute interférence co-antenne sur les sous-porteuses pilotes reçues. Ainsi, chaque sous-porteuse pilote reçue correspond à un seul sous-canal (voir figure 3.3 (a)). On pose P_i le nombre de symboles pilotes non nuls associé à l'antenne Tx i . Nous avons donc le nombre de sous-porteuses pilotes

$$\text{reçues } P = \sum_{i=1}^{N_t} P_i.$$

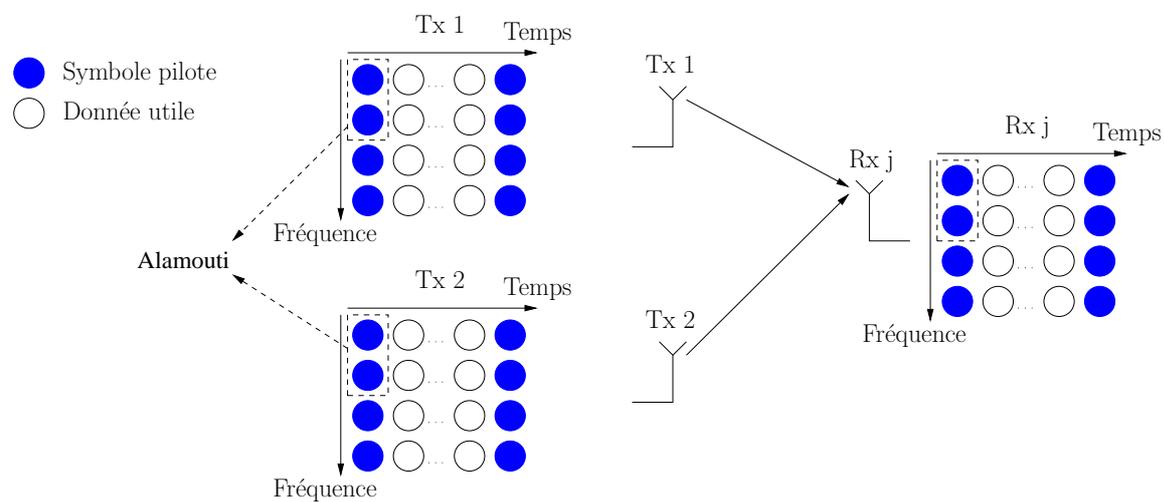
L'estimation la plus simple à mettre en oeuvre est l'estimation selon le critère des moindres carrés ou LS :

$$\hat{H}_p^{ji,LS}(b) = \frac{R_p^j(b)}{S_p^i(b)} = \frac{H_p^{ji}(b)S_p^i(b) + N^j(b)}{S_p^i(b)} = H_p^{ji}(b) + \frac{N^j(b)}{S_p^i(b)} \quad (3.6)$$

avec $p = p_1, \dots, p_{P_i}$ l'indice des symboles pilotes non nuls associés à l'antenne Tx i , $\hat{H}_p^{ji,LS}$ le coefficient du canal estimé à la sous-porteuse p , $R_p^j(b)$ le b -ième symbole OFDM reçu sur l'antenne de réception j avec b l'indice du symbole OFDM, et enfin $S_p^i(b)$ le symbole pilote émis sur l'antenne Tx i donc connu en réception [84]. Cet



(a) Motif avec insertion de symboles nuls



(b) Motif orthogonal type Alamouti au niveau des symboles pilotes

FIG. 3.3 – Exemples de construction de trame avec motifs orthogonaux dans le domaine fréquentiel $N_t = 2$

estimateur porte également le nom d'estimateur à maximum de vraisemblance ou ML.

Cet estimateur est simple à mettre en oeuvre en réception mais souffre d'une forte sensibilité au bruit (voir équation (3.6)). Afin d'améliorer la qualité de l'estimation de canal, des algorithmes de traitement des estimées LS permettent de réduire l'effet du bruit en tirant parti de la connaissance de la variance du bruit et de la corrélation temporelle et/ou fréquentielle apportées par le canal. Ils sont détaillés dans la partie 3.4.

3.3.3 Bilan

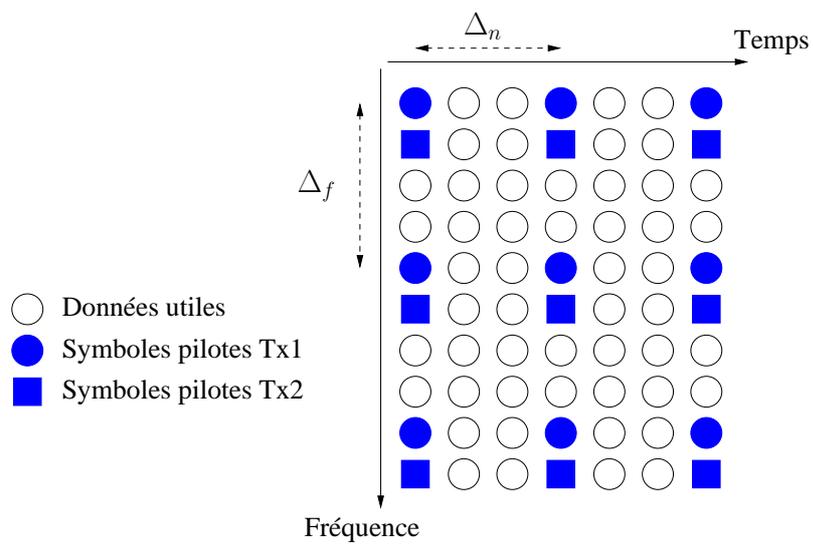
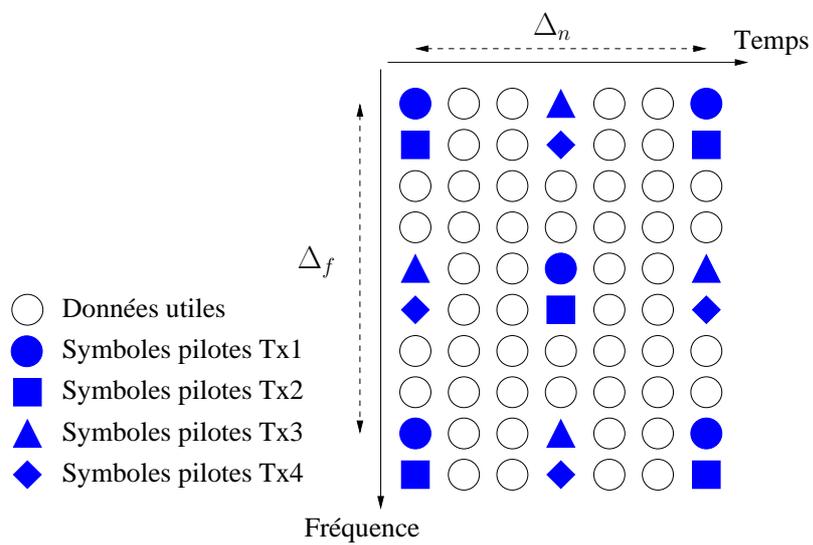
La construction des séquences d'apprentissage avec orthogonalité dans le domaine fréquentiel présente une simplicité de mise en oeuvre en émission et en réception. En effet, l'orthogonalité et donc l'estimation est réalisée dans le même domaine que la phase d'égalisation à savoir le domaine fréquentiel. Une première technique possible est basée sur l'insertion de symboles nuls. La problématique majeure de cette technique est que le nombre de symboles nuls augmente avec le nombre d'antennes en émission. Considérons par exemple les cas MIMO $N_t = 2$ et $N_t = 4$ représentés sur la figure 3.4. En utilisant le même nombre de sous-porteuses dédiées à l'estimation de canal P , le second système dispose de deux fois moins de symboles pilotes par sous-canal SISO à estimer. Ainsi l'écart entre deux symboles pilotes dédiés au même sous-canal est augmenté ce qui rend l'estimation plus sensible à la sélectivité fréquentielle et/ou temporelle. Une seconde technique considère un motif orthogonal local mais prend comme hypothèse l'invariance du canal sur ce motif, ce qui dégrade les performances pour des canaux sélectifs.

3.4 Techniques d'interpolation

Afin d'égaliser le signal reçu, le récepteur doit estimer $N_t \times N_r$ sous-canaux SISO pour l'ensemble des données utiles. C'est pourquoi, après avoir estimé au niveau des sous-porteuses pilotes les coefficients des sous-canaux, l'estimateur de canal doit interpoler ces coefficients à l'ensemble des données utiles. Les performances de l'estimateur sont donc liées d'une part à la qualité d'estimation des coefficients au niveau des symboles pilotes et d'autre part à la technique d'interpolation qui devra être robuste vis-à-vis des sélectivités temporelle et fréquentielle.

3.4.1 Principe

Etant donné que les coefficients des réponses fréquentielles des différents sous-canaux constituant le canal MIMO ont été estimés de manière indépendante, les techniques d'interpolation qui leur sont appliquées sont identiques au cas mono-antenne. Elles peuvent être effectuées en temps et/ou en fréquence en fonction du motif de répartition des symboles pilotes utilisés.

(1) $N_t = 2$ (2) $N_t = 4$ FIG. 3.4 – Répartitions de symboles pilotes dans un cas SISO et MIMO $N_t = 2$

Plusieurs techniques d'interpolation existent. Les plus simples ne tirent parti d'aucune propriété particulière du canal de propagation connue en réception. On peut par exemple citer comme interpolation dans une seule dimension l'interpolation constante, linéaire ou polynomiale [85]. Des méthodes de regression peuvent être utilisées pour diminuer l'influence du bruit sur les estimées [86]. D'autres types d'interpolations utilisent des propriétés du canal de transmission comme par exemple la fréquence Doppler maximale ou la dispersion des retards. Leur utilisation est détaillée dans la suite du chapitre.

3.4.2 Interpolations de type LMMSE

Les interpolations de type LMMSE utilisent les corrélations temporelle et/ou fréquentielle ainsi que la connaissance de la puissance du bruit pour améliorer et interpoler les estimées au niveau des symboles pilotes.

3.4.2.1 Principe

Posons $H_{k',b'}^{ji,LS}$ le coefficient estimé du sous-canal obtenu par l'algorithme LS reliant l'antenne Tx i à l'antenne Rx j pour la sous-porteuse k' du b' -ième symbole OFDM. Le principe de l'estimateur LMMSE est d'appliquer un filtre en réception sur l'ensemble des estimées $H_{k',b'}^{ji,LS}$. Ainsi, l'estimée du coefficient du sous-canal reliant l'antenne Tx i à l'antenne Rx j pour la sous-porteuse k du b -ième symbole OFDM est égale à :

$$\hat{H}_{k,b}^{ji} = \sum_{\{k',b'\} \in \mathcal{P}} w(k,b;k',b') \hat{H}_{k',b'}^{ji,LS} \quad (3.7)$$

avec \mathcal{P} l'ensemble des couples $\{k',b'\}$ où le sous-canal a été estimé. Le filtre optimal au sens de l'erreur quadratique moyenne ou MSE⁽⁸⁾ minimise la fonction de coût suivante :

$$\mathcal{J}(w(k,b)^{opt}) = \mathbb{E} \left[\|H_{k,b}^{ji} - \hat{H}_{k,b}^{ji}\|^2 \right] \quad (3.8)$$

et correspond au filtre de Wiener 2D [87] [88]. Ce filtre 2D utilise conjointement les corrélations temporelle et fréquentielle mais est complexe à mettre en oeuvre. Il est ainsi généralement remplacé par deux filtres 1D indépendants et appliqués successivement, l'un travaillant dans le domaine fréquentiel et l'autre dans le domaine temporel [89].

Considérons dans un premier temps le vecteur des coefficients estimés pour le b -ième symbole OFDM $\hat{\mathbf{H}}^{ji,b,LS} = \left[\hat{H}_0^{ji,b,LS}, \dots, \hat{H}_{N_{FFT}-1}^{ji,b,LS} \right]^T$. En considérant que la puissance des symboles pilotes émise est unitaire, le vecteur $\hat{\mathbf{H}}^{ji,b,LMMSE} \in \mathbb{C}^{N_{FFT} \times 1}$ correspondant au vecteur des coefficients estimés par l'estimateur LMMSE utilisant la corrélation fréquentielle sur l'ensemble du spectre OFDM est égal à :

$$\hat{\mathbf{H}}^{ji,b,LMMSE} = \mathcal{R}_{\mathbf{H}_b^{ji} \mathbf{H}_b^{ji}} \left(\mathcal{R}_{\mathbf{H}_b^{ji} \mathbf{H}_b^{ji}} + \sigma_n^2 \right)^{-1} \hat{\mathbf{H}}^{ji,b,LS} \quad (3.9)$$

⁽⁸⁾Mean Square Error

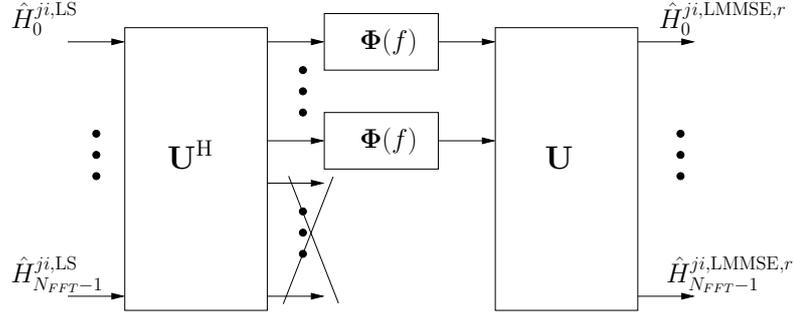


FIG. 3.5 – Estimateur LMMSE avec utilisation des fonctions de corrélations fréquentielle et temporelle

avec $\hat{\mathbf{H}}^{ji,b,LS} \in \mathbb{C}^{N_{FFT} \times 1}$ le vecteur des coefficients estimés par l'algorithme LS et $\mathcal{R}_{\mathbf{H}_b^{ji} \mathbf{H}_b^{ji}} \in \mathbb{C}^{N_{FFT} \times N_{FFT}}$ la matrice d'autocorrélation fréquentielle du canal. L'équation (3.9) permet donc d'améliorer l'estimation de canal obtenue par l'algorithme LS grâce à la connaissance de la corrélation fréquentielle du canal et de la variance du bruit. Cette technique peut être étendue au cas où seuls les coefficients de P_i sous-porteuses du spectre OFDM ont été estimés par l'algorithme LS. Dans ce cas, le vecteur $\hat{\mathbf{H}}^{ji,b,LS}$ est de taille P_i . L'estimateur LMMSE réalisant une interpolation fréquentielle à l'ensemble du spectre OFDM s'écrit :

$$\hat{\mathbf{H}}^{ji,LMMSE} = \mathcal{R}_{\mathbf{H}_{1,b}^{ji} \mathbf{H}_{2,b}^{ji}} \left(\mathcal{R}_{\mathbf{H}_{2,b}^{ji} \mathbf{H}_{2,b}^{ji}} + \sigma_n^2 \right)^{-1} \hat{\mathbf{H}}^{ji,b,LS} \quad (3.10)$$

avec $\mathbf{H}_{1,b}^{ji} \in \mathbb{C}^{N_{FFT} \times 1}$ et $\mathbf{H}_{2,b}^{ji} \in \mathbb{C}^{P_i \times 1}$.

Afin d'utiliser la corrélation temporelle apportée par le canal, deux approches existent. La première exploite la corrélation temporelle sur chaque sous-porteuse d'un symbole OFDM à l'autre. En considérant la corrélation temporelle du symbole OFDM b_1 au symbole OFDM b_2 , nous avons :

$$\hat{\mathbf{H}}^{ji,k,b_1,b_2,LMMSE \text{ Temp}} = \mathcal{R}_{\mathbf{H}_{k,b_1,b_2}^{ji} \mathbf{H}_{k,b'_1,b'_2}^{ji}} \left(\mathcal{R}_{\mathbf{H}_{k,b'_1,b'_2}^{ji} \mathbf{H}_{k,b'_1,b'_2}^{ji}} + \sigma_n^2 \right)^{-1} \hat{\mathbf{H}}^{ji,k,b'_1,b'_2,LMMSE \text{ Freq}} \quad (3.11)$$

avec $\hat{\mathbf{H}}^{ji,k,b'_1,b'_2,LMMSE \text{ Freq}}$ le vecteur des coefficients de canaux estimés d'après l'équation (3.9). La seconde approche proposée par Li dans [90] tire parti de la corrélation temporelle sur chaque trajet du canal (voir figure 3.5). Un filtre $\Phi(f)$ est appliqué à chaque trajet et est obtenu grâce à la connaissance en réception de la fréquence Doppler [90].

L'estimateur LMMSE pose deux problèmes. Le premier est la connaissance en réception des matrices de corrélations fréquentielle et/ou temporelle du canal. Le second réside dans la complexité d'une implémentation d'un tel estimateur.

3.4.2.2 Calcul des matrices de corrélation

Calcul à partir des symboles pilotes Une solution proposée dans [91] consiste à calculer et à moyennner les matrices de corrélation sur les estimées des coefficients obtenus par l'algorithme LS :

$$\mathcal{R}_{\hat{\mathbf{H}}_p^{ji} \hat{\mathbf{H}}_p^{ji}} = \mathbb{E} \left\{ \hat{\mathbf{H}}_p^{ji, \text{LS}} \left(\hat{\mathbf{H}}_p^{ji, \text{LS}} \right)^H \right\} \quad (3.12)$$

Cependant, à cause de la haute sensibilité au bruit des estimés LS, la précision de ce calcul est relativement faible. Pour améliorer cette précision, une solution consiste à calculer les matrices de corrélation à partir d'un ensemble de symboles OFDM pilotes émis en début de trame. Cependant, cette solution entraîne une perte en efficacité spectrale due à l'émission de ce préambule de symboles pilotes, qui de plus est émis périodiquement pour conserver une précision correcte sur les matrices de corrélation.

Calcul à partir de la connaissance de certaines propriétés du canal Le récepteur est capable d'estimer les matrices de corrélation à partir de certaines statistiques du canal supposées connues telles que la fréquence Doppler maximale et la dispersion des retards.

La première approche proposée dans [92] considère un PDP uniforme et une connaissance en réception de la fréquence Doppler maximale et de l'étalement maximum du canal. Posons $\Delta_k = k_2 - k_1$ l'écart entre deux sous-porteuses considéré dans le calcul de la matrice de corrélation fréquentielle et $\Delta_b = b_2 - b_1$ l'écart entre deux symboles OFDM considéré dans le calcul de la matrice de corrélation temporelle. Les matrices de corrélation fréquentielle (Freq) et en temporelle (Temps) sont alors données par :

$$\mathcal{R}_{\hat{\mathbf{H}}^{ji} \hat{\mathbf{H}}^{ji}}^{\text{Freq}} [k_1, k_2] = \frac{T_s \sin(\pi \tau_{\max}^{ji} \Delta_k / T_s)}{\pi \tau_{\max}^{ji} \Delta_k} \exp^{-j \pi \tau_{\max}^{ji} \Delta_k / T_s} \quad (3.13)$$

$$\mathcal{R}_{\hat{\mathbf{H}}^{ji} \hat{\mathbf{H}}^{ji}}^{\text{Temps}} [b_1, b_2] = \frac{\sin(2\pi f_{d\max}^{ji} \Delta_b T_s)}{2\pi f_{d\max}^{ji} \Delta_b T_s} \quad (3.14)$$

avec τ_{\max}^{ji} et $f_{d\max}^{ji}$ respectivement le retard maximum et la fréquence Doppler maximale du canal reliant l'antenne d'émission d'indice i à l'antenne de réception d'indice j .

La seconde approche développée dans [93] est obtenue en considérant une décroissance exponentielle du canal. En supposant une connaissance en réception de la dispersion des retards et une distribution uniforme des retards sur l'intervalle $[0, \tau_{\max}^{ji}]$, la matrice de corrélation fréquentielle est donnée par :

$$\mathcal{R}_{\hat{\mathbf{H}}^{ji} \hat{\mathbf{H}}^{ji}}^{\text{Freq}} [k_1, k_2] = \frac{1 - \exp^{-L \left(\frac{1}{\tau_{\text{RMS}}^{ji}} + \frac{2\pi j \Delta_k}{N_p} \right)}}{\tau_{\text{RMS}}^{ji} \left(1 - \exp^{\frac{-L}{\tau_{\text{RMS}}^{ji}}} \right) \left(\frac{1}{\tau_{\text{RMS}}^{ji}} + j 2\pi \frac{\Delta_k}{N_p} \right)} \quad (3.15)$$

avec N_p ici la taille de la fenêtre FFT et τ_{RMS}^{ji} la dispersion des retards du canal reliant l'antenne d'émission d'indice i à l'antenne de réception d'indice j . La corrélation temporelle est définie par l'équation (3.14).

Les matrices de corrélations peuvent être calculées grâce à ces équations avant toute transmission. L'estimateur LMMSE utilise donc ces matrices qui sont dans un premier temps sélectionnées dans une table ou LUT⁽⁹⁾ et réactualisées ensuite lorsque les statistiques du canal évoluent [94] [95]. L'inconvénient de l'estimateur LMMSE dans ce cas est que le calcul des matrices de corrélation dans les deux approches repose sur différentes hypothèses sur le canal de transmission et une connaissance en réception de certaines statistiques du canal.

3.4.2.3 Simplification du LMMSE

L'estimateur LMMSE dans le domaine fréquentiel (voir équation (3.10)) nécessite une inversion matricielle de taille $P_i \times P_i$. Afin de s'affranchir de cette inversion matricielle, une décomposition en valeurs singulières ou SVD⁽¹⁰⁾ associée à une réduction de rang est proposée dans [96]. En considérant la matrice de corrélation fréquentielle, on obtient :

$$\mathcal{R}_{\mathbf{H}\mathbf{H}} = \mathbf{U}\mathbf{\Lambda}\mathbf{U}^{\text{H}} \quad (3.16)$$

avec \mathbf{U} la matrice unitaire contenant les vecteurs singuliers et $\mathbf{\Lambda}$ une matrice diagonale contenant l'ensemble des valeurs singulières λ_k de $\mathcal{R}_{\mathbf{H}\mathbf{H}}$. Il est important de constater que l'amplitude des valeurs singulières λ_k devient faible après les L premières valeurs [96]. Le principe est alors de forcer à zéro un certain nombre de valeurs singulières inférieures à un seuil permettant de diminuer la complexité du calcul du filtre au prix d'une erreur d'approximation. On parle d'estimateur optimal de rang r dont le vecteur des coefficients estimés est donné par :

$$\hat{\mathbf{H}}^{ji, \text{LMMSE}, r} = \mathbf{U}\mathbf{\Delta}_r\mathbf{U}^{\text{H}} \quad (3.17)$$

avec $\mathbf{\Delta}_r$ une matrice diagonale formée des éléments :

$$\delta_k = \begin{cases} \frac{\lambda_k}{\lambda_k + \sigma_n^2} & k = 0, \dots, r - 1 \\ 0 & k = r, \dots, N_{\text{FFT}} - 1 \end{cases} \quad (3.18)$$

La figure 3.6 décrit cet estimateur LMMSE de rang r en considérant un vecteur des coefficients estimés $\hat{\mathbf{H}}^{ji, \text{LS}}$ sur l'ensemble du spectre modulé. L'estimée du vecteur LS est améliorée grâce à l'utilisation de la corrélation fréquentielle. La figure 3.7 décrit quant à elle l'estimateur LMMSE de rang r avec en entrée un vecteur de taille inférieure à la taille de la fenêtre FFT. Dans ce cas, l'estimateur LMMSE tire parti de la corrélation fréquentielle et permet d'interpoler les coefficients estimés sur les sous-porteuses pilotes à l'ensemble du spectre.

⁽⁹⁾Look-Up Table

⁽¹⁰⁾Singular Value Decomposition

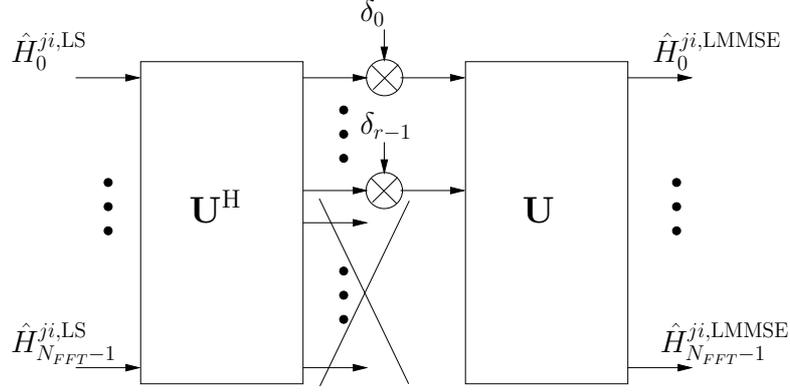


FIG. 3.6 – Estimateur LMMSE avec approximation de rang r en considérant une estimée LS sur l'ensemble du spectre modulé

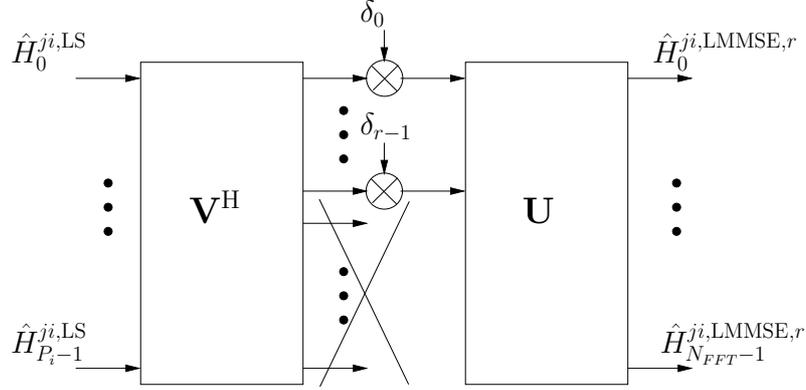


FIG. 3.7 – Estimateur LMMSE avec approximation de rang r en considérant une estimée LS sur un ensemble de sous-porteuses

Le problème est maintenant de calculer une SVD d'une matrice de taille $P_i \times P_i$. Afin de diminuer la complexité de cet estimateur, une autre solution est de diminuer la taille de la matrice à inverser. Soit $\hat{\mathbf{H}}^{ji,k_1,k_2,b,LMMSE}$ le vecteur estimé entre les sous-porteuses d'indice k_1 et k_2 . Ce vecteur est donné par l'expression suivante :

$$\hat{\mathbf{H}}^{ji,k_1,k_2,b,LMMSE} = \mathcal{R}_{\mathbf{H}_{k_1,k_2,b}^{ji} \mathbf{H}_{k_1',k_2',b}^{ji}} \left(\mathcal{R}_{\mathbf{H}_{k_1',k_2',b}^{ji} \mathbf{H}_{k_1',k_2',b}^{ji}} + \sigma_n^2 \right)^{-1} \hat{\mathbf{H}}^{ji,k_1',k_2',b,LS} \quad (3.19)$$

Plus l'écart entre les sous-porteuses k_1' et k_2' est important, plus la taille de la matrice à inverser est grande et donc plus l'implémentation est complexe. En revanche, l'estimateur LMMSE est d'autant plus efficace que cet écart est grand. Il faut donc trouver un compromis entre les performances et la complexité de l'implémentation.

3.5 Résultats de simulation

Les performances des techniques d'estimation de canal sont évaluées pour différents systèmes MIMO. Une comparaison est également réalisée avec les transmissions non-cohérentes.

3.5.1 Paramètres

3.5.1.1 Contexte MIMO étudiés

Les codages espace-temps utilisés pour les transmissions cohérentes sont données par les représentations matricielles suivantes :

$$\mathbf{S}_{\text{Al}} = \begin{bmatrix} s_1 & -s_2^* \\ s_2 & s_1^* \end{bmatrix} \quad (3.20)$$

$$\mathbf{S}_{\text{Mux } N_t=2} = \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \end{bmatrix} \quad (3.21)$$

$$\mathbf{S}_{\text{Mux } N_t=4} = \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \\ s_3 \\ s_4 \end{bmatrix} \quad (3.22)$$

avec $\mathbf{S} \in \mathbb{C}^{T \times N_t}$ la matrice de codage espace-temps. Pour les transmissions non-cohérentes, le codage espace-temps différentiel d'Alamouti est considéré.

Ces différents schémas MIMO se distinguent de deux manières. Premièrement, à l'émission, le mapping MIMO pour le codage d'Alamouti peut être réalisé en temps ou en fréquence. La figure 3.8 décrit les deux répartitions possibles après le codage d'Alamouti et avant la modulation OFDM. On parle ainsi de codage espace-fréquence et de codage espace-temps pour une répartition des symboles dans le domaine fréquentiel et dans le domaine temporel respectivement. Pour les schémas de multiplexage spatial, le mapping MIMO consiste simplement à répartir successivement les données utiles par antenne d'émission.

La seconde différence se situe en réception. Un simple égaliseur MMSE est utilisé dans le cas du codage d'Alamouti. Pour les systèmes MIMO avec multiplexage spatial, l'égaliseur MMSE-IC est mis en place pour traiter les interférences co-antenne.

Enfin, le rapport signal à bruit par bit utile E_b/N_0 se déduit du SNR de la façon suivante :

$$\frac{E_b}{N_0} = \frac{N_t}{mR_{\text{STC}}R_c} \cdot \frac{\sigma_s^2}{\sigma_n^2} \quad (3.23)$$

avec m l'ordre de modulation.

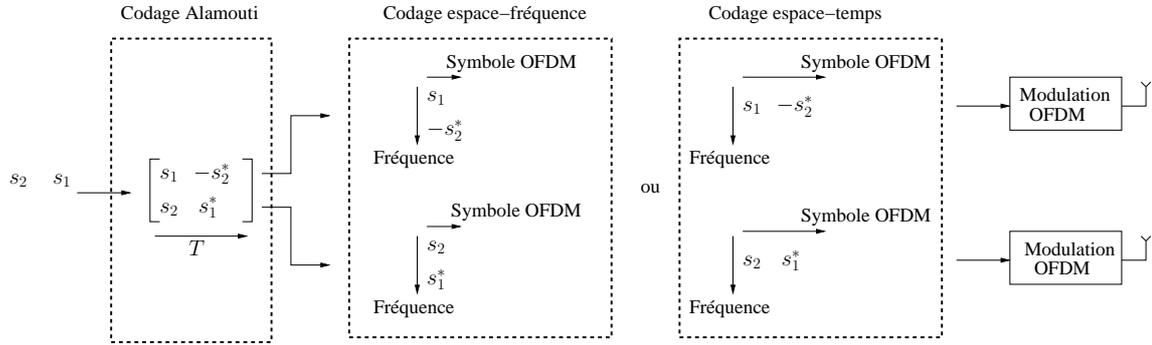


FIG. 3.8 – Mapping MIMO-OFDM pour le codage d’Alamouti. Répartition des données après codage espace-temps en fréquence ou en temps.

3.5.1.2 Paramètres de simulation

Les paramètres utilisés pour l’ensemble des simulations sont donnés par le tableau 3.1.

Codage de canal	Convolutif, $(133, 171)_o$, $R_c = 1/2$
Entrelacement	Aléatoire, taille = $N_{mod} = 704$
Taille de la FFT	1024
Intervalle de garde en échantillons	216

TAB. 3.1 – Paramètres de simulation

Trames Trois types de trame sont utilisés. Le format des trames dérive de celui utilisé dans le projet européen IST-4MORE qui s’inscrit dans le cadre de la recherche sur les systèmes radio-mobiles post-UMTS (B3G) et plus précisément dans un environnement MIMO MC-CDMA [24]. La figure 3.9 décrit les trois trames proposées.

La première notée trame (1) est utilisée pour les transmissions cohérentes : on l’appelle ”trame cohérente”. Elle contient les données utiles ainsi que les symboles pilotes nécessaires à l’estimation de canal. La construction des séquences d’apprentissage pour $N_t = 2$ et $N_t = 4$ est donnée par la figure 3.10.

La seconde trame notée trame (2) correspond à la trame utilisée pour une transmission non-cohérente où le codage espace-temps différentiel est réalisé dans le domaine fréquentiel : on l’appelle ”trame non-cohérente”. De plus, il est réinitialisé pour chaque symbole OFDM avec l’émission de 2 symboles de référence.

Enfin, la troisième trame notée trame (3) est utilisée pour une transmission non-cohérente où le codage espace-temps différentiel est réalisé grâce à la technique hybride proposée dans la partie 2.3.2.5. Cette technique nécessite moins de symboles de référence que la trame non-cohérente. On la note ”trame non-cohérente hybride”.

Afin de comparer les performances obtenues selon l’utilisation des différents systèmes associés aux différentes trames, il est nécessaire de tenir compte de l’insertion de

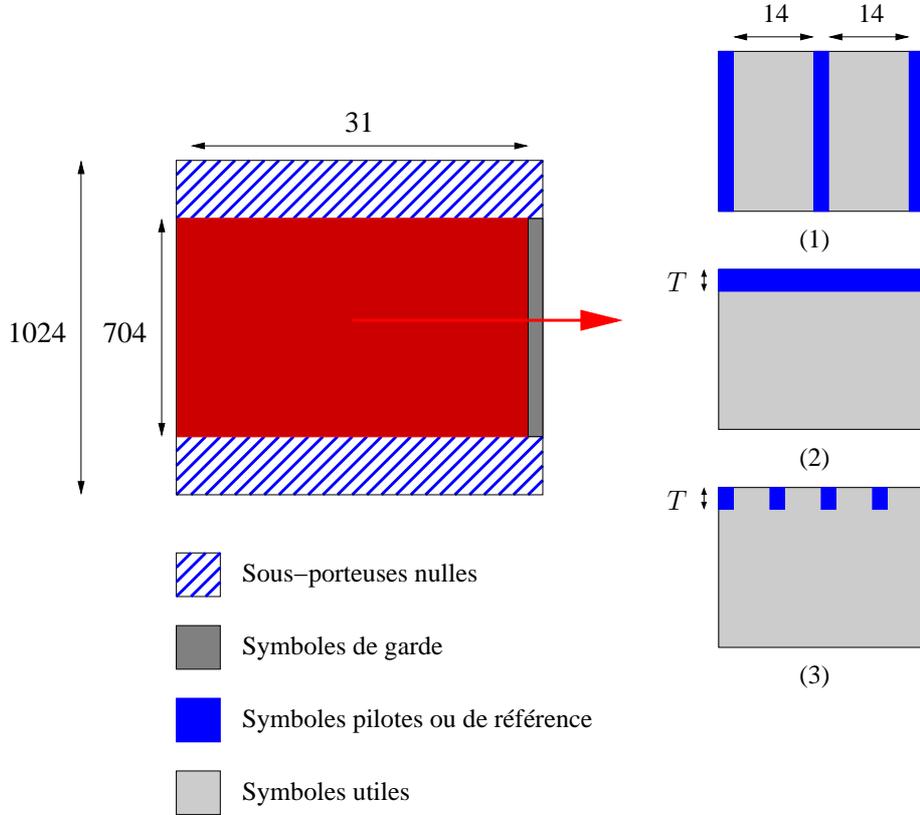


FIG. 3.9 – Format des trames utilisées. (1) : trame cohérente. (2) : trame non-cohérente. (3) : trame non-cohérente hybride.

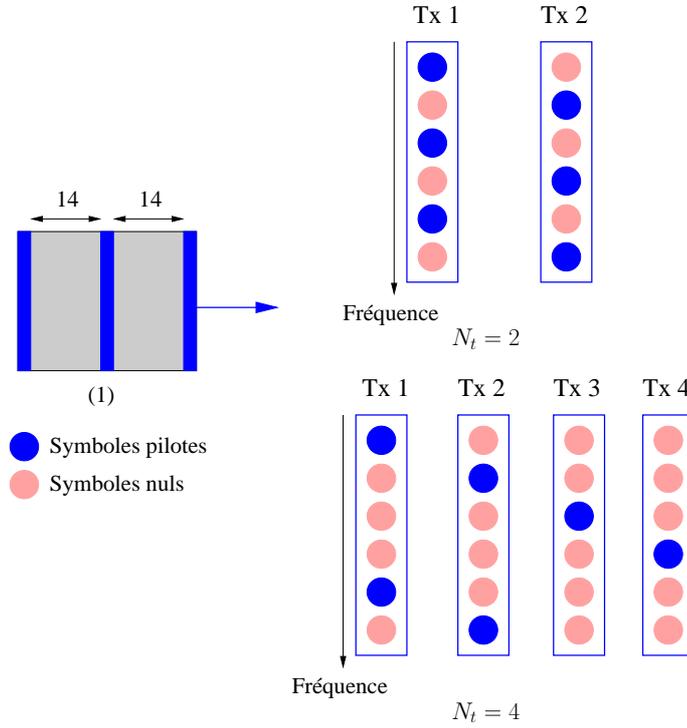
symboles connus dans les trames. Les pertes en puissance pour les différentes trames sont égales à :

$$\begin{aligned}
 Q_{puis,1} &= 10 \log_{10} \left(1 - \frac{3 \times 704}{30 \times 704} \right) = -0.5 \text{ dB} \\
 Q_{puis,2} &= 10 \log_{10} \left(1 - \frac{31 \times 2}{31 \times 704} \right) = -0.01 \text{ dB} \\
 Q_{puis,3} &= 10 \log_{10} \left(1 - \frac{4 \times 2}{31 \times 704} \right) = -0.002 \text{ dB}
 \end{aligned}$$

Ces pertes en puissance sont prises en compte dans les résultats de simulation, bien que les pertes en puissance pour les trames des systèmes non-cohérents soient négligeables.

Canal MIMO Les performances des systèmes MIMO sont évaluées en considérant $N_t \times N_r$ sous-canaux SISO décorrélés de type BRAN⁽¹¹⁾ E. Le canal BRAN E est un

⁽¹¹⁾Broadband Radio Access Network

FIG. 3.10 – Répartition des symboles pilotes utilisée pour $N_t = 2$ et $N_t = 4$.

canal sélectif en temps et en fréquence simulant un environnement extérieur (voir annexe A). Le tableau 3.2 nous apporte des renseignements sur la sélectivité fréquentielle du canal. Trois bandes de cohérence sont données ici correspondant aux différentes définitions données dans la partie 1.1.2.3. La sélectivité temporelle est également prise en compte dans les simulations en faisant varier la fréquence Doppler.

Fréquence porteuse	5200 MHz
Bande	50 MHz
Nombre de trajets	18
Étalement des retards	1760 ns
Dispersion des retards	250 ns
Bande de cohérence (eq 1.6) ⁽¹⁾	4000 kHz (83 sous-porteuses)
Bande de cohérence (eq 1.7) ⁽²⁾	800 kHz (16 sous-porteuses)
Bande de cohérence (eq 1.8) ⁽³⁾	80 kHz (2 sous-porteuses)

TAB. 3.2 – Caractéristiques du canal de propagation BRAN E

⁽¹⁾ $B_c \propto \frac{1}{\tau_{\text{rms}}}$

⁽²⁾ $B_{c50\%} \simeq \frac{1}{5 \times \tau_{\text{rms}}} \quad (\text{Hz})$

⁽³⁾ $B_{c90\%} \simeq \frac{1}{50 \times \tau_{\text{rms}}} \quad (\text{Hz})$

3.5.2 Comparaisons avec transmissions non-cohérentes

Nous allons ici comparer les performances d'une transmission cohérente avec une transmission non-cohérente dans un contexte MIMO. L'impact de la sélectivité temporelle est en particulier évalué (voir tableau 3.3).

Vitesse de variation du canal	60 km/h	250 km/h
Fréquence Doppler	290 Hz	1.2 kHz
Temps de cohérence (eq 1.15) ⁽¹⁾	3.45 ms (138 symboles)	0.83 ms (33 symboles)
Temps de cohérence (eq 1.16) ⁽²⁾	0.62 ms (25 symboles)	0.15 ms (6 symboles)
Temps de cohérence (eq 1.17) ⁽³⁾	1.46 ms (58 symboles)	0.35 ms (14 symboles)

TAB. 3.3 – Caractéristiques temporelles du canal de propagation BRAN E

Le système MIMO est constitué de 2 antennes à l'émission et de 1 antenne en réception. Pour la transmission cohérente, le codage espace-temps est un codage espace-fréquence d'Alamouti. En réception, l'estimation de canal est basée sur l'interpolation linéaire des coefficients des sous-canaux au niveau des symboles pilotes estimés par l'algorithme LS. L'interpolation est tout d'abord réalisée entre deux sous-porteuses pilotes associées au même sous-canal puis pour chaque sous-porteuse modulée. La courbe de performances est notée "Chest". L'estimation de canal parfaite en réception notée "Chest Parfaite" est également considérée et constitue une limite de performances pour les systèmes cohérents avec estimation de canal. Pour la transmission non-cohérente, les performances de deux récepteurs CD et DFDD sont évaluées.

Performances des récepteurs non-cohérents La figure 3.11 donne les performances d'un système MIMO $N_t = 2$ $N_r = 1$ noté MIMO 2×1 avec codage espace-temps différentiel d'Alamouti. Concernant la trame non-cohérente, le récepteur DFDD suppose une estimation parfaite des symboles utiles (récepteur DFDD GA⁽¹²⁾). On considère ici le récepteur DFDD GA qui donne les performances limites du récepteur DFDD. Le gain entre les performances du CD et du DFDD est de l'ordre de 0.5 dB donc négligeable. Ainsi, comme observé dans les résultats présentés dans [74], le récepteur CD offre un rapport complexité/performance le plus intéressant. De plus, les performances du récepteur CD adapté à la trame non-cohérente hybride proposée sont pratiquement identiques avec celles du récepteur CD adapté à la trame non-cohérente. En effet, le récepteur CD suppose que le canal est constant sur deux blocs espace-temps émis : la répartition des symboles émis dans la trame non-cohérente hybride permet de conserver cette hypothèse. La répartition proposée permet de conserver des performances correctes tout en utilisant une trame avec moins de symboles de références.

$$^{(1)}T_c \simeq \frac{1}{f_m}$$

$$^{(2)}T_c \simeq \frac{9}{16\pi f_m}$$

$$^{(3)}T_c \simeq \sqrt{\left(\frac{1}{f_m}\right) \left(\frac{9}{16\pi f_m}\right)} = \frac{0.4231}{f_m}$$

⁽¹²⁾Genie Aided

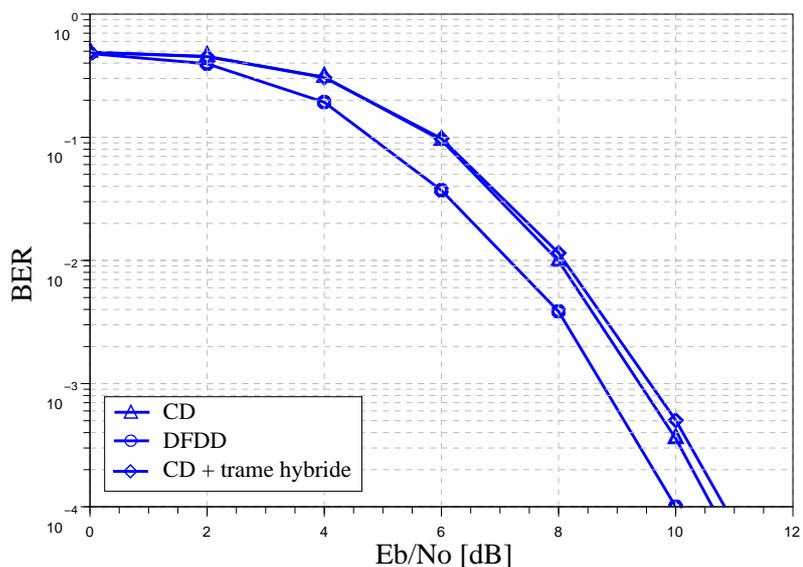


FIG. 3.11 – Performances du code espace-temps différentiel d’Alamouti. Contexte MIMO 2×1 . Modulation QPSK. Récepteurs CD et DFDD avec $N = 3$ (GA). Récepteur CD pour trame non-cohérente hybride. Vitesses de variation du canal $v = 60$ km/h.

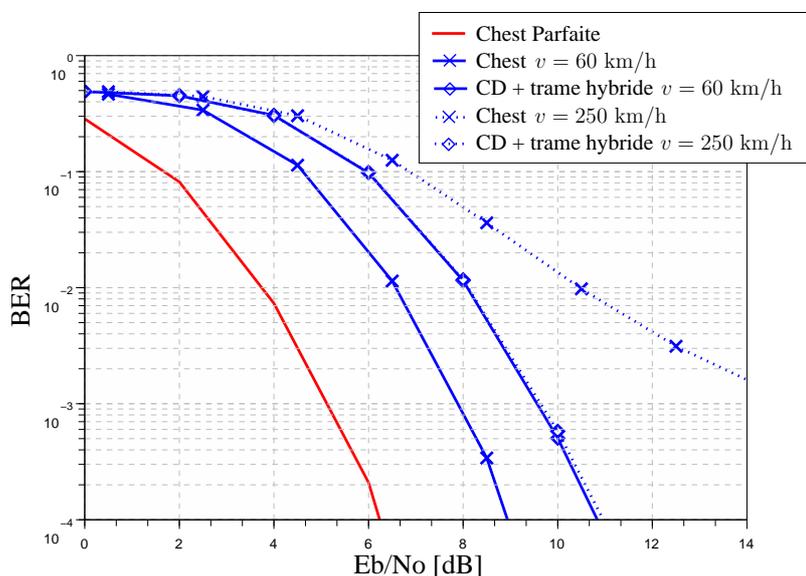


FIG. 3.12 – Performances du code espace-temps d’Alamouti et du codage espace-temps différentiel d’Alamouti. Contexte MIMO 2×1 . Modulation QPSK. Transmission cohérente : trame cohérente, codage d’Alamouti, récepteur MMSE, estimation de canal réelle et parfaite. Transmission non-cohérente : trame non-cohérente hybride, récepteur CD. $v = 60$ km/h et $v = 250$ km/h.

Comparaison cohérent et non-cohérent La figure 3.12 compare les performances entre une transmission cohérente et une transmission non-cohérente. On considère deux vitesses de variation du canal : 60 km/h et 250 km/h. On observe dans un premier temps que la transmission non-cohérente avec récepteur différentiel CD est robuste face à la vitesse de variation du canal : les performances à 60 km/h et à 250 km/h sont identiques. De plus, le système cohérent avec estimation de canal parfaite présente un gain de 4.5 dB par rapport à la transmission non-cohérente. Cette différence provient de la détection non-cohérente qui contrairement à l'égalisation cohérente se base sur plusieurs signaux reçus bruités. Avec estimation de canal réaliste, la transmission cohérente présente de meilleures performances que le système non-cohérent à faible vitesse mais un palier d'erreur à forte vitesse de variation. En effet, la trame cohérente est contruite pour être robuste pour des canaux sélectifs en fréquence mais quasi-stationnaires, ce qui n'est plus le cas à $v = 250$ km/h. En conclusion, les systèmes différentiels présentent un intérêt sur canaux sélectifs en temps et/ou en fréquence par rapport aux transmissions cohérentes basées sur une estimation de canal.

3.5.3 Sélectivité du canal et ordre de modulation

L'impact des sélectivités fréquentielle et temporelle pour différentes modulations est évalué. La trame utilisée est la trame cohérente donnée par la figure 3.9. Enfin, nous considérons dans cette partie un contexte MIMO $N_t = N_r = 2$ avec codage d'Alamouti à l'émission.

Modulations	QPSK	16-QAM	256-QAM
L_c	697	1401	2809
Entrelacement bit aléatoire Π_b	1408	2816	5632

TAB. 3.4 – Paramètres de simulation

3.5.3.1 Sélectivité fréquentielle

La figure 3.13 est décomposée en trois parties correspondants à trois modulations différentes : QPSK, 16-QAM et 256-QAM. De plus, à l'émission, on considère deux cas : un codage espace-temps d'Alamouti noté "Temps" et un codage espace-fréquence d'Alamouti noté "Freq" (voir figure 3.8). Le canal est sélectif en fréquence (voir tableau 3.2) mais peu sélectif en temps ($v = 5$ km/h). Concernant l'estimation de canal, trois systèmes sont étudiés. Le premier suppose une estimation de canal parfaite noté "Chest Parfaite" et fournit les performances limites d'un système réel avec estimation de canal. Le second noté "Chest LS" traite les symboles pilotes par l'algorithme LS puis réalise une interpolation linéaire en fréquence puis en temps. Le troisième noté "Chest LMMSE" correspond à l'estimateur LMMSE. Celui-ci traite et interpole dans le domaine fréquentiel les symboles pilotes. Une interpolation linéaire pour chaque sous-porteuse permet ensuite d'estimer les coefficients de chaque sous-canaux pour l'ensemble des données utiles. On considère une connaissance parfaite des matrices

de corrélation fréquentielle de taille 32×16 en réception. L'influence de la taille des matrices de corrélation sera étudiée dans le chapitre 4.

Comparaison du codage espace-temps et espace-fréquence On observe premièrement que les courbes d'estimation de canal parfaite pour les codages espace-temps et espace-fréquence présentent les mêmes performances pour les modulations QPSK et 16-QAM. Cependant, pour la modulation 256-QAM, le codage espace-fréquence présente une forte dégradation à haut SNR comparé au codage espace-temps. En effet, la sélectivité temporelle est ici beaucoup plus faible que la sélectivité fréquentielle. C'est pourquoi l'hypothèse dans le processus d'égalisation de constance du canal sur deux temps symboles consécutifs est plus réaliste dans le codage espace-temps que dans le codage espace-fréquence. Pour des modulations à faible nombre d'états, la sélectivité du canal dans le bloc égalisé n'a que peu d'impact sur les performances. En revanche, pour des modulations à grand nombre d'états, les performances sont beaucoup plus sensibles à cette sélectivité.

Estimation de canal Pour les modulations QPSK et 16-QAM et un codage espace-fréquence d'Alamouti, l'écart est sensiblement le même entre la courbe estimation parfaite et les courbes avec estimation de canal, soit à haut SNR 2 dB pour la courbe LS et 0.5 dB pour la courbe LMMSE. En effet, l'estimateur LS est très sensible au bruit et n'utilise aucune information *a priori* du canal de transmission pour améliorer le traitement et l'interpolation. L'estimateur LMMSE est beaucoup plus robuste face au bruit et utilise la corrélation fréquentielle du canal. Il présente donc sur un canal peu sélectif en temps des performances proches de celles du cas idéal avec estimation parfaite du canal en réception.

Contrairement aux performances des systèmes avec estimation de canal parfaite et avec estimateur LMMSE, pour l'ensemble des modulations, l'estimateur LS est plus robuste à un BER⁽¹³⁾ égal à 10^{-4} pour le codage espace-fréquence que pour le codage espace-temps. En effet, l'estimation de canal LS est sensible ici au bruit et à la sélectivité fréquentielle. Or, pour le codage espace-temps, l'égalisation est effectuée sur une même sous-porteuse : pour les sous-porteuses où aucun symbole pilote n'a été transmis, c'est-à-dire ici une sous-porteuse sur deux, les coefficients des sous-canaux sont sensibles directement au bruit et à l'interpolation linéaire, donc à la sélectivité fréquentielle. Si on considère maintenant le codage espace-fréquence, l'erreur due à l'interpolation linéaire est en partie corrigée dans la phase d'égalisation où la moitié des coefficients des sous-canaux sont estimés sur des sous-porteuses où des symboles pilotes sont transmis.

3.5.3.2 Sélectivités fréquentielle et temporelle

L'objet de l'étude dans cette partie est de mesurer l'impact de la sélectivité temporelle sur les performances d'un système MIMO d'Alamouti $N_t = N_r = 2$. Le codage

⁽¹³⁾Bit Error Rate

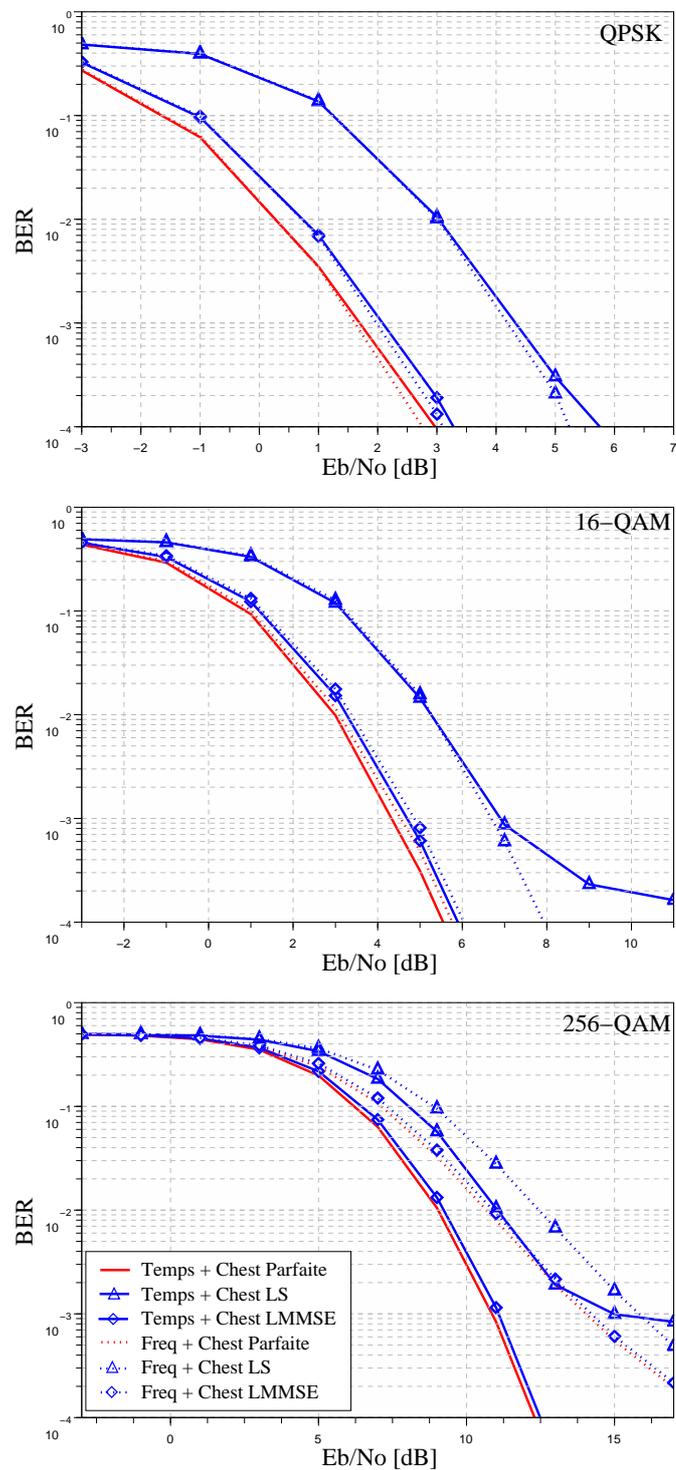


FIG. 3.13 – Performances du code espace-temps d’Alamouti. Contexte MIMO 2×2 . Transmission cohérente : trame cohérente, codage espace-temps et espace-fréquence, récepteur MMSE, estimation de canal réelle (LS et LMMSE) et parfaite. $v = 5$ km/h.

d'Alamouti est effectué en espace et en temps. De plus, la trame utilisée est celle décrite par la figure 3.10. Les résultats sont présentés par la figure 3.14. Les performances sont évaluées pour les trois estimateurs détaillés dans la partie 3.5.3.1 : une estimation de canal parfaite en réception notée "Chest Parfaite", une estimation LS avec interpolation linéaire en fréquence et en temps notée "Chest LS", et une estimation et interpolation LMMSE de taille d'interpolation 32 suivie d'une interpolation linéaire pour chaque sous-porteuse modulée. De plus, les résultats sont donnés pour plusieurs modulations en fonction de plusieurs vitesses de variation du canal (voir tableau 3.5) et pour deux SNR fixés. La valeur des deux SNR varient d'une modulation à l'autre.

Vitesse de variation du canal (km/h)	Fréquence Doppler (Hz)	Temps de cohérence (eq 1.17)	
		(ms)	(symboles OFDM)
50	240	1.8	72
100	481	0.88	35
150	722	0.59	23
200	963	0.44	17
250	1204	0.35	14
300	1444	0.29	11
350	1685	0.25	10
400	1926	0.22	8

TAB. 3.5 – Caractéristiques temporelles du canal de propagation BRAN E

Estimation de canal parfaite Pour une modulation QPSK et un ensemble de vitesses de variation allant de 50 km/h à 400 km/h et à $E_b/N_0 = 2$ dB, le BER est pratiquement constant et est égal à $4 \cdot 10^{-4}$. La sélectivité temporelle n'a donc pas d'influence dans la phase d'égalisation pour la modulation QPSK. En revanche, pour la modulation 16-QAM, on observe une légère dégradation des performances. Cette dégradation est beaucoup plus importante pour la modulation 256-QAM. Ainsi, à 400 km/h, l'écart entre le BER à $E_b/N_0 = 14$ dB et $E_b/N_0 = 17$ dB est faible ce qui traduit la présence d'un palier d'erreur à 10^{-2} à haut SNR. Ainsi, une même sélectivité aura plus d'impact pour des modulations à grande nombre d'états que pour des modulations à plus faible nombre d'états. De plus, l'orthogonalité du code d'Alamouti repose sur une hypothèse de constance du canal deux sous-porteuses ou sur deux temps symboles consécutifs : pour des canaux très sélectifs, cette hypothèse n'est pas vérifiée et l'erreur engendrée implique une forte dégradation de performances pour des modulations à grand nombre d'états.

Estimation de canal réaliste Nous avons vu que la sélectivité temporelle influait dans la phase d'égalisation MIMO. Avec estimation de canal, l'interpolation linéaire des coefficients des sous-canaux entre deux symboles OFDM pilotes est d'autant plus inefficace que la sélectivité temporelle est forte. Pour la trame considérée, l'espacement

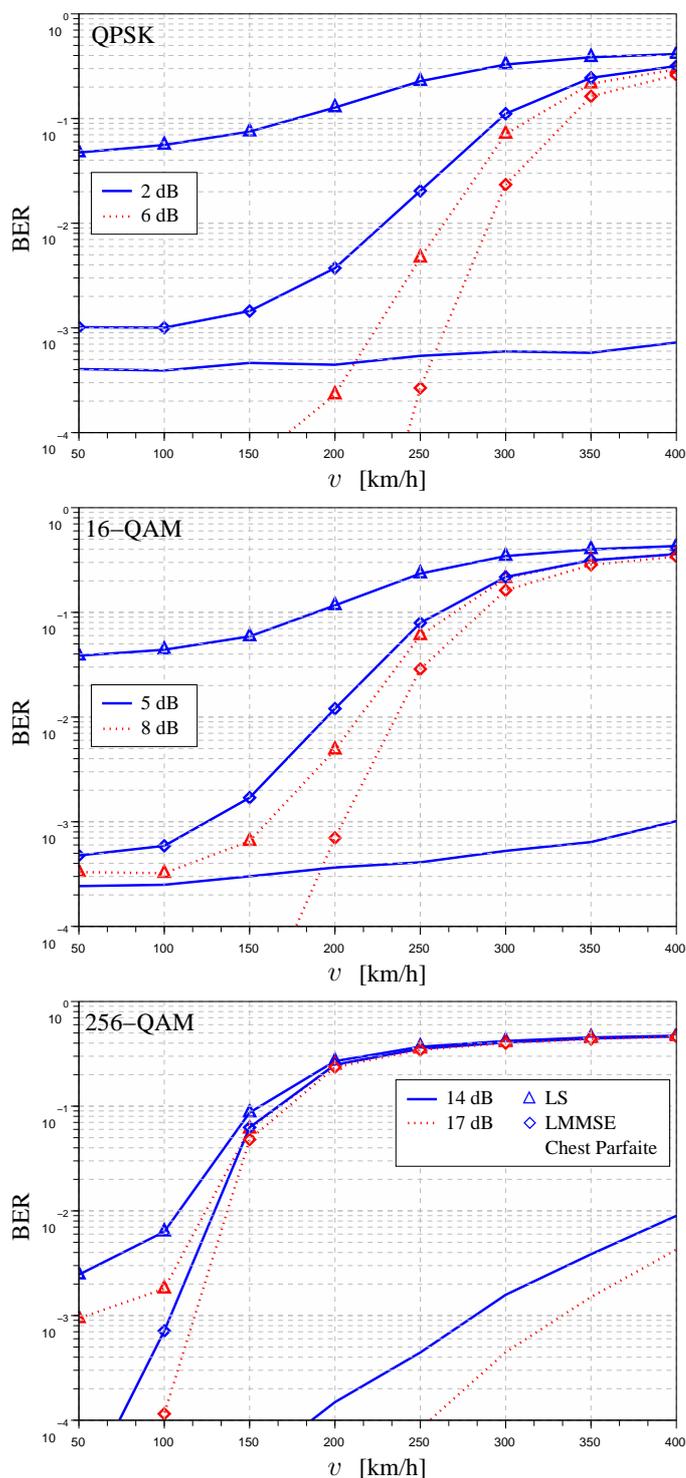


FIG. 3.14 – Influence de la sélectivité temporelle du canal sur les performances du schéma d'Alamouti 2×2 avec codage espace-temps, pour différentes modulations et différents algorithmes d'estimation de canal.

entre deux symboles pilotes pour chaque sous-porteuse est de 14 symboles, ce qui correspond à une vitesse de variation de 250 km/h (voir tableau 3.5). On observe effectivement que l'estimateur LMMSE fournit une estimation fiable des coefficients au niveau des symboles pilotes mais avec une forte dégradation des performances à partir de 250 km/h pour la modulation QPSK. Cependant, pour la modulation 16-QAM, la dégradation des performances intervient à 200 km/h, et pour la 256-QAM à 100 km/h. Les sélectivités du canal de propagation définies par le temps de cohérence et la bande de cohérence ont donc d'autant plus d'impact sur l'estimation de canal et donc sur les performances du système que l'ordre de modulation est élevé. Enfin, pour l'algorithme LS, les paliers d'erreurs sont atteints pour des vitesses inférieures : l'estimateur LS est en effet plus sensible au bruit et à la sélectivité fréquentielle en comparaison avec l'estimateur LMMSE utilisé.

3.5.4 Influence de l'estimation de canal sur les techniques itératives à annulation d'interférences

Nous allons considérer dans cette partie deux schémas MIMO 2×2 et 4×4 avec multiplexage spatial en émission. Ce multiplexage spatial entraîne la présence d'interférences co-antenne traitées en récepteur par un récepteur de type MIMO MMSE-IC. La trame considérée est la trame cohérente donnée par la figure 3.9 et dont la construction des séquences d'apprentissage pour $N_t = 2$ et $N_t = 4$ est donnée par la figure 3.10. Enfin, on peut remarquer qu'avec le multiplexage spatial, $T = 1$. Ainsi, contrairement au codage espace-temps de type Alamouti, l'égalisation n'impose pas une contrainte sur la constance du canal sur plusieurs durées symboles.

3.5.4.1 Multiplexage Spatial 2×2

La figure 3.15 donne les performances du récepteur itératif MMSE-IC pour une modulation QPSK après 5 itérations en considérant les trois estimateurs de canal évoqués dans la partie 3.5.3.1, à savoir :

- une estimation de canal parfaite notée "Chest Parfaite",
- une estimation de canal LS notée "Chest LS" (voir partie 3.5.2),
- une estimation de canal LMMSE notée "Chest LMMSE" (voir partie 3.5.2).

De plus, le système avec en réception l'hypothèse génie (GA) est considérée dans l'égalisation MMSE-IC, est également simulé. On observe que 5 itérations offrent les mêmes performances que le récepteur génie à haut SNR pour l'ensemble des algorithmes d'estimation de canal. Ainsi 5 itérations sont suffisantes dans le processeur itératif pour annuler les effets de l'interférence co-antenne.

La figure 3.16 présente des performances pour les modulations QPSK et 16-QAM. Deux vitesses de variation sont considérées : 5 km/h et 300 km/h. On observe tout d'abord que les performances du système pour les deux modulations avec estimation de canal parfaite en réception sont les mêmes à 5 km/h et 300 km/h. En effet, dans le

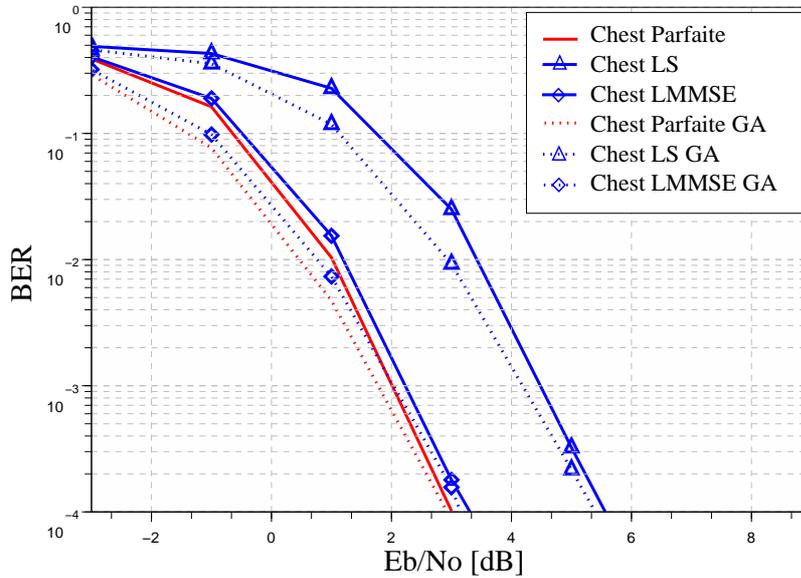


FIG. 3.15 – Performances des schémas de multiplexage spatial 2×2 pour la modulation QPSK après 5 itérations et en considérant l'hypothèse GA. $v = 5$ km/h.

cas du multiplexage spatial, $T = 1$ ce qui n'impose pas de contrainte de constance sur le canal de transmission contrairement au schéma d'Alamouti. De plus, l'entrelacement symbole est effectué sur un symbole OFDM : la variation temporelle du canal n'influe donc pas sur les performances.

Concernant les estimateurs de canal, la dégradation des performances à 5 km/h pour l'algorithme LS est de 2.5 dB pour l'ensemble des modulations, et est de 0.5 dB pour l'algorithme LMMSE. Les performances pour les algorithmes LS et LMMSE dépendent essentiellement à 5 km/h de la qualité d'estimation au niveau des symboles pilotes. Ainsi, on note une forte dégradation des performances pour l'estimateur LS, sensible au bruit et à la sélectivité fréquentielle, et des performances pratiquement optimales pour le LMMSE utilisant une connaissance parfaite de la puissance du bruit et de la corrélation fréquentielle des sous-canaux. En revanche, à 300 km/h, l'interpolation linéaire des coefficients estimés au niveau des symboles OFDM pilotes pour chaque sous-porteuse est inefficace.

3.5.4.2 Multiplexage Spatial 4×4

La figure 3.17 présente les performances dans le même contexte que celui de la figure 3.16 avec cette fois-ci 4 antennes à l'émission et en réception. On observe dans un premier temps que comme pour le multiplexage spatial 2×2 les performances avec estimation de canal parfaite sont identiques à 5 km/h et 300 km/h. De plus, on note que le décalage entre la courbe parfaite et la courbe LMMSE est légèrement supérieur au décalage de 0.5 dB observé pour $N_t = 2$. Ceci s'explique par la construction de la séquence d'apprentissage dans le cas $N_t = 4$ (voir figure 3.10). En effet, le nombre de sous-porteuses nulles entre deux symboles pilotes est plus important pour $N_t = 4$ que

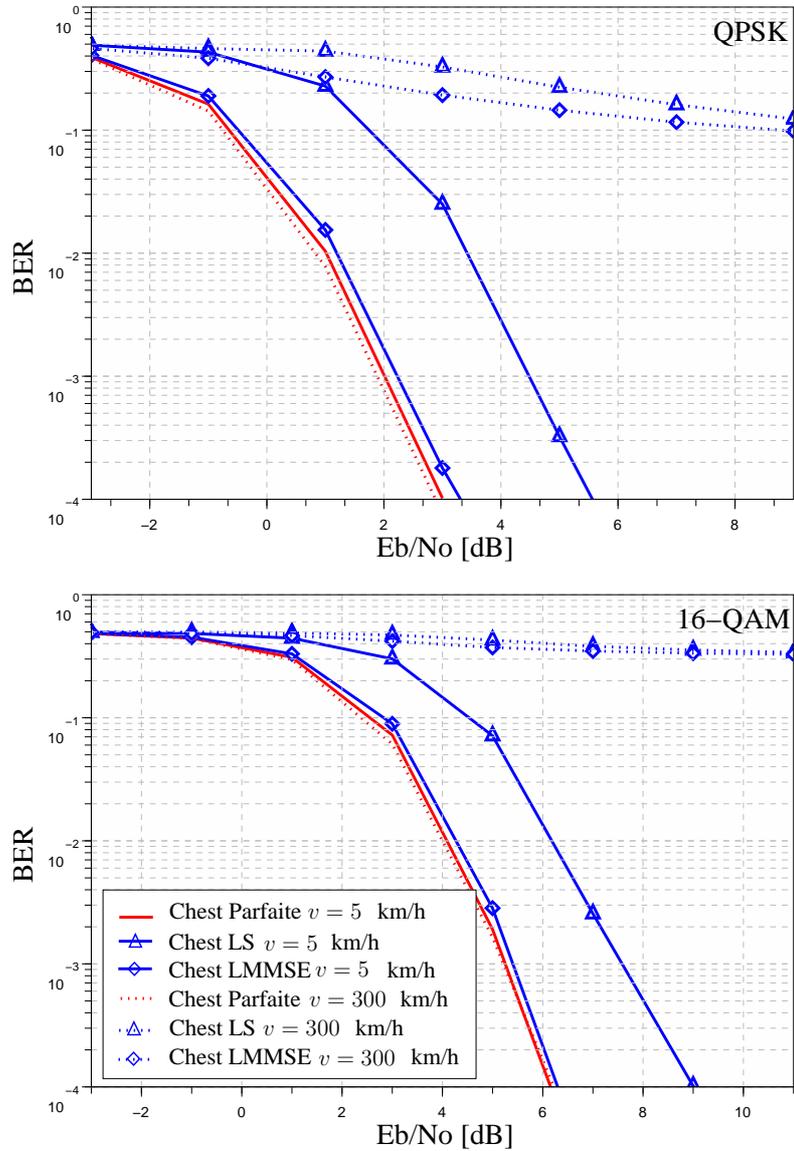


FIG. 3.16 – Performances des schémas de multiplexage spatial 2×2 pour différentes modulations et différents algorithmes d'estimation de canal

pour $N_t = 2$. Pour l'estimateur LS, l'écart est pratiquement le même pour $N_t = 4$ et $N_t = 2$ soit 2.5 dB. Enfin, à 300 km/h, l'interpolation linéaire des coefficients des symboles pilotes pour chaque sous-porteuse est inefficace.

3.6 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons détaillé les différentes techniques d'estimation de canal existants dans un contexte MIMO-OFDM. Nous nous sommes intéressés en particulier à la construction dans un contexte multi-antennes des séquences d'ap-

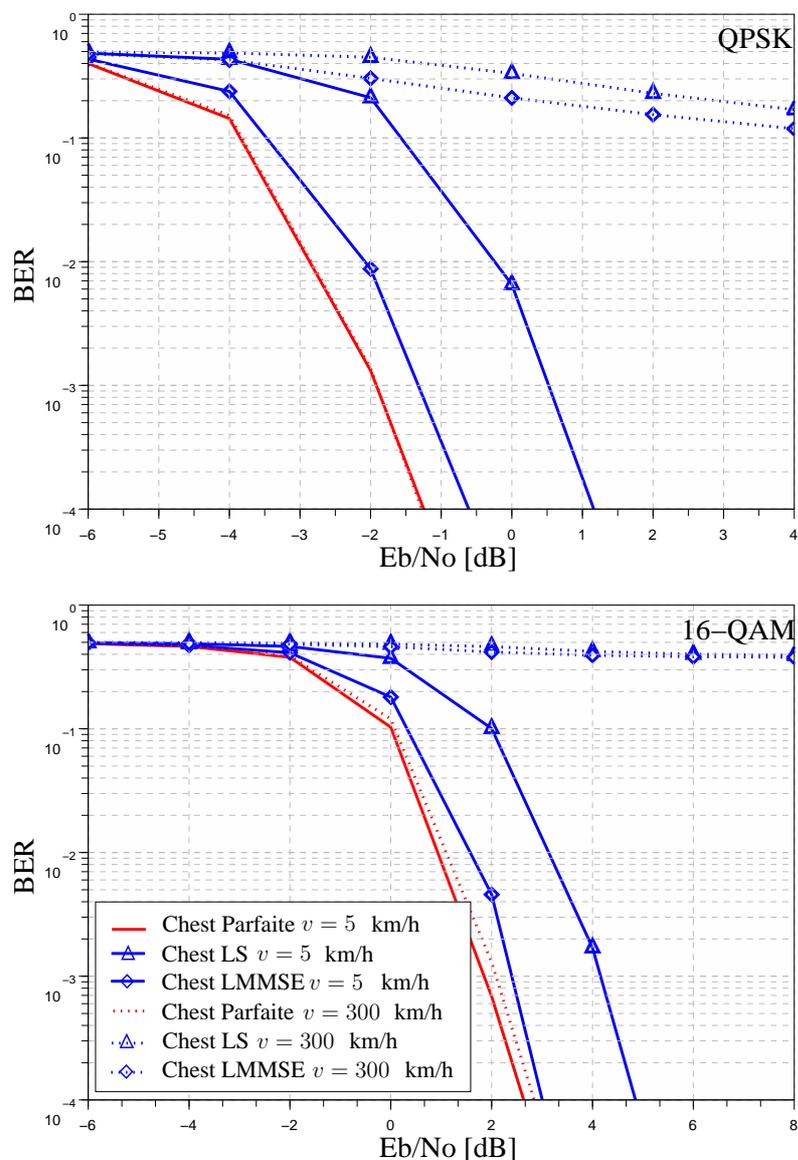


FIG. 3.17 – Performances des schémas de multiplexage spatial 4×4 pour différentes modulations et différents algorithmes d'estimation de canal

prentissage c'est-à-dire à la disposition et aux valeurs des symboles pilotes dans la trame. Cette construction doit dans le cas idéal être robuste vis-à-vis du bruit, des sélectivités temporelle et fréquentielle. De plus, elle doit permettre en réception d'estimer de manière indépendante l'ensemble des sous-canaux constituant le canal MIMO. L'insertion de symboles nuls dans les séquences d'apprentissage permet de manière simple de répondre à cet objectif et est généralement utilisée dans les trames proposées dans les normes traitant d'une application MIMO. Néanmoins, l'insertion de symboles nuls implique une diminution du nombre de symboles pilotes fonction du nombre d'antennes à l'émission associés à chaque sous-canaux à estimer : le chapitre

suisant exposera une nouvelle construction de séquence d'apprentissage permettant de résoudre ce problème. De plus, la comparaison entre les systèmes cohérents et non-cohérents a montré les limites des systèmes avec estimation de canal sur canaux sélectifs. Cependant, les modulations espace-temps différentielles sont rarement utilisées en pratique. En effet elles imposent de nombreuses contraintes en terme de rendement et de complexité en réception. Nous nous concentrons donc dans la suite du document sur une amélioration des techniques d'estimation de canal pour les systèmes MIMO cohérents. En particulier, nous allons proposer dans les chapitres suivants plusieurs techniques afin d'accroître la robustesse du système vis-à-vis du bruit et des sélectivités sans augmenter le nombre de symboles pilotes.

Les résultats présentés dans ce chapitre ont fait l'objet d'une publication traitant de la comparaison entre les schémas de codage espace-temps cohérents et non-cohérents sur canal rapide sélectif en fréquence [97].

Chapitre 4

Estimation et interpolation des symboles pilotes par passage dans le domaine temporel

Sommaire

4.1 Séquences d'apprentissage orthogonales dans le domaine fréquentiel	88
4.1.1 Principe	88
4.1.2 Caractéristiques	90
4.1.3 Problématique de l'interpolation par passage dans le domaine temporel	91
4.2 Séquences d'apprentissage orthogonales dans le domaine temporel	94
4.2.1 Introduction	94
4.2.2 Construction à l'émission	95
4.2.3 Principe en réception	95
4.2.4 Problématique	98
4.3 Résultats de simulation	100
4.3.1 Paramètres de simulation	100
4.3.2 Séquences d'apprentissage et estimateurs	100
4.3.3 Comparaisons des estimateurs	102
4.3.4 Insertion de sous-porteuses nulles	106
4.3.5 Réduction de la complexité	110
4.3.6 Contexte DVB-T2	113
4.4 Conclusion	116

L'estimation de canal basée sur les symboles pilotes se décompose en deux phases. La première concerne le traitement des coefficients de canaux estimés au niveau des symboles pilotes. La seconde réalise une interpolation de ces coefficients estimés à l'ensemble des sous-porteuses modulées de la trame. Nous avons vu dans le chapitre

précédent que l'utilisation de la corrélation fréquentielle et/ou temporelle ainsi que la connaissance de la variance du bruit permettaient en réception d'avoir une estimation de canal robuste. Cependant, il est nécessaire d'estimer en réception une ou plusieurs matrices de corrélation, ce qui est généralement effectué en faisant des hypothèses sur certaines propriétés sur le canal de transmission et certaines connaissances comme l'étalement maximal des retards ou encore la fréquence Doppler en réception.

Dans ce chapitre, nous nous intéressons au traitement des symboles pilotes par passage dans le domaine temporel pour deux constructions de séquences d'apprentissage. La première catégorie considère des séquences d'apprentissage orthogonales dans le domaine fréquentiel (voir chapitre 3) : l'estimateur par passage dans le domaine temporel améliore l'estimation de canal en diminuant la puissance du bruit sur les coefficients estimés et en profitant de la corrélation fréquentielle. Pour la deuxième catégorie de séquences d'apprentissage, l'orthogonalité est réalisée dans le domaine temporel : l'estimateur par passage dans le domaine temporel a pour rôle d'estimer de manière indépendante l'ensemble des sous-canaux. De plus, comme pour les séquences d'apprentissage orthogonales dans le domaine fréquentiel, il permet de profiter de la corrélation fréquentielle et de filtrer le bruit par fenêtrage temporel. Cependant, l'estimateur par passage dans le domaine temporel n'est efficace que pour des symboles OFDM pilotes, et ceci pour les deux catégories de séquences d'apprentissage.

Nous proposons donc dans ce chapitre pour chacune des catégories de séquences d'apprentissage une solution afin de pallier cette difficulté et rendre ainsi cet estimateur performant quelle que soit la répartition des symboles pilotes dans la trame. De plus, plusieurs méthodes de réduction de complexité sont proposées en vue d'une implémentation. La dernière partie du chapitre est consacrée aux résultats de simulation en considérant différents systèmes MIMO, différentes trames et obtenus avec les estimateurs proposés.

4.1 Séquences d'apprentissage orthogonales dans le domaine fréquentiel

4.1.1 Principe

L'estimateur avec réduction de rang r (voir partie 3.4.2.3) permet de réduire la complexité de l'estimateur LMMSE en réalisant un traitement semblable de multiplications matricielles successives en supposant que la réponse impulsionnelle du canal reste inférieure à la taille du préfixe cyclique par exemple. En effet, cette hypothèse est satisfaite dans d'une transmission OFDM. Sans connaissance *a priori* du canal en réception, pour un système mono-antenne, Li propose d'approcher la matrice \mathbf{U} en la remplaçant par la matrice IFFT et en effectuant un fenêtrage dans le domaine temporel [90]. Ce fenêtrage peut être rectangulaire comme proposé dans [98], de Hamming ou encore de Hanning [99]. Puis l'application d'une matrice FFT après fenêtrage permet d'obtenir les coefficients du canal dans le domaine fréquentiel afin d'effectuer

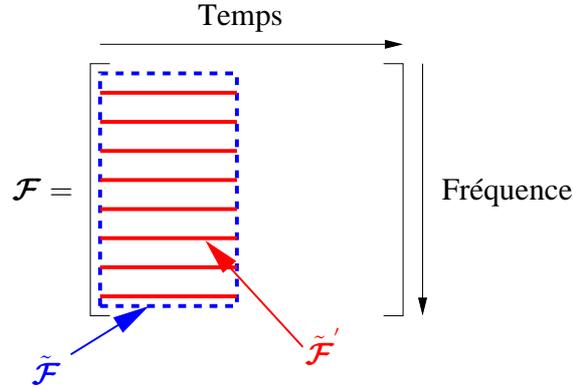


FIG. 4.1 – Différentes matrices dérivant de la matrice de Fourier

l'égalisation.

Considérons par exemple le cas où l'ensemble des sous-porteuses du symbole OFDM est dédié à l'estimation de canal. Le symbole OFDM pilote reçu sur l'antenne Rx j est égal à :

$$\mathbf{R}^j = \sum_{i=1}^{N_t} \text{diag} \{ \mathbf{S}^i + \mathbf{B}^i \} \tilde{\mathcal{F}} \mathbf{h}^{j,i} + \mathbf{N}^j \quad (4.1)$$

avec $\tilde{\mathcal{F}}$ égale aux $\sqrt{N_{FFT}} \times L$ premières colonnes de la matrice de Fourier \mathcal{F} , \mathbf{S}^i et \mathbf{B}^i vecteurs symboles OFDM correspondant respectivement aux données utiles et aux symboles pilotes, $\mathbf{h}^{j,i} \in \mathbb{C}^{L \times 1}$ la réponse impulsionnelle du sous-canal reliant l'antenne Tx i et l'antenne Rx j , et \mathbf{N}^j le vecteur bruit en sortie de la FFT. En tenant compte de l'insertion de symboles nuls dans le symbole OFDM pilote et en considérant l'ensemble des sous-porteuses pilotes P_i non nulles correspondant à l'estimation du sous-canal Tx i à Rx j (voir chapitre 3.3), on a :

$$\mathbf{R}^{j'} = \text{diag} \{ \mathbf{B}^i \} \tilde{\mathcal{F}}' \mathbf{h}^{j,i} + \mathbf{N}^{j'} \quad (4.2)$$

avec $\mathbf{R}^{j'} \in \mathbb{C}^{P_i \times 1}$, $\tilde{\mathcal{F}}' \in \mathbb{C}^{P_i \times L}$ (voir figure 4.1). Le vecteur estimé $\hat{\mathbf{H}}^{j,i,LS} \in \mathbb{C}^{P_i \times 1}$ par l'algorithme LS est alors donné par :

$$\hat{\mathbf{H}}^{j,i,LS} = \tilde{\mathcal{F}}' \mathbf{h}^{j,i} + (\text{diag} \{ \mathbf{B}^i \})^{-1} \mathbf{N}^{j'} \quad (4.3)$$

Ainsi, l'estimée LS de la réponse impulsionnelle $\hat{\mathbf{h}}^{j,i}$ est donnée par :

$$\hat{\mathbf{h}}^{j,i} = (\tilde{\mathcal{F}}')^\dagger \hat{\mathbf{H}}^{j,i,LS} \quad (4.4)$$

avec \dagger l'opérateur de pseudo-inversion. En considérant l'ensemble des sous-porteuses du spectre modulé, le vecteur estimé des coefficients fréquentiels $\hat{\mathbf{H}}^{j,i,IFFT FFT} \in \mathbb{C}^{N_{FFT} \times 1}$ est donné par :

$$\hat{\mathbf{H}}^{j,i,IFFT FFT} = \tilde{\mathcal{F}} (\tilde{\mathcal{F}}')^\dagger \hat{\mathbf{H}}^{j,i,LS} \quad (4.5)$$

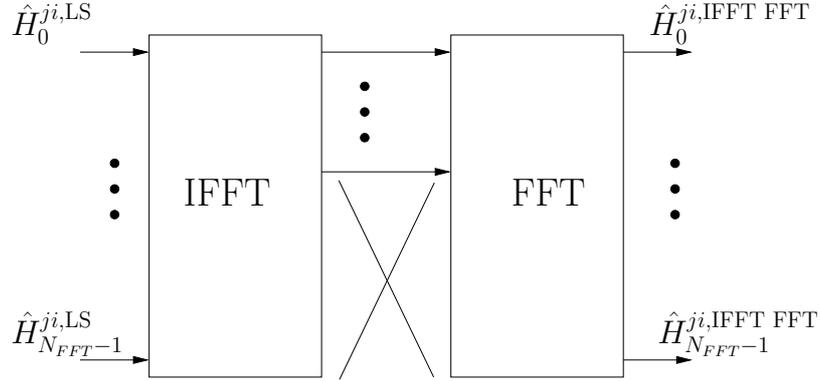


FIG. 4.2 – Traitement des coefficients estimés par passage dans le domaine temporel

A noter qu'en réception la longueur des réponses impulsionnelles des sous-canaux est souvent inconnue, on pose $\tilde{\mathcal{F}}' \in \mathbb{C}^{P_i \times \Delta_c}$ et $\tilde{\mathcal{F}} \in \mathbb{C}^{N_{FFT} \times \Delta_c}$.

La figure 4.2 décrit le processus de traitement dans un cas où l'ensemble des sous-porteuses du symbole OFDM pilote est dédié à l'estimation du trajet Tx i Rx j . L'analyse suivante peut donc s'appliquer à un système mono-antenne. Dans ce cas, le calcul du pseudo-inverse peut se décomposer à l'aide d'une inversion matricielle et l'équation (4.5) s'écrit :

$$\hat{\mathbf{H}}^{ji,IFFT FFT} = \tilde{\mathcal{F}} \left(\tilde{\mathcal{F}}^H \tilde{\mathcal{F}} \right)^{-1} \tilde{\mathcal{F}}^H \hat{\mathbf{H}}^{ji,LS} \quad (4.6)$$

$$= \tilde{\mathcal{F}} \tilde{\mathcal{F}}^H \hat{\mathbf{H}}^{ji,LS} \quad (4.7)$$

La taille de la fenêtre temporelle peut être égale à la taille du préfixe cyclique ou égale à l'estimée de la longueur de la réponse impulsionnelle de manière à effectuer le fenêtrage le meilleur possible. On peut citer comme algorithmes d'estimation celui proposé dans [100] noté RR⁽¹⁾ basé sur plusieurs passages en temps et en fréquence ou également celui développé dans [101] consistant en une analyse statistique de la matrice d'autocorrélation du canal.

4.1.2 Caractéristiques

Ce procédé d'interpolation présente deux aspects intéressants. Premièrement, grâce au fenêtrage dans le domaine temporel, la puissance du bruit sur les coefficients estimés dans le domaine fréquentiel est considérablement diminuée. Plus la taille de la fenêtre est proche de l'étalement maximal du canal, plus la puissance du bruit sur les estimées est faible. Deuxièmement, la matrice $\tilde{\mathcal{F}}^H$ constitue une bonne approximation de la corrélation fréquentielle du canal [90].

⁽¹⁾Recursive Reconstructiv

4.1.3 Problématique de l'interpolation par passage dans le domaine temporel

Dans [102], Morelli évalue pour un système SISO-OFDM l'estimation de canal par passage dans le domaine temporel en considérant un ensemble de sous-porteuses modulées inférieur au nombre de sous-porteuses du spectre OFDM. Il démontre que, contrairement au cas où l'ensemble des sous-porteuses du symbole OFDM est dédié à l'estimation de canal, le MSE varie d'une sous-porteuse à une autre pour un canal sélectif en fréquence.

Prenons le cas où un ensemble de sous-porteuses nulles est inséré sur les bords du spectre. Cette construction permet d'éviter tout recouvrement spectral avec d'autres applications utilisant des bandes voisines. Elle est donc souvent rencontrée dans les trames proposées dans les normes de systèmes de communication numérique. Dans ce cas, le MSE de l'estimateur par passage dans le domaine temporel est plus faible que le MSE de l'estimateur LS sur l'ensemble des sous-porteuses modulées excepté pour les sous-porteuses voisines des sous-porteuses nulles. En effet, sur les bords du spectre modulé, le MSE de l'estimateur par passage dans le domaine temporel présente de fortes discontinuités, ce qui entraîne une dégradation des performances du système.

Pour palier ce problème, Morelli propose dans un cas SISO de construire une séquence d'apprentissage en utilisant plus de symboles pilotes sur les bords du spectre modulé [102]. Cette solution, qui peut s'appliquer au cas MIMO, n'est pas optimale en terme d'efficacité spectrale et les résultats de simulation présentés dans [102] montrent que le problème est toujours présent.

4.1.3.1 Analyse et nouvelle approche

Nous allons détailler ici une nouvelle approche de l'estimation de canal par passage dans le domaine temporel. Cette nouvelle approche s'adapte au cas SISO ainsi qu'au cas MIMO avec séquences d'apprentissage orthogonales dans le domaine fréquentiel. Etant donné que l'étude porte sur les systèmes MIMO, nous détaillons le procédé dans un contexte multi-antennes.

Calcul du pseudo-inverse Posons $N_{mod} < N_{FFT}$. Le vecteur estimé des coefficients fréquentiels du sous-canal Tx i Rx j par passage dans le domaine temporel est donné par :

$$\hat{\mathbf{H}}^{ji,IFFT FFT} = \mathcal{F}_1 \left(\tilde{\mathcal{F}}_2^i \right)^\dagger \hat{\mathbf{H}}^{ji,LS} \quad (4.8)$$

avec $\hat{\mathbf{H}}^{ji,IFFT FFT} \in \mathbb{C}^{N_{mod} \times 1}$, $\hat{\mathbf{H}}^{ji,LS} \in \mathbb{C}^{P_i \times 1}$, $\mathcal{F}_1 \in \mathbb{C}^{N_{mod} \times \Delta_c}$, $\mathcal{F}_2^i \in \mathbb{C}^{P_i \times \Delta_c}$. Le problème de l'estimateur vient du calcul du pseudo-inverse de \mathcal{F}_2^i . En effet, pour $P_i = N_{FFT}$, on a $\left(\tilde{\mathcal{F}}_2^i \right)^\dagger = \left[\left(\tilde{\mathcal{F}}_2^i \right)^H \tilde{\mathcal{F}}_2^i \right]^{-1} \left(\tilde{\mathcal{F}}_2^i \right)^H = \tilde{\mathcal{F}}_2^i{}^H$. Le MSE est alors constant pour l'ensemble des sous-porteuses. Pour des séquences d'apprentissage orthogonales dans le domaine fréquentiel ou dans le cas où des sous-porteuses nulles sont insérées,

on a $P_i < N_{FFT}$. Le calcul du pseudo-inverse s'obtient alors par SVD :

$$\left(\tilde{\mathcal{F}}_2^i\right)^\dagger = \sum_{s=1}^r \frac{\mathbf{u}_s^H}{\sigma_s} \mathbf{v}_s \quad (4.9)$$

avec \mathbf{u}_s , \mathbf{v}_s et σ_s le vecteur singulier gauche, le vecteur singulier droit et les valeurs singulières de la matrice $\tilde{\mathbf{A}}$ respectivement, en posant $s = 1, \dots, r$ et r le rang de $\tilde{\mathcal{F}}_2^i$. Une remarque importante ici est la contrainte sur P_i :

$$P_i \geq L \quad (4.10)$$

En effet, dans le cas contraire $r \leq L$ et l'estimateur par passage dans le domaine temporel ne peut estimer correctement la réponse impulsionnelle.

La figure 4.3 représente l'ensemble des valeurs singulières de la matrice $\tilde{\mathcal{F}}_2^1$ avec $N_t = 2$, $\Delta_c = L = 89$ et pour trois séquences d'apprentissage différentes. Dans le premier cas, le nombre de sous-porteuses pilotes associées au trajet Tx 1 Rx j est égal à la taille du symbole OFDM. Le deuxième cas correspond à l'insertion de sous-porteuses nulles sur les bords du spectre : il est rencontré pour les trames avec insertion de préambule dans un cas mono-antenne. Le troisième cas considère l'insertion de symboles nuls au niveau des sous-porteuses modulées afin d'obtenir des séquences d'apprentissage orthogonales dans le domaine fréquentiel. On observe que pour la première trame, l'ensemble des valeurs singulières est égal à 1. Cependant, pour les deux autres trames, un grand nombre de valeurs singulières sont proches de la valeur nulle.

Nombre conditionnel Le nombre conditionnel de la matrice $\tilde{\mathcal{F}}_2^i$ est défini comme le rapport entre la plus grande et la plus faible valeur singulière. Ce nombre conditionnel nous renseigne sur le degré de sensibilité au bruit de l'opération de pseudo-inversion. Ainsi, une grande sensibilité au bruit est due à la présence du bruit $\tilde{\mathbf{N}}^j$ sur les sous-espaces définis par les vecteurs \mathbf{u}_s de la matrice $\tilde{\mathcal{F}}_2^i$ et associés à de faibles valeurs singulières σ_s .

Revenons à l'exemple de la figure 4.3. Dans le premier cas, le nombre conditionnel de la matrice $\tilde{\mathcal{F}}_2^1$ est égal à 1. Dans le deuxième cas, il est égal à 8×10^{16} . Enfin, dans le troisième cas, on obtient 7×10^{15} . Ainsi, pour les deux derniers cas, la matrice $\tilde{\mathcal{F}}_2^i$ est mal conditionnée et on observe de fortes discontinuités sur l'erreur quadratique moyenne des coefficients estimés en bordure du spectre modulé.

Solution proposée La solution envisagée est de considérer non plus une simple SVD dans le calcul du pseudo-inverse de $\tilde{\mathcal{F}}_2^i$ mais une SVD tronquée ou TSVD⁽²⁾. Le principe est de considérer simplement les valeurs singulières supérieures à un certain niveau de telle sorte à diminuer le nombre conditionnel. Cette TSVD permet de ne

⁽²⁾Truncated Singular Value Decomposition

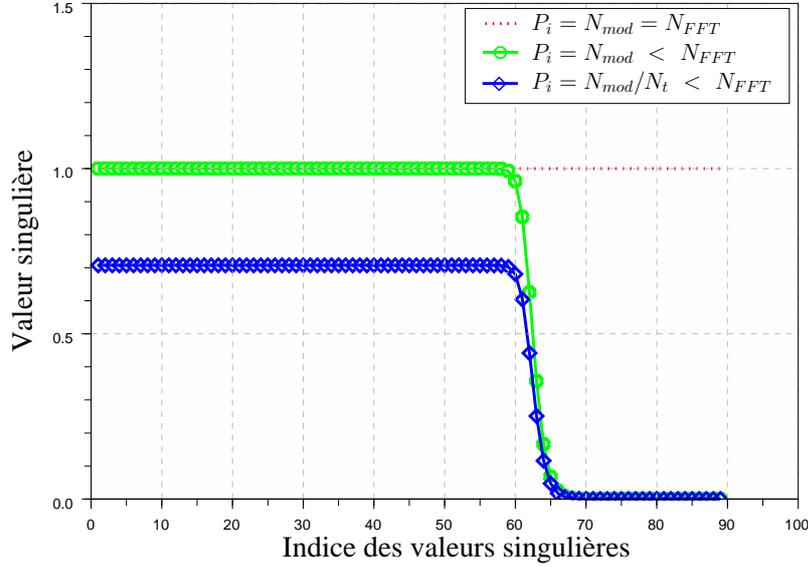


FIG. 4.3 – Valeurs singulières de la matrice \mathcal{F}_2^i dans trois cas : $P_i = N_{mod} = N_{FFT} = 1024$, $P_i = N_{mod} = 704 < N_{FFT} = 1024$ et $P_i = N_{mod}/2 = 352 < N_{FFT} = 1024$. $N_t = 2$. $\Delta_t = L = 89$

plus considérer les faibles valeurs singulières responsables de la grande sensibilité au bruit. Le calcul du pseudo-inverse par TSVD est donnée par :

$$\left(\tilde{\mathcal{F}}_2^i\right)^\dagger = \sum_{s=1}^{\text{Th}} \frac{\mathbf{u}_s^H}{\sigma_s} \mathbf{v}_s \quad (4.11)$$

avec Th le seuil fixé. La technique TSVD utilisée dans d'autres domaines de recherche comme la mécanique [103] est ici adaptée aux communications numériques. Le choix de la valeur du seuil Th influe directement sur les performances de l'estimateur. Dans l'article [103], les auteurs proposent de fixer le seuil égal à 10% de la valeur singulière maximale. Les résultats de simulation dans la dernière partie du chapitre traiteront cet aspect.

Implémentation et réduction de la complexité Reprenons l'équation qui donne le vecteur estimé des coefficients fréquentiels du sous-canal Tx i Rx j par passage dans le domaine temporel :

$$\hat{\mathbf{H}}^{ji, \text{IFFT FFT}} = \mathcal{F}_1 \left(\tilde{\mathcal{F}}_2^i\right)^\dagger \hat{\mathbf{H}}^{ji, \text{LS}} \quad (4.12)$$

$$= \mathcal{F}_3^i \hat{\mathbf{H}}^{ji, \text{LS}} \quad (4.13)$$

avec $\hat{\mathbf{H}}^{ji, \text{IFFT FFT}} \in \mathbb{C}^{N_{mod} \times 1}$, $\hat{\mathbf{H}}^{ji, \text{LS}} \in \mathbb{C}^{P_i \times 1}$ et $\mathcal{F}_3^i \in \mathbb{C}^{N_{mod} \times P_i}$. La multiplication par la matrice \mathcal{F}_3^i permet à la fois de réduire la puissance du bruit et d'interpoler les coefficients sur l'ensemble des sous-porteuses modulées. En terme de mémoire, la

matrice \mathcal{F}_3^i de taille $N_{mod} \times P_i$ est à stocker pour estimer le sous-canal Tx i Rx j avec $j = 1, \dots, N_r$. Le nombre de matrices à stocker en réception est donc fonction de N_t . Plus généralement, il est fonction du nombre de séquences d'apprentissage utilisant des indices de sous-porteuses pilotes différents.

Afin de réduire la complexité d'implémentation due à la taille importante des matrices complexes à stocker et du nombre de multiplications et d'additions, la première simplification possible est de réaliser un estimateur par passage dans le domaine temporel qui ne réalise pas l'interpolation dans le domaine fréquentiel :

$$\hat{\mathbf{H}}^{ji, \text{IFFT FFT}} = \mathcal{F}_4^i \hat{\mathbf{H}}^{ji, \text{LS}} \quad (4.14)$$

avec $\hat{\mathbf{H}}^{ji, \text{IFFT FFT}} \in \mathbb{C}^{P_i \times 1}$. Cette technique permet de diminuer la taille des matrices à stocker ainsi que le nombre d'opérations à effectuer.

De plus, les éléments de la matrice $\mathcal{F}_4^i \in \mathbb{C}^{P_i \times P_i}$ autour de la diagonale ont un module plus important que ceux éloignés de la diagonale. Ceci s'explique par une corrélation fréquentielle diminuant au fur et à mesure que l'on s'éloigne de la fréquence considérée. L'idée est donc de conserver un certain nombre d'éléments autour de la diagonale et de fixer les autres éléments à zéro.

Enfin, pour un symbole OFDM pilote, le MSE est dégradé sur les bords du spectre modulé. Ainsi, l'estimateur par passage dans le domaine temporel peut être décomposé en deux parties. La première correspondant à la technique classique consiste à utiliser les modules IFFT et FFT. La seconde phase applique la matrice \mathcal{F}_3^i mais seulement pour les symboles situés sur les bords du spectre modulé.

4.2 Séquences d'apprentissage orthogonales dans le domaine temporel

4.2.1 Introduction

Nous avons vu dans le chapitre 3.3 une construction des séquences d'apprentissage basée sur l'insertion de symboles nuls : les séquences d'apprentissage émises sont alors orthogonales dans le domaine fréquentiel. Cette technique est généralement utilisée en pratique car simple à mettre en oeuvre. Cependant, l'insertion de symboles nuls présente des inconvénients en terme d'efficacité spectrale et de performances, en particulier pour un grand nombre d'antennes en émission (voir la partie 3.3).

Ainsi, d'autres constructions adaptées à un contexte multi-antennes ont été proposées. L'idée est non plus d'assurer une orthogonalité des séquences d'apprentissage dans le domaine fréquentiel comme précédemment mais dans le domaine temporel. Une première technique consiste à émettre sur chaque antenne Tx un préambule correspondant dans le domaine temporel à une séquence CSS⁽³⁾ permettant d'assurer la

⁽³⁾Complementary Set of Sequences

contrainte d'orthogonalité entre séquences d'apprentissage émises et ainsi récupérer de manière indépendante l'ensemble des réponses impulsionnelles [104]. L'inconvénient de cette technique est qu'elle ne peut s'appliquer que dans le cas d'émission d'un préambule donc d'un symbole OFDM pilote.

Nous allons nous intéresser à une seconde technique respectant toujours l'orthogonalité dans le domaine temporel. Cette méthode est basée en émission sur des sous-porteuses pilotes déphasées d'une antenne d'émission à l'autre. En réception, le traitement nécessite un passage dans le domaine temporel pour récupérer l'ensemble des réponses impulsionnelles.

4.2.2 Construction à l'émission

Il s'agit ici d'utiliser un ensemble de sous-porteuses P dédiées à l'estimation de canal et constitué uniquement de symboles pilotes non nuls. Soit $S_k^i(b)$ le symbole pilote émis sur l'antenne Tx i à la sous-porteuse k au temps symbole OFDM b . Le calcul du symbole pilote $S_k^i(b)$ se réalise de la manière suivante :

$$S_k^i(b) = S_k^1(b) \exp \left(-j2\pi \frac{k}{N_{FFT}} \Delta_t (i - 1) \right) \quad (4.15)$$

avec Δ_t une valeur fixée avant la transmission⁽⁴⁾. Ainsi, chaque symbole pilote est égal au symbole pilote émis à la même sous-porteuse k sur l'antenne Tx 1 mais déphasé, le déphasage étant fonction du paramètre fixé Δ_t et de l'indice de l'antenne considérée.

4.2.3 Principe en réception

4.2.3.1 Exemple d'une impulsion

Prenons l'exemple d'un symbole OFDM pilote où l'ensemble des sous-porteuses du spectre est dédié à l'estimation de canal. Soit une impulsion émise sur l'antenne Tx 1. L'équation (4.15) implique que la même impulsion est émise sur les autres antennes mais avec un décalage de Δ_t échantillons. La figure 4.4 représente un système MIMO avec $N_t = 4$ en considérant l'émission d'une impulsion pour chaque antenne Tx.

Ce décalage temporel entre les N_t impulsions émises permet de récupérer de manière indépendante par fenêtrage temporel sur le symbole OFDM reçu l'ensemble des N_t réponses impulsionnelles. Une remarque importante est que cette estimation indépendante des sous-canaux n'est possible qu'à la condition suivante :

$$L \leq \Delta_t \quad (4.16)$$

avec L la longueur maximale des $N_t \times N_r$ sous-canaux SISO.

⁽⁴⁾Nous verrons dans la suite du document les contraintes imposées sur cette valeur pour pouvoir estimer en réception de manière indépendante l'ensemble des sous-canaux

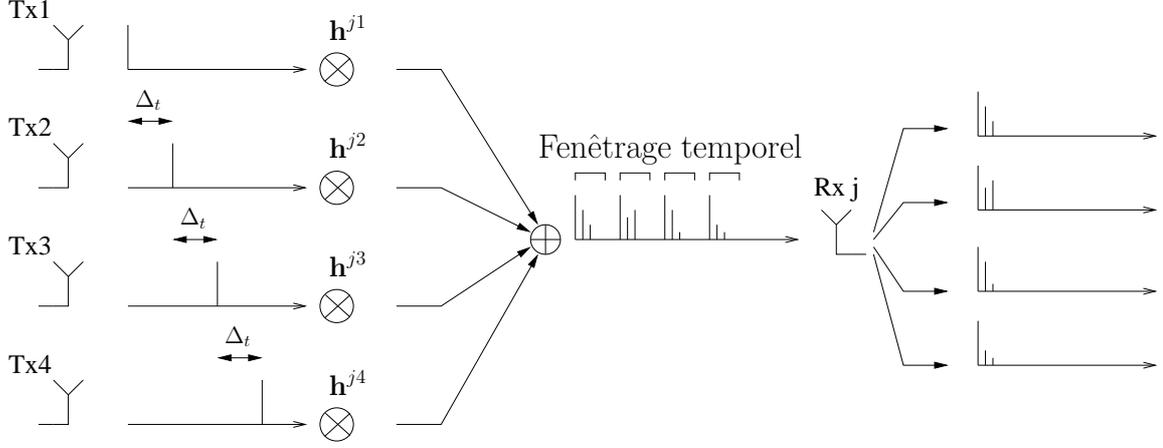


FIG. 4.4 – Principe d'estimation des N_t réponses impulsionnelles par antenne de réception avec impulsion décalée par antenne d'émission

4.2.3.2 Cas général

On rappelle l'expression du b -ième symbole OFDM reçu sur l'antenne Rx j est égal à :

$$\mathbf{R}^j(b) = \sum_{i=1}^{N_t} \text{diag} \{ \mathbf{S}^i(b) + \mathbf{B}^i(b) \} \tilde{\mathcal{F}} \mathbf{h}^{j,i} + \mathbf{N}^j(b) \quad (4.17)$$

Barhumi dans [105] propose de considérer g symboles OFDM reçus consécutifs en posant le bloc OFDM reçu \mathbf{R}^j égal à :

$$\mathbf{R}^j = [\mathbf{R}^j(0)^T, \dots, \mathbf{R}^j(g-1)^T]^T \quad (4.18)$$

$$= \mathbf{T} \mathbf{h}^j + \mathbf{A} \mathbf{h}^j + \mathbf{N}^j \quad (4.19)$$

avec $\mathbf{h}^j = [\mathbf{h}^{j,1T}, \dots, \mathbf{h}^{j,N_tT}]$. \mathbf{T} et $\mathbf{A} \in \mathbb{C}^{(g \times N_{FFT}) \times (N_t \times L)}$ correspondent respectivement à la matrice des données utiles et à la matrice des symboles pilotes. La matrice des symboles pilotes est donnée par l'expression :

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} \mathbf{B}_{\text{diag}}^1(0) \tilde{\mathcal{F}} & \dots & \mathbf{B}_{\text{diag}}^{N_t}(0) \tilde{\mathcal{F}} \\ \vdots & \dots & \vdots \\ \mathbf{B}_{\text{diag}}^1(g-1) \tilde{\mathcal{F}} & \dots & \mathbf{B}_{\text{diag}}^{N_t}(g-1) \tilde{\mathcal{F}} \end{bmatrix} \quad (4.20)$$

L'estimation LS dans le domaine temporel du vecteur \mathbf{h}^j contenant l'ensemble des N_t réponses impulsionnelles est obtenue par :

$$\hat{\mathbf{h}}^j = \mathbf{A}^\dagger \mathbf{R}^j \quad (4.21)$$

Afin d'éviter toute interférence entre les données utiles et les symboles pilotes transmis pour les même symboles OFDM servant à l'estimation de canal, la solution est de

leur affecter des ensembles de sous-porteuses disjoints. On peut dès lors simplifier l'équation (4.21) :

$$\hat{\mathbf{h}}^j = \tilde{\mathbf{A}}^\dagger \tilde{\mathbf{R}}^j \quad (4.22)$$

avec

$$\tilde{\mathbf{A}} = \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{B}}_{\text{diag}}^1(0) \tilde{\mathcal{F}}' & \dots & \tilde{\mathbf{B}}_{\text{diag}}^{N_t}(0) \tilde{\mathcal{F}}' \\ \vdots & \dots & \vdots \\ \tilde{\mathbf{B}}_{\text{diag}}^1(g-1) \tilde{\mathcal{F}}' & \dots & \tilde{\mathbf{B}}_{\text{diag}}^{N_t}(g-1) \tilde{\mathcal{F}}' \end{bmatrix} \quad (4.23)$$

où $\tilde{\mathcal{F}}' \in \mathbb{C}^{P \times L}$ correspond à la matrice $\tilde{\mathcal{F}}$ en ne conservant que les sous-porteuses pilotes et $\tilde{\mathbf{A}} \in \mathbb{C}^{(g \times P) \times (N_t \times L)}$ correspond à la matrice \mathbf{A} en considérant simplement les sous-porteuses pilotes. Comme dans le cas concernant le traitement dans le domaine temporel pour des séquences d'apprentissage orthogonales dans le domaine fréquentiel, les longueurs des sous-canaux étant souvent inconnues en réception, on considère la matrice $\tilde{\mathbf{A}} \in \mathbb{C}^{(g \times P) \times (N_t \times \Delta_t)}$ avec $\Delta_t = \Delta_c$.

Afin de récupérer l'ensemble des N_t réponses impulsionnelles par antenne de réception, la condition est que le produit du décalage temporel Δ_t par le nombre d'antennes à l'émission N_t soit inférieur ou égal au nombre de sous-porteuses pilotes allouées. En effet, dans le cas contraire, le rang de la matrice $\tilde{\mathbf{A}}$ est inférieur à $N_t \Delta_t$ ce qui implique que le récepteur ne pourra pas estimer les N_t réponses impulsionnelles correctement. En résumé, deux conditions doivent être remplies pour une estimation de canal correcte :

$$L \leq \Delta_t \quad (4.24)$$

$$N_t \Delta_t \leq N_p \quad (4.25)$$

On peut également noter qu'il est préférable, du fait que le canal varie d'un symbole OFDM à l'autre, de poser $g = 1$ et donc de considérer un ensemble de sous-porteuses pilotes appartenant au même symbole OFDM.

Enfin, l'égalisation étant effectuée dans le domaine fréquentiel, il est nécessaire d'estimer les coefficients de la réponse fréquentielle des sous-canaux. Nous avons donc les équations suivantes :

$$\hat{\mathbf{H}}_P^{ji} = \tilde{\mathcal{F}}' \hat{\mathbf{h}}^{ji} \quad (4.26)$$

$$\hat{\mathbf{H}}_{N_{FFT}}^{ji} = \tilde{\mathcal{F}} \hat{\mathbf{h}}^{ji} \quad (4.27)$$

avec $\hat{\mathbf{H}}_P^{ji} \in \mathbb{C}^{P \times 1}$ et $\hat{\mathbf{H}}_{N_{FFT}}^{ji} \in \mathbb{C}^{N_{FFT} \times 1}$ les vecteurs des coefficients estimés de la réponse fréquentielle reliant l'antenne Tx i à l'antenne Rx j au niveau des sous-porteuses pilotes et sur l'ensemble du spectre respectivement.

4.2.3.3 Commentaires sur les séquences d'apprentissage

Analyse du MSE Considérons le MSE suivant :

$$\text{MSE} = \frac{1}{LN_t} \mathbb{E} \left\{ \|\hat{\mathbf{h}}^j - \mathbf{h}^j\|^2 \right\} \quad (4.28)$$

Barhumi dans [105] démontre que la construction des séquences d'apprentissage proposée par l'équation (4.15) minimise le MSE. En effet, pour minimiser le MSE, les symboles pilotes répartis dans la trame doivent être de même puissance et espacés de manière uniforme dans le symbole OFDM. De plus, les séquences d'apprentissage doivent être orthogonales avec un décalage de phase $\Phi \in \{-L + 1, \dots, L - 1\}$. A noter que certains articles traitent de l'optimisation des séquences d'apprentissage dans le cas de sous-canaux corrélés ou en supposant un décalage de la fréquence porteuse entre antennes d'émission [106] [107].

Minimisation du PAPR Les séquences d'apprentissage émises sont fonction d'une séquence initiale émise sur la première antenne (voir équation (4.15)). Cette séquence initiale peut être une impulsion (voir exemple partie 4.2.3.1) ou encore une autre séquence ayant par exemple de bonnes propriétés concernant le PAPR. Li dans [108] a démontré qu'il n'y avait pas de pertes de performances si les symboles OFDM pilotes émis par antenne étaient multipliés par une même séquence ayant dans notre cas de bonnes propriétés concernant le PAPR.

4.2.4 Problématique

L'estimateur par passage dans le domaine temporel pour des séquences orthogonales dans le domaine temporel présente la même problématique que celui pour des séquences orthogonales dans le domaine fréquentiel (voir partie 4.1.3). En effet, l'équation (4.22) permettant d'estimer dans le domaine temporel les N_t réponses impulsionnelles nécessite le calcul d'un pseudo-inverse : ce calcul entraîne une forte sensibilité au bruit pour les trames où un ensemble de sous-porteuses nulles est inséré à chaque bordure du spectre. L'idée proposée dans la partie 4.1.3.1 pour des séquences orthogonales dans le domaine fréquentiel est de considérer une TSVD pour le calcul du pseudo-inverse. Après avoir présenté les solutions de la littérature, nous présenterons la technique TSVD adaptée aux séquences orthogonales dans le domaine temporel.

4.2.4.1 Solutions proposées dans la littérature

Liang dans [109] étend l'analyse faite par Morelli dans [102] au cas MIMO et démontre que le MSE à la sous-porteuse k est donné par :

$$\text{MSE}^{ij}(k) = \sigma_n^2 \sum_{k_1=0}^L \sum_{k_2=0}^L \left[\tilde{\mathbf{A}}^H \tilde{\mathbf{A}} \right]^{-1} e^{j2\pi k \frac{(k_1 - k_2)}{N_{FFT}}} \quad (4.29)$$

Les séquences d'apprentissage proposées par Barhumi dans [105], c'est-à-dire dans un contexte où toutes les sous-porteuses du spectre sont modulées, vérifient $\tilde{\mathbf{A}}^H \tilde{\mathbf{A}} = \mathbf{I}$. Ceci implique que le $\text{MSE}^{ij}(k)$ est constant d'une sous-porteuse à une autre. Cependant, dans le cas d'un canal sélectif en fréquence et quand seulement un ensemble de sous-porteuse est modulé, $\tilde{\mathbf{A}}^H \tilde{\mathbf{A}}$ n'est plus une matrice identité et le MSE varie.

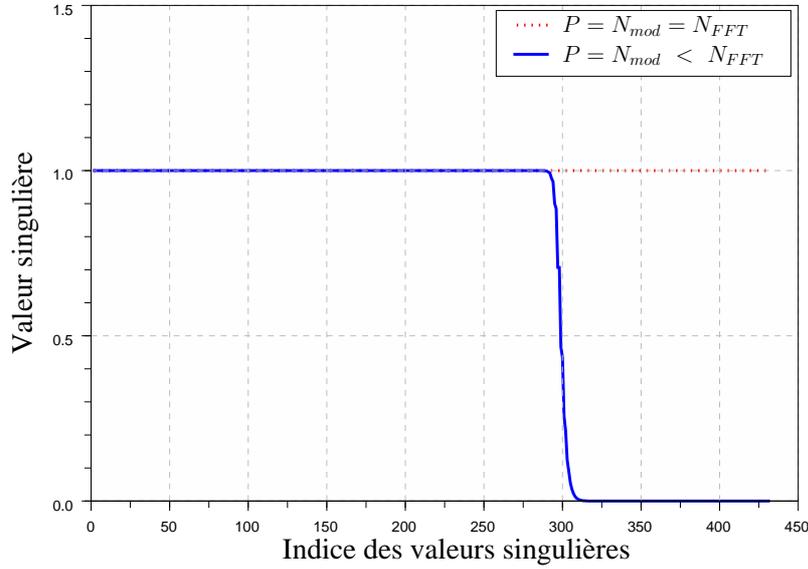


FIG. 4.5 – Valeurs singulières de la matrice $\tilde{\mathbf{A}}$ dans le cas où $P = N_{FFT} = 1024$ et $P = 704$. $N_t = 2$. $\Delta_t = \Delta_c = 216$

La solution proposée par Morelli dans [102] pour un cas SISO peut s'appliquer au cas MIMO mais le problème de fortes discontinuités persiste. Li propose dans [110] une construction des séquences d'apprentissage basée sur une puissance non uniforme des symboles pilotes. La principale difficulté réside à la fois dans le calcul des séquences d'apprentissage et dans le PAPR de la séquence émise.

Enfin, une autre idée proposée dans [109] est de minimiser l'énergie des éléments en dehors de la diagonale du produit matriciel $\tilde{\mathbf{A}}^H \tilde{\mathbf{A}}$ afin de se ramener au cas idéal où toutes les sous-porteuses sont modulées avec $\tilde{\mathbf{A}}^H \tilde{\mathbf{A}} = \mathbf{I}$. Liang propose ainsi d'utiliser les séquences d'apprentissages définies par l'équation (4.15) où toutes les sous-porteuses modulées sont dédiées à l'estimation de canal et où l'indice des sous-porteuses pilotes commence à la première sous-porteuse modulée. Cependant, les résultats de simulation montrent que les performances ne sont pas réellement améliorées.

4.2.4.2 Approche TSVD

La figure 4.5 représente l'ensemble des valeurs singulières pour un système MIMO $N_t = 2$ en considérant deux cas. Dans le premier, on pose $P = N_{mod} = N_{FFT} = 1024$ et dans le second, $P = N_{mod} = 704$. Le nombre conditionnel de $\tilde{\mathbf{A}}$ est égal à 1 pour $P = 1024$ et 5.29×10^{16} pour $P = 704$. Ainsi, pour $P = 704$, la matrice $\tilde{\mathbf{A}}$ est mal conditionnée ce qui entraîne de fortes discontinuités du MSE en bordure du spectre modulé. La solution envisagée est donc de considérer une TSVD⁽⁵⁾ de $\tilde{\mathbf{A}}$, l'objectif étant de s'affranchir des faibles valeurs singulières. L'estimation TSVD est donnée

⁽⁵⁾Truncated Singular Value Decomposition

par :

$$\hat{\mathbf{h}}^j = \sum_{s=1}^{\text{Th}} \frac{\mathbf{u}_s^H \tilde{\mathbf{R}}^j}{\sigma_s} \mathbf{v}_s \quad (4.30)$$

avec Th le niveau fixé.

Réduction de la complexité Afin de pouvoir implémenter ces solutions, différentes simplifications et réductions de complexité peuvent être réalisées en s'inspirant de la partie 4.1.3.1. En effet, la première méthode est de réduire la taille des matrices à stocker en n'effectuant pas d'interpolation dans le domaine fréquentiel :

$$\hat{\mathbf{H}}^{ji} = \tilde{\mathcal{F}}' \left(\tilde{\mathbf{A}}^\dagger \right)^i \tilde{\mathbf{R}}^j \quad (4.31)$$

$$= \mathcal{A}^i \tilde{\mathbf{R}}^j \quad (4.32)$$

avec $\hat{\mathbf{H}}^{ji} \in \mathbb{C}^{P \times 1}$ le vecteur des coefficients estimés simplement au niveau des sous-porteuses pilotes et $\left(\tilde{\mathbf{A}} \right)^i \in \mathbb{C}^{P \times \Delta_t}$ la matrice des symboles pilotes équivalente pour l'antenne Tx i . La matrice $\mathcal{A}^i \in \mathbb{C}^{P \times P}$ est donc la matrice à stocker pour estimer le canal reliant Tx i à l'antenne Rx j . La seconde méthode consiste à diminuer le nombre d'opérations à effectuer en ne conservant comme évoqué dans la partie 4.1.3.1 que les éléments autour de la diagonale de la matrice $\mathcal{A}^i \in \mathbb{C}^{P \times P}$.

4.3 Résultats de simulation

4.3.1 Paramètres de simulation

Le canal de transmission MIMO utilisé est constitué de $N_t \times N_r$ sous-canaux Bran E décorrélés spatialement. Chaque sous-canal est considéré constant sur un symbole OFDM. Deux systèmes MIMO sont considérés : $N_t = N_r = 2$ et $N_t = N_r = 4$.

4.3.2 Séquences d'apprentissage et estimateurs

On s'intéresse ici à l'erreur sur l'estimation de canal au niveau des symboles pilotes. Elle est évaluée par le calcul du MSE⁽⁶⁾ donné pour la sous-porteuse k par l'expression suivante :

$$\text{MSE}_k = \frac{\sum_{i=1}^{N_t} \sum_{j=1}^{N_r} \mathbb{E} \left\{ \left\| \hat{H}_k^{ji} - H_k^{ji} \right\|^2 \right\}}{N_t N_r} \quad (4.33)$$

Les constructions des séquences d'apprentissage étudiées sont représentées par la figure 4.6. Deux constructions sont étudiées. La première considère une orthogonalité

⁽⁶⁾Mean Square Error

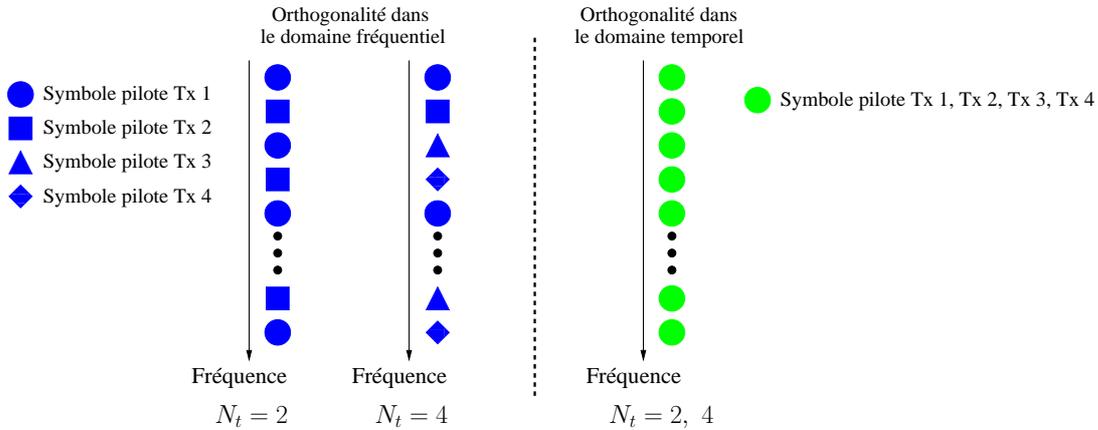


FIG. 4.6 – Séquences d'apprentissage avec orthogonalité dans le domaine temporel et fréquentiel pour $N_t = 2$ et $N_t = 4$

entre séquences dans le domaine fréquentiel et la seconde une orthogonalité dans le domaine temporel.

Pour la première construction, trois estimateurs sont évalués. L'estimateur LS correspond à une estimation LS au niveau des symboles pilotes suivi d'une interpolation linéaire. L'estimateur LMMSE applique une interpolation de type LMMSE sur les coefficients des sous-canaux estimés par l'algorithme LS au niveau des symboles pilotes. L'estimateur noté "LMMSE 1D" utilise simplement la corrélation fréquentielle, alors que celui noté "LMMSE 2D" utilise successivement la corrélation fréquentielle et temporelle. Les matrices de corrélation fréquentielle et/temporelle sont supposées parfaitement connues en réception : nous noterons donc les estimateurs LMMSE par "Parfait LMMSE 1D" et "Parfait LMMSE 2D". De plus, les tailles des fenêtres d'interpolation LMMSE dans le domaine temporel et fréquentiel notées respectivement "T freq" et "T temp" sont précisées par la notation "Parfait LMMSE T freq x T temps". Enfin, l'estimateur noté "IFFT FFT" se réfère à l'estimateur par passage dans le domaine temporel décrit par l'équation (4.5). On précise la taille du fenêtrage temporel par la notation "IFFT FFT Δ_t ". Pour la seconde construction, l'estimateur noté "TD Δ_t " avec Δ_t le décalage temporel égal au fenêtrage temporel applique l'équation (4.22). Le tableau 4.1 récapitule les estimateurs étudiés.

Orthogonalité	Fréquentiel	Temporel
Estimateur	LS	TD Δ_t
	Parfait LMMSE 1D/2D (T freq x T temps)	
	IFFT FFT Δ_t	

TAB. 4.1 – Séquences d'apprentissage et estimateurs associés

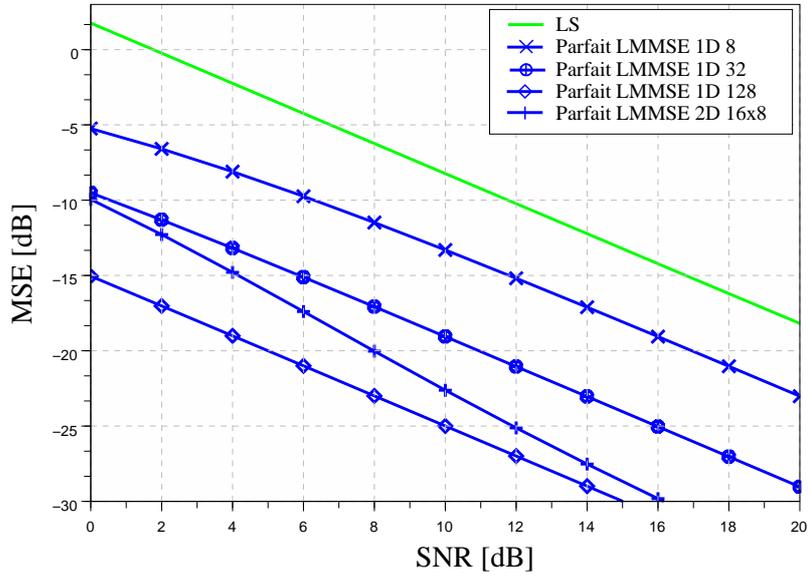


FIG. 4.7 – MSE pour les séquences d'apprentissage orthogonales dans le domaine fréquentiel avec algorithmes de traitement des symboles pilotes LS et LMMSE. $N_t = 2$

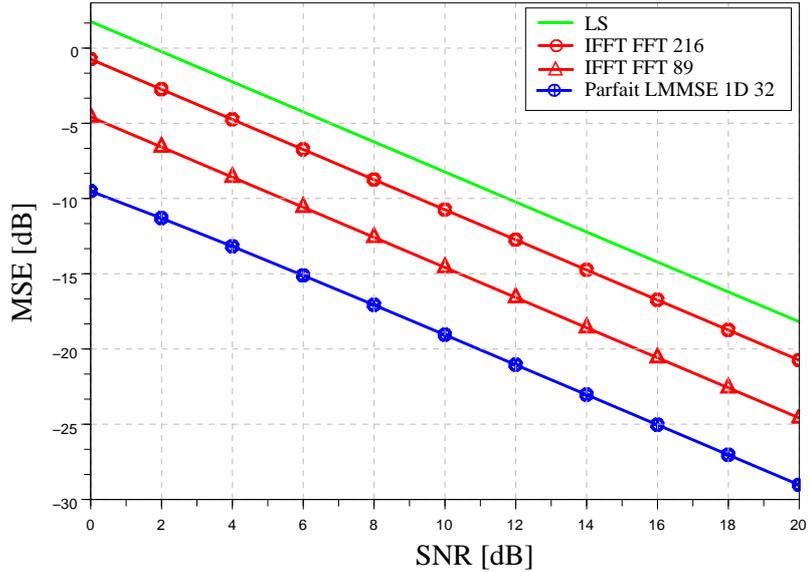


FIG. 4.8 – MSE pour les séquences d'apprentissage orthogonales dans le domaine fréquentiel avec algorithmes de traitement des symboles pilotes LS, IFFT FFT et LMMSE. $N_t = 2$

4.3.3 Comparaisons des estimateurs

4.3.3.1 $N_t = 2$

Les figures 4.7, 4.8 et 4.9 donnent les valeurs du MSE en dB moyenné sur l'ensemble des sous-porteuses modulées et sur un ensemble de symboles OFDM pilotes émis en fonction du rapport signal à bruit.

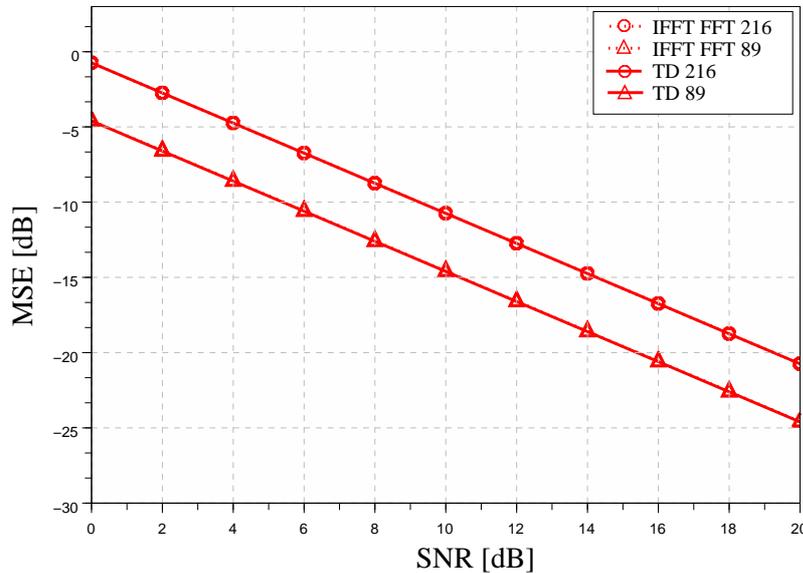


FIG. 4.9 – MSE pour les séquences d’apprentissage orthogonales dans le domaine fréquentiel et temporel avec respectivement l’algorithme de traitement des symboles pilotes IFFT FFT et l’algorithme de traitement TD. $N_t = 2$

Le MSE pour les estimateurs LS et LMMSE appliqués pour des séquences d’apprentissage orthogonales dans le domaine fréquentiel sont présentés sur la figure 4.7. On observe premièrement que l’estimateur LS offre les moins bonnes estimées. En effet, cet estimateur est très sensible au bruit et n’utilise aucune information *a priori* des sous-canaux. Les estimateurs LMMSE offrent de meilleurs résultats. Concernant les estimateurs ”LMMSE 1D”, l’estimateur offre un MSE d’autant plus faible que la taille de la fenêtre d’interpolation est grande. En effet, plus la taille de la fenêtre est grande, plus l’estimateur LMMSE exploite de symboles pilotes et de corrélation fréquentielle. L’estimateur LMMSE 2D tire parti à la fois de la corrélation fréquentielle et temporelle : il présente donc des performances plus intéressantes que l’estimateur LMMSE 1D. Néanmoins, on peut ajouter que les matrices de corrélation sont supposées parfaitement connues ce qui correspond à un cas théorique : le calcul de ces matrices correspond à un cas réaliste détériorera les performances de l’estimateur et donc du système.

La figure 4.8 donne le MSE des trois estimateurs développés pour des séquences d’apprentissage orthogonales dans le domaine fréquentiel : LS, LMMSE et IFFT FFT. La taille de la fenêtre d’interpolation ”T freq” pour le LMMSE 1D est fixée à 32. Cette taille d’interpolation permet d’obtenir des performances pratiquement identiques à celles obtenues avec estimation de canal parfaite (voir partie 4.3.4.2). La taille du fenêtrage temporel Δ_t pour l’algorithme par passage dans le domaine temporel est fixé premièrement à 216, ce qui correspond à la taille du préfixe cyclique, et à 89, soit la longueur des réponses impulsionnelles en nombre d’échantillons. On observe que l’estimateur IFFT FFT permet d’améliorer d’autant plus la qualité de l’estimation de

canal que la taille du fenêtrage temporel Δ_t est proche de la taille de la réponse impulsionnelle L . Plus le fenêtrage est précis, plus la puissance du bruit sur les coefficients estimés dans le domaine fréquentiel est faible.

Enfin, la figure 4.9 compare le MSE entre l'estimateur IFFT FFT et l'estimateur TD. On observe que les performances sont identiques. En effet, le principe des estimateurs IFFT FFT et TD est le même : il s'agit d'un fenêtrage dans le domaine temporel. En revanche, les deux estimateurs se différencient par la construction des séquences d'apprentissage. Pour l'estimateur IFFT FFT, le nombre de sous-porteuses pilotes non-nulles associées à chaque sous-canal est égal à la moitié du nombre de sous-porteuses pilotes pour l'estimateur TD. En revanche, la puissance des symboles pilotes est deux fois plus élevée. En effet, pour des séquences d'apprentissage orthogonales dans le domaine fréquentiel, $N_t - 1$ antennes d'émission sont éteintes pour chaque symbole pilote. Il y a donc N_t fois plus de puissance sur chaque symbole pilote pour des séquences orthogonales dans le domaine fréquentiel que pour des séquences d'apprentissage orthogonales dans le domaine temporel.

En résumé, l'inconvénient d'utiliser l'orthogonalité dans le domaine fréquentiel réside dans la diminution du nombre de symboles pilotes par sous-canal à estimer. L'inconvénient de l'orthogonalité dans le domaine temporel est la normalisation de la puissance des symboles pilotes émis en fonction du nombre d'antennes à l'émission. Nous préconisons d'utiliser des séquences d'apprentissage orthogonales dans le domaine fréquentiel pour des motifs de répartition des symboles pilotes basés sur des préambules (cas étudié dans cette partie). Cependant, pour des trames utilisant des pilotes répartis, les séquences d'apprentissage dans le domaine temporel permettent de réduire l'écart en temps et/ou en fréquence entre deux coefficients d'un même sous-canal (voir figure 3.4 dans la partie 3.3). Ainsi, le système est plus robuste vis-à-vis des corrélations temporelle et/ou fréquentielle des sous-canaux.

4.3.3.2 $N_t = 4$

Les figures 4.10 et 4.11 donnent les valeurs du MSE en dB moyenné sur l'ensemble des sous-porteuses modulées et sur un ensemble de symboles OFDM pilotes émis pour $N_t = 4$.

La figure 4.10 donne le MSE des trois estimateurs développés pour des séquences d'apprentissage orthogonales dans le domaine fréquentiel : LS, LMMSE et IFFT FFT. Premièrement, on observe que l'estimateur LMMSE offre les meilleures estimées. Les performances dépendent comme dans le cas $N_t = 2$ de la taille de la fenêtre d'interpolation. Cependant, pour $N_t = 4$, l'écart entre deux symboles pilotes estimés par l'algorithme LS est plus important que pour $N_t = 2$: dans une même taille de fenêtre d'interpolation il y aura moins de symboles pilotes estimés par l'algorithme LS pour $N_t = 4$ (voir équation (3.9)). De plus, on remarque que l'estimateur LS fournit de meilleures performances que l'estimateur IFFT FFT avec $\Delta_t = 216$. En effet, $P_i = 256$ ce qui implique que le fenêtrage temporel effectué avec $\Delta_t = 216$ par l'estimateur IFFT FFT ne permet pas de diminuer nettement la puissance du bruit sur

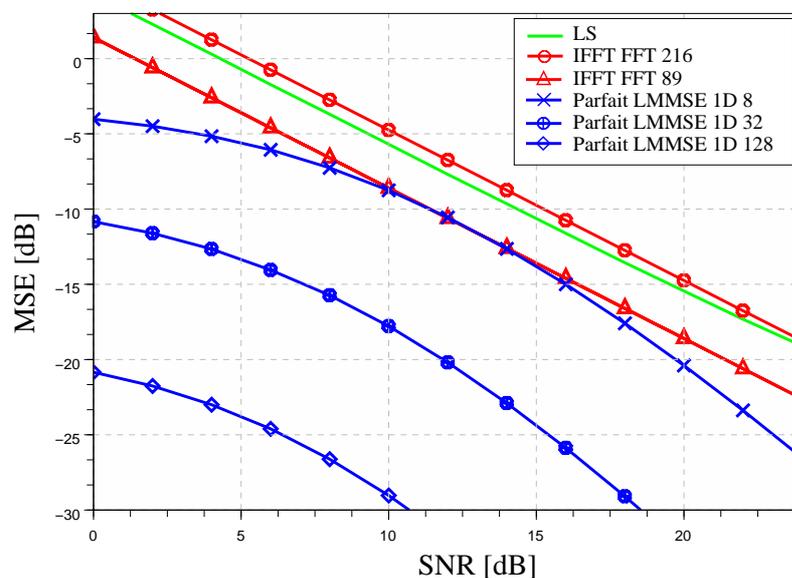


FIG. 4.10 – MSE pour les séquences d'apprentissage orthogonales dans le domaine fréquentiel avec algorithmes de traitement des symboles pilotes LS, IFFT FFT et LMMSE. $N_t = 4$

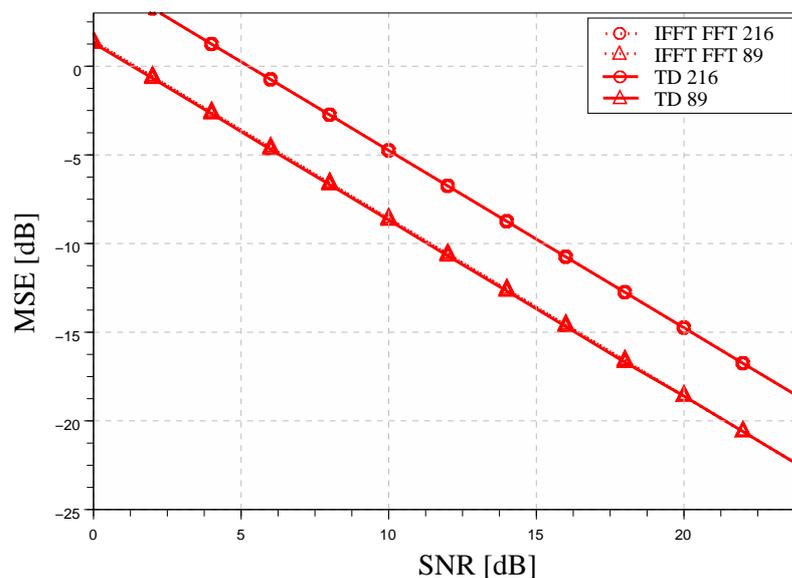


FIG. 4.11 – MSE pour les séquences d'apprentissage orthogonales dans le domaine fréquentiel et temporel avec respectivement l'algorithme de traitement des symboles pilotes IFFT FFT et l'algorithme de traitement TD. $N_t = 4$

les estimées. Il est nécessaire de diminuer la taille du fenêtrage temporel et de poser $\Delta_t = L = 89$ pour obtenir des performances intéressantes c'est-à-dire supérieures à celles de l'estimateur LS.

La figure 4.11 compare le MSE entre l'estimateur IFFT FFT et l'estimateur TD. Comme pour $N_t = 2$ (voir figure 4.8), les estimateurs présentent les mêmes performances : la différence essentielle entre les deux réside dans la construction des séquences d'apprentissage. Bien que pour l'estimateur IFFT FFT le nombre de symboles pilotes soit plus faible que pour l'estimateur TD, la puissance des symboles pilotes pour l'estimateur IFFT FFT est quatre fois plus importante que pour l'estimateur TD. Ainsi, pour cette construction de séquences d'apprentissage, les performances des deux estimateurs sont identiques.

4.3.4 Insertion de sous-porteuses nulles

On considère maintenant le cas où la trame est constituée de 704 sous-porteuses modulées et 320 sous-porteuses nulles en bordure du spectre, pour une taille de FFT $N_{FFT} = 1024$.

4.3.4.1 Analyse du MSE par sous-porteuse

Estimateur IFFT FFT La figure 4.12 donne le MSE moyenné sur un ensemble de symboles OFDM pour chaque sous-porteuse pour un SNR=24 dB. La partie (2) de la figure 4.12 correspond à la partie (1) où l'on visualise simplement un ensemble de sous-porteuse en bordure du spectre modulé. La partie (2) donne le MSE de l'estimateur IFFT FFT pour différentes valeurs de seuil Th . On considère des séquences d'apprentissage orthogonales dans le domaine fréquentiel et trois estimateurs : LS, LMMSE et IFFT FFT. Pour l'estimateur LMMSE, on choisit le LMMSE 1D de taille d'interpolation 32. Pour l'estimateur IFFT FFT, on évalue les performances de l'estimateur classique décrit par l'équation (4.5) et l'estimateur proposée dans la partie 4.1.3.1 en fixant plusieurs valeurs de Th .

L'estimateur LMMSE offre les meilleures estimées et le MSE est constant sur l'ensemble du spectre modulé. L'estimateur LS est sensible au bruit mais le MSE ne présente pas de discontinuités excepté sur la première et dernière sous-porteuse où une interpolation constante est considérée faute de pouvoir effectuer une interpolation linéaire. En revanche, l'estimateur IFFT FFT décrit par l'équation (4.5) présente des discontinuités en bordure de spectre : le MSE est fortement dégradé pour les sous-porteuses voisines des sous-porteuses nulles. Ces discontinuités sont réduites en utilisant l'estimateur proposé basé sur une TSVD pour l'ensemble des valeurs de Th fixées. Le seuil Th présentant le meilleur MSE est égal à 0.01, soit 1% de la valeur singulière maximale. Des oscillations du MSE apparaissent pour un seuil égal à 0.1 et une dégradation du MSE en bordure du spectre survient pour de très faibles valeurs du seuil. Plus la valeur du seuil est élevée, moins le calcul du pseudo-inverse est précis. Néanmoins, plus la valeur du seuil est faible, plus la matrice est mal-conditionnée. La valeur du seuil est donc un paramètre important dans les performances de l'estimateur.

Estimateur TD La figure 4.13 donne comme la figure 4.12 le MSE moyenné sur un ensemble de symboles OFDM pour chaque sous-porteuse modulée et pour un SNR=24

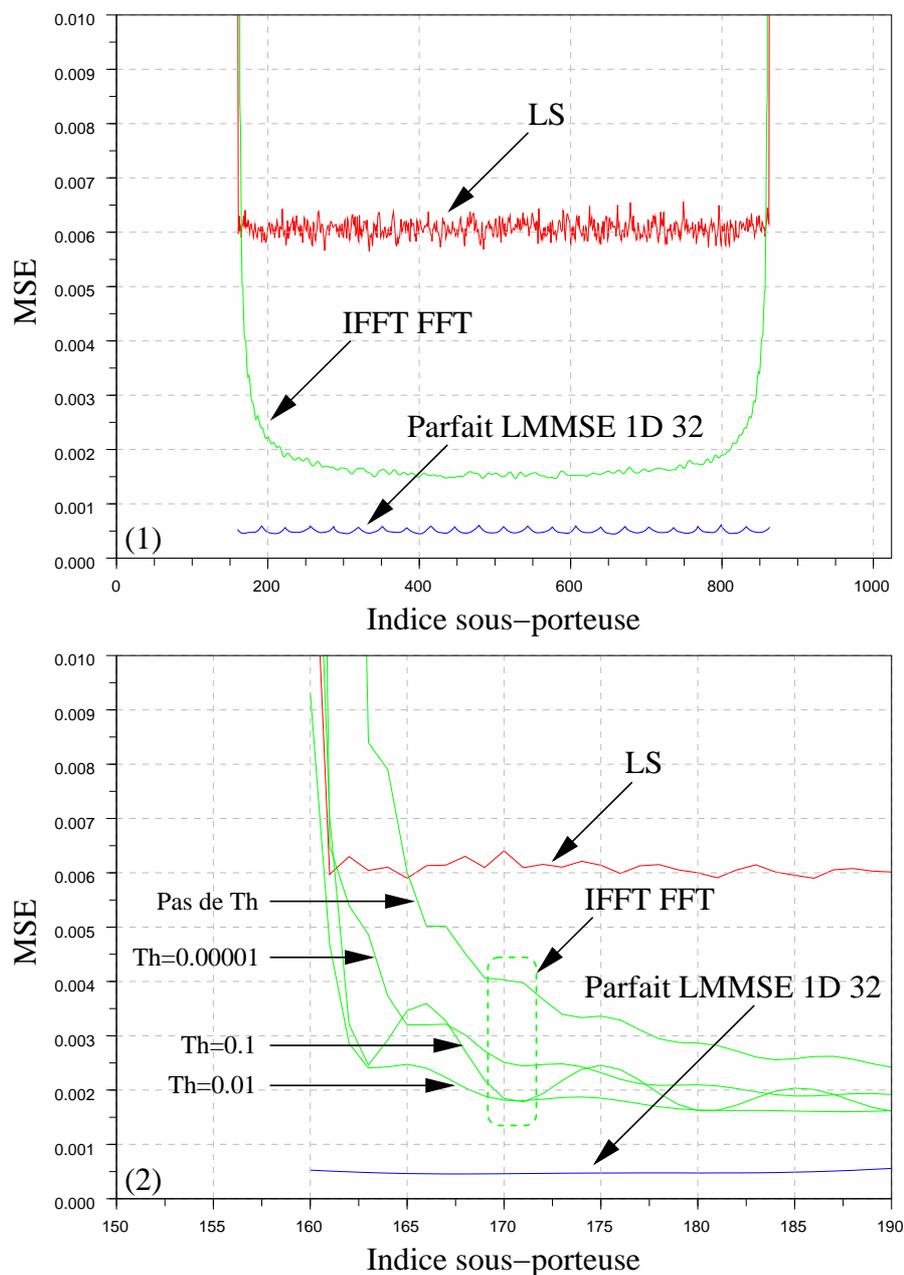


FIG. 4.12 – MSE en fonction des sous-porteuses pour les estimateurs : LS, LMMSE et IFFT FFT ($\Delta_t = L$). SNR=24 dB. $N_t = 2$

dB. Elle se décompose en deux parties (1) et (2) avec la partie (2) correspondant également à un zoom sur une bordure du spectre modulé de la partie (1). De plus, dans la partie (2), plusieurs valeurs de seuil sont considérées pour l'estimateur TD. On considère cette fois-ci des séquences d'apprentissage orthogonales dans le domaine fréquentiel et temporel avec trois estimateurs : LS, LMMSE et TD. Les estimateurs LS et LMMSE sont les mêmes que ceux utilisés pour la figure 4.12. Pour l'estimateur

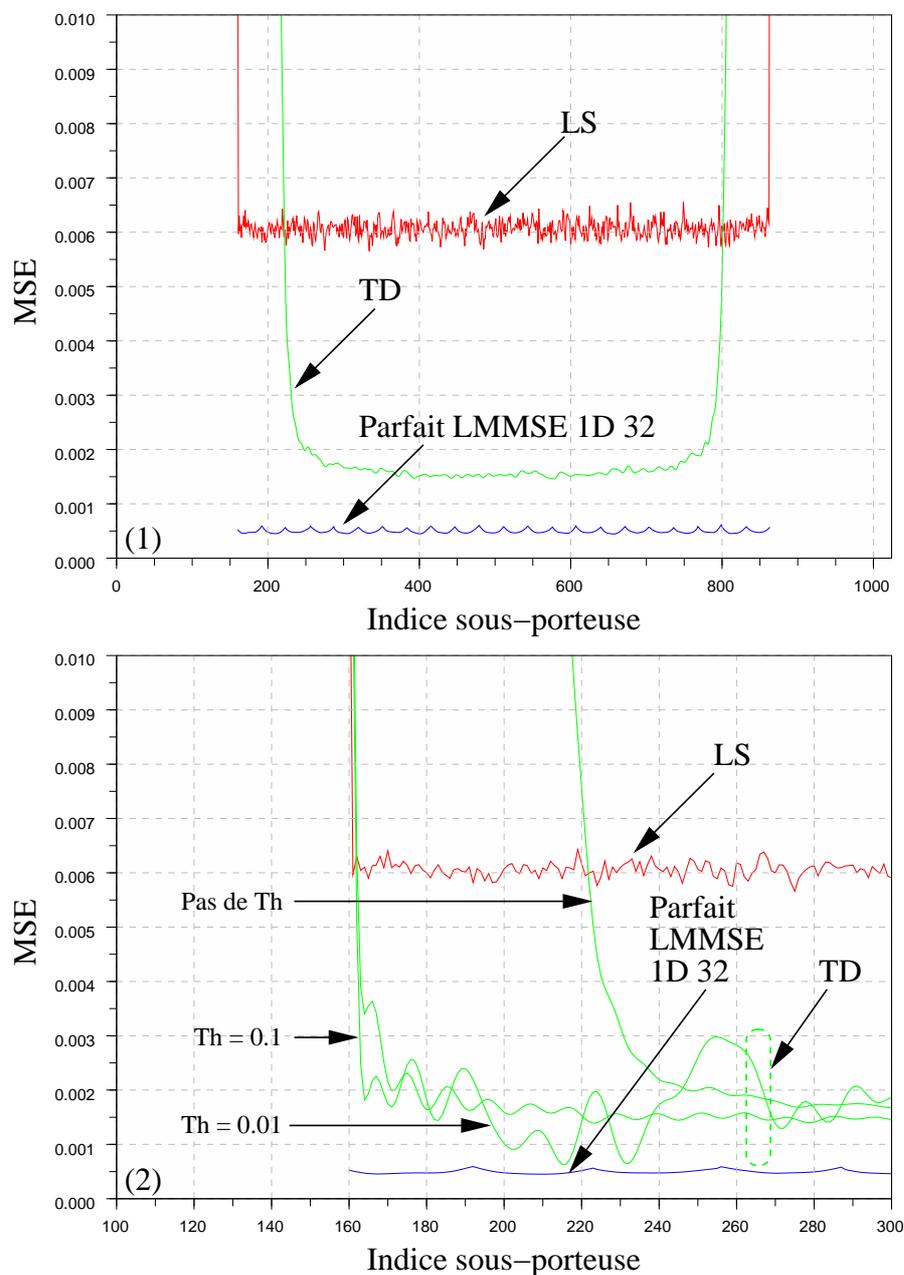


FIG. 4.13 – MSE en fonction des sous-porteuses pour les estimateurs : LS, LMMSE et TD ($\Delta_t = L$). SNR=24 dB. $N_t = 2$

TD, on évalue les performances de l'estimateur classique décrit par l'équation (4.22) et l'estimateur proposée dans la partie 4.2.4.2 en fixant deux valeurs de seuils : Th= 0.1 et Th= 0.01.

L'estimateur TD présente de fortes discontinuités en bordure de spectre : l'impact de l'insertion de sous-porteuses nulles sur le MSE de l'estimateur TD est plus important que pour l'estimateur IFFT FFT. En effet, le passage dans le domaine

temporel permet pour l'estimateur TD non seulement de filtrer la puissance du bruit mais surtout de récupérer de manière indépendante les N_t sous-canaux par antenne de réception. L'estimateur TD proposé avec $Th=0.1$ permet de réduire considérablement ces discontinuités et offre un MSE proche de celui de l'estimateur LMMSE. On peut également noter que le MSE se dégrade pour une valeur de seuil inférieure à $Th=0.1$, contrairement à la figure 4.12 : le seuil doit être plus élevé pour l'estimateur TD car l'impact des faibles valeurs singulières est plus important.

4.3.4.2 Performances en BER

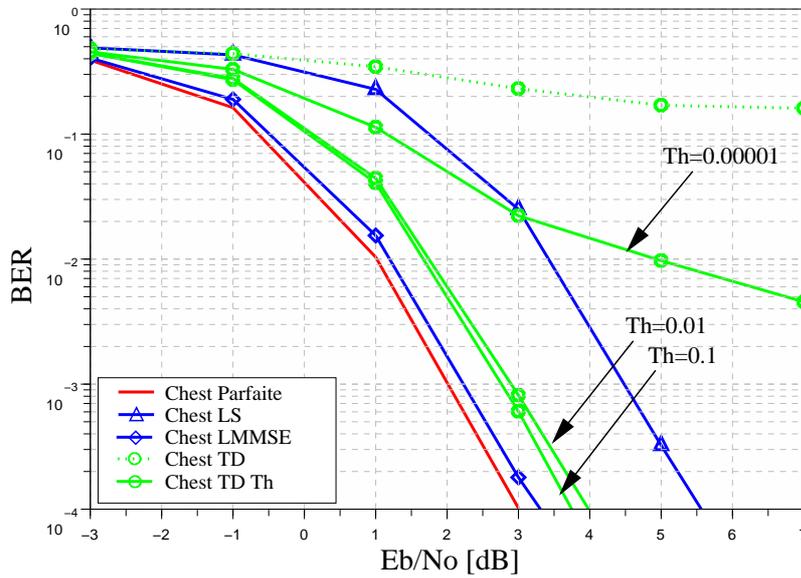


FIG. 4.14 – Performances des schémas de multiplexage spatial 2×2 pour la modulation QPSK après 5 itérations pour plusieurs algorithmes d'estimation de canal : LS, LMMSE et TD. $v = 5$ km/h.

La figure 4.14 présente les performances des estimateurs LS, LMMSE avec connaissance parfaite de la matrice de corrélation fréquentielle, et enfin TD avec $\Delta_t = L$ dans un contexte multiplexage spatial $N_t = N_r = 2$. La trame utilisée est celle détaillée dans la partie 3.5. Les estimateurs sont ceux utilisés précédemment au niveau des symboles pilotes et associés à une interpolation linéaire pour chaque sous-porteuse.

On observe que l'estimateur TD présente un palier d'erreur à 10^{-1} dû aux fortes discontinuités observées sur la figure 4.13. En revanche, l'écart entre la courbe Chest Parfaite et la courbe TD proposée en fixant $Th=0.1$ est inférieur à 1 dB. La valeur de seuil $Th=0.01$ permet d'obtenir des performances similaires conformant aux conclusions précédentes sur le MSE (voir figure 4.13). La valeur $Th=0.00001$ ne permet pas d'obtenir des performances intéressantes : les discontinuités du MSE sont trop importantes. L'estimateur TD basée sur une TSVD est donc efficace avec une valeur de seuil de l'ordre de 10% de la valeur singulière maximale comme préconisé pour

une autre application [103]. Il permet en effet de réduire les discontinuités observées sur la figure 4.13 et ainsi de conserver les propriétés intéressantes de l'estimateur TD classique sans insertion de sous-porteuses nulles dans la trame.

4.3.5 Réduction de la complexité

La problématique de l'estimation par passage dans le domaine temporel réside dans la complexité d'implémentation. En effet, N_t multiplications matricielles sont requises par antenne de réception pour estimer à partir des symboles pilotes reçus les coefficients des sous-canaux. Ces multiplications matricielles sont nécessaires pour des séquences orthogonales à la fois dans le domaine fréquentiel et à la fois dans le domaine temporel. Afin de réduire la complexité liée au nombre de multiplications et d'additions à effectuer, il est nécessaire de réduire le nombre d'éléments de la matrice. Nous allons donc tester l'influence des méthodes de réduction de complexité sur les performances d'un système MIMO $N_t = N_r = 2$ avec multiplexage spatial à l'émission.

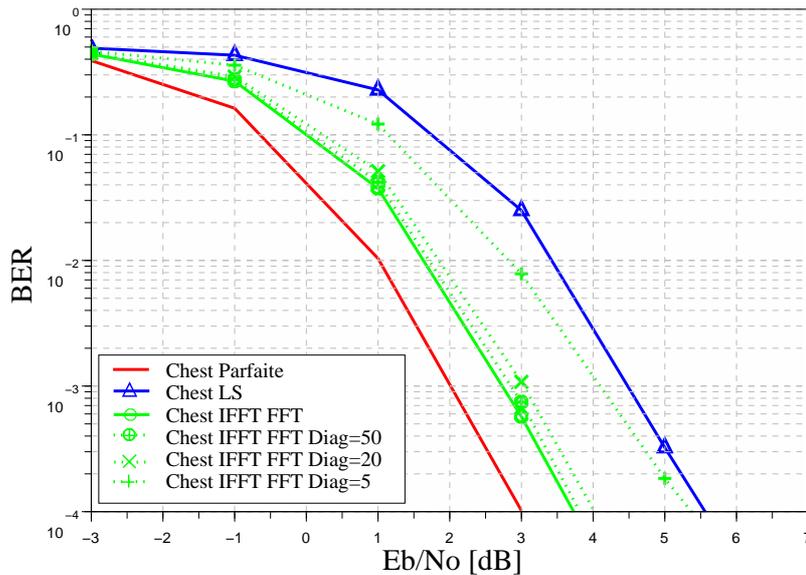


FIG. 4.15 – Performances des schémas de multiplexage spatial $N_t = 2$ $N_r = 2$ pour la modulation QPSK après 5 itérations pour plusieurs algorithmes d'estimation de canal. $\text{Th} = 0.1$. Approximation de la matrice dans le processus IFFT FFT. $v = 5$ km/h.

Séquences d'apprentissage orthogonales dans le domaine fréquentiel La figure 4.15 présente les performances des estimateurs LS et IFFT FFT dans un contexte de multiplexage spatial $N_t = N_r = 2$. L'estimateur IFFT FFT est utilisé avec un seuil $\text{Th} = 0.01$ avec plusieurs niveaux de simplification. Les matrices \mathcal{F}_4^i sont de tailles $P_i \times P_i$ avec $P_i = 352$. De plus, le nombre d'éléments Nb considérés pour l'estimateur IFFT FFT de part et d'autre de la diagonale est donné dans légende par $\text{Diag} = \text{Nb}$.

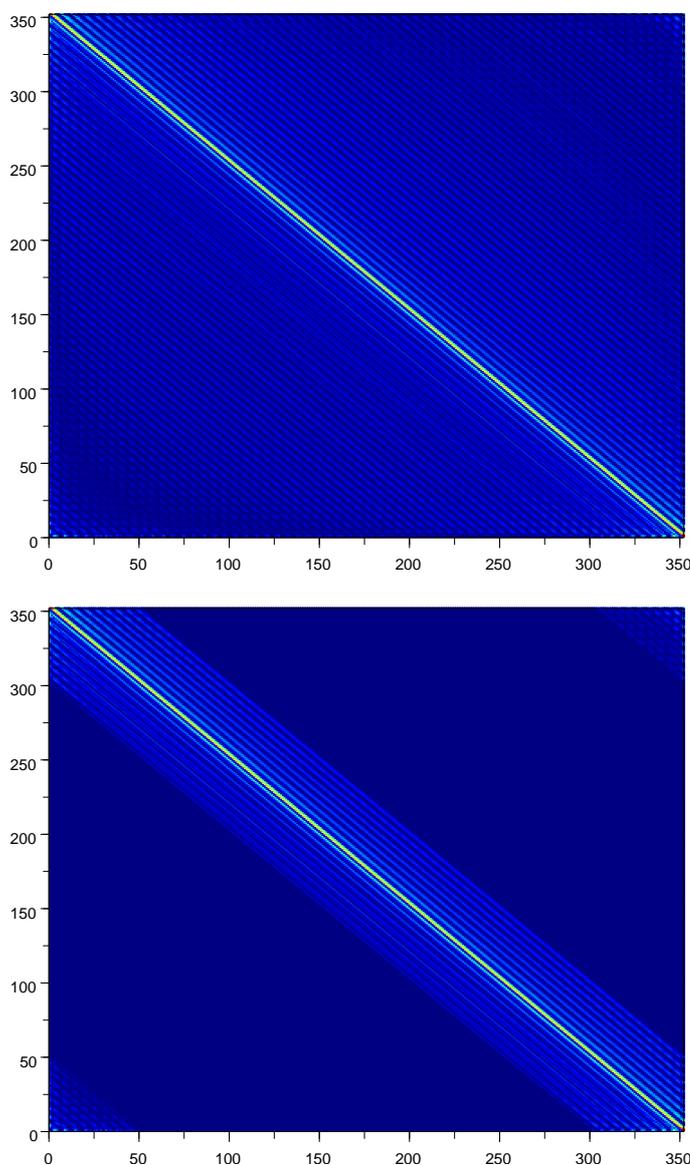


FIG. 4.16 – Représentation de la partie réelle normalisée des coefficients de la matrice \mathcal{F}_4^1 non simplifiée et simplifiée avec $\text{Diag}=50$

La figure 4.16 donne la répartition de l'amplitude de la partie réelle des coefficients de la matrice \mathcal{F}_4^i . Plus précisément, la partie supérieure correspond à la matrice \mathcal{F}_4^i et la partie inférieure la nouvelle matrice \mathcal{F}_4^i en posant $\text{Diag}=50$. On observe très nettement que les éléments autour de la diagonale offrent les amplitudes les plus fortes.

En posant $\text{Diag}=50$, le nombre d'éléments de la matrice non nuls est de 30%. On observe qu'il n'y a pas de perte de performance par rapport à celles obtenues avec l'estimateur IFFT FFT sans simplification. Pour $\text{Diag}=20$, ce qui équivaut à considérer 12% du nombre d'éléments non nuls de la matrice, on note une perte de 0.5 dB. Enfin, pour $\text{Diag}=5$ soit un pourcentage égal à 3%, les performances à haut SNR sont de

l'ordre de celles de l'estimateur LS, ce qui constitue les limites de la simplification. En conclusion, les performances restent intéressantes même en diminuant grandement le nombre d'éléments de la matrice. Le choix du nombre d'éléments de la matrice non nuls dépend des performances désirées et de la mémoire disponible : considérer 10% des éléments de la matrice offre néanmoins un compromis performance/complexité intéressant.

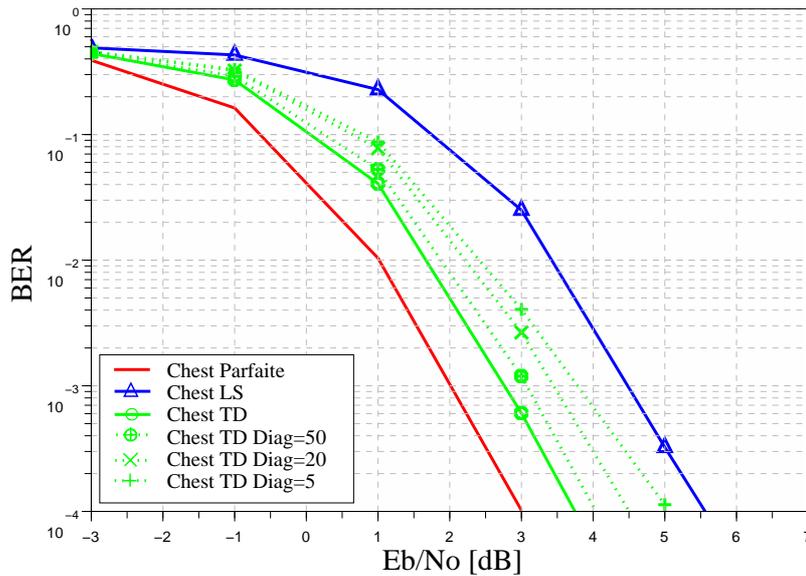


FIG. 4.17 – Performances des schémas de multiplexage spatial $N_t = 2$ $N_r = 2$ pour la modulation QPSK après 5 itérations pour plusieurs algorithmes d'estimation de canal. $Th = 0.1$. Approximation de la matrice dans le processus TD. $v = 5$ km/h.

Séquences d'apprentissage orthogonales dans le domaine temporel La figure 4.17 présente les performances des estimateurs LS et TD dans un contexte multiplexage spatial $N_t = N_r = 2$. L'estimateur TD considère un seuil $Th = 0.1$ avec comme dans la figure précédente plusieurs niveaux de simplification. Cette fois-ci, l'estimateur considère des matrices \mathcal{A}^i de taille $P \times P$ avec $P = 704$. Comme précédemment, $Diag = Nb$ correspond au nombre d'éléments non nuls considérés de part et d'autre de la diagonale de \mathcal{A}^i .

En considérant $Diag = 50$, le pourcentage d'éléments non nuls de \mathcal{A}^i est égal à 14%. Cette simplification n'entraîne une perte que de 0.5 dB au niveau des performances en comparaison avec l'estimateur TD utilisant une matrice non simplifiée. La perte est de 1 dB et 1.5 dB respectivement pour $Diag = 20$, soit 6%, et pour $Diag = 5$, soit 2%. Comme pour l'estimateur IFFT FFT, la simplification est efficace en terme de réduction de complexité et de simplification. Les pertes sont en revanche légèrement plus importantes que pour l'estimateur IFFT FFT. En effet, comme nous l'avons évoqué précédemment, la matrice multiplicatrice pour l'estimateur IFFT FFT ne sert

qu'à filtrer le bruit tandis que pour l'estimateur TD elle permet de filtrer le bruit et de récupérer de manière indépendante l'ensemble des N_t réponses impulsionnelles.

4.3.6 Contexte DVB-T2

Nous avons considéré dans les simulations précédentes la trame décrite dans la partie 3.5. Dans cette partie, la trame utilisée est celle proposée dans le projet DVB-T2⁽⁷⁾.

Les études menées au cours de cette thèse en relation avec le projet DVB-T2 ont donné lieu à une contribution à ce projet. L'objectif était premièrement de modifier la trame initialement prévue pour une transmission SISO. Plus précisément, il s'agissait de définir une répartition et une construction des symboles pilotes de telle sorte que le système puisse fonctionner dans un contexte MIMO avec $N_t = 2$. La seconde partie de la contribution était d'apporter des résultats de simulation du système de transmission avec estimation de canal réaliste et en particulier de montrer l'efficacité de l'estimateur par passage dans le domaine temporel pour les deux types de séquences d'apprentissage.

4.3.6.1 Projet DVB-T2

La norme de télévision numérique DVB⁽⁸⁾ a été réalisée par l'organisme européen DVB et largement utilisée dans le monde. Les normes DVB sont définies par l'ETSI. Il existe plusieurs types de norme, parmi lesquelles on peut citer la norme DVB-T et la norme DVB-H⁽⁹⁾. La norme DVB-T est l'application de la norme DVB au transmission terrestres hertziennes. En France, ce système est utilisé pour la télévision numérique terrestre. La norme DVB-H est une adaptation du DVB-T aux exigences des récepteurs de poche.

4.3.6.2 Trame

On considère la trame définie pour les normes DVB-T et DVB-H. Tout d'abord, il existe deux modes de fonctionnement : le mode 2K avec 2048 sous-porteuses, et le mode 8K avec 8192 sous-porteuses. Le spectre OFDM est constitué de 1704 sous-porteuses modulées pour le mode 2K et de 6816 sous-porteuses modulées pour le mode 8K. A noter qu'un mode supplémentaire 4K est considéré pour le DVB-H. Nous choisissons le mode 2K pour les simulations présentées dans cette partie.

La trame contient trois types de symboles : les données utiles, les symboles pilotes et les symboles TPS⁽¹⁰⁾ contenant de l'information relative au codage de canal utilisé ou à la modulation par exemple. Concernant les symboles pilotes, on distingue

⁽⁷⁾Digital Video Broadcasting Terrestrial

⁽⁸⁾Digital Video Broadcasting

⁽⁹⁾Digital Video Broadcasting Handheld

⁽¹⁰⁾Transmitter Parameter Signalling

deux catégories. La première concerne les symboles pilotes associés à certaines sous-porteuses entièrement dédiées à l'estimation de canal qu'on appelle sous-porteuses continues. Pour le mode 2K, 45 sous-porteuses sont dédiées à l'estimation de canal. La seconde catégorie concerne les symboles pilotes répartis sur l'ensemble de la trame et suivant un certain motif décrit sur la figure 4.18.

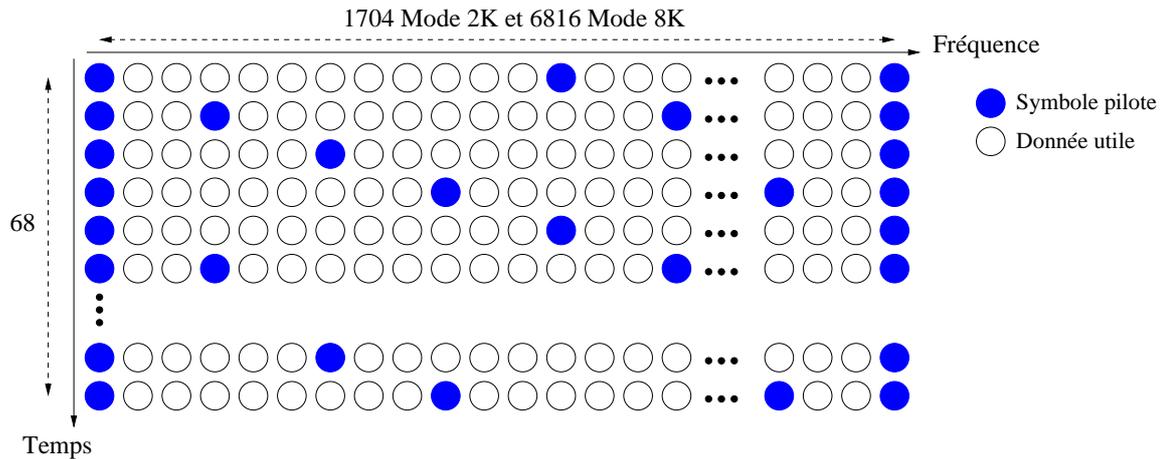


FIG. 4.18 – Répartition des symboles pilotes dans la trame DVB

Enfin, les symboles pilotes sont amplifiés et leur valeur suit une loi donnée par une séquence pseudo-aléatoire. Ainsi chaque symbole pilote est égal à $\pm\frac{4}{3}$.

4.3.6.3 Paramètres dsu système

Canal de propagation On considère des simulations avec deux types de canaux de propagation mono-antenne : les canaux F1 et P1. Afin de simuler le canal MIMO 2×1 , nous considérons ici le modèle SCME⁽¹¹⁾ proposé dans le projet européen Winner⁽¹²⁾ [111, 112]. Ce modèle est une extension du modèle SCM⁽¹³⁾ initialement proposé pour des bandes supérieures à 5 MHz. Le modèle SCME est un modèle de tracé de rayons basé sur une approche stochastique des obstacles. Il permet de définir trois types d'environnement extérieurs. D'autre part, le canal est simulé par l'intermédiaire d'un fichier de rayons initialement généré par des paramètres comme par exemple les retards, les puissances, angles d'arrivée et de départ, environnement LOS ou NLOS... Un second ensemble de paramètres permet d'ajuster la modélisation du canal (fréquence porteuse, bande, nombre d'antennes à l'émission et en réception, gain d'antennes, vitesse du mobile...). Le tableau 4.2 donne les caractéristiques du canal MIMO SCME utilisées.

Paramètres de simulation Le tableau 4.3 donne les paramètres de simulation utilisés. Le tableau 4.4 décrit les caractéristiques des estimateurs utilisés et des séquences

⁽¹¹⁾Spatial Channel Model Extension

⁽¹²⁾Wireless World Initiative New Radio

⁽¹³⁾Spatial Channel Model

Fichier de rayons	Typical Urban
Nombre de trajets	6
Vitesse de variation	150 km/h
Fréquence porteuse	10 MHz
Bande	9.14 MHz

TAB. 4.2 – Caractéristiques du canal de propagation MIMO SCME

d'apprentissage associées. Nous avons choisi pour les estimateurs par passage dans le domaine temporel soit les estimateurs Chest IFFT FFT et Chest TD de ne traiter que les symboles pilotes, soit des matrices de passage de taille 176×176 . De plus, ils effectuent un fenêtrage temporel d'une taille égale à la longueur de la réponse impulsionnelle.

Modulations	QPSK
L_c	1512
Code convolutif	$K = 7, R_c = 1/2$
Taille de la FFT	2048
Taille du préfixe cyclique	256
Codage espace-temps	Alamouti
Système MIMO	2×1

TAB. 4.3 – Paramètres de simulation

Chest Parfaite	Estimation parfaite du canal en réception
Chest LS	Orthogonalité fréquentielle
	Interpolation temporelle + interpolation fréquentielle
Chest IFFT FFT	Orthogonalité fréquentielle
	Passage dans le domaine temporel, $T_h=0.1$
	Interpolation temporelle + interpolation fréquentielle
Chest TD	Orthogonalité temporelle
	Estimateur TD, $T_h=0.1$
	Interpolation temporelle + interpolation fréquentielle

TAB. 4.4 – Caractéristiques des estimateurs utilisés

4.3.6.4 Contexte MIMO

Le but est ici de modifier la trame ou plus précisément la construction des symboles pilotes de telle sorte que le système puisse fonctionner dans un contexte MIMO avec

$N_t = 2$. Nous proposons donc d'utiliser les deux séquences d'apprentissage possible à savoir celles orthogonales dans le domaine fréquentiel et celles orthogonales dans le domaine temporel.

La construction avec orthogonalité dans le domaine fréquentiel est représentée par la figure (4.19) où l'on a choisi d'allouer chaque symbole OFDM à l'estimation d'un seul sous-canal.

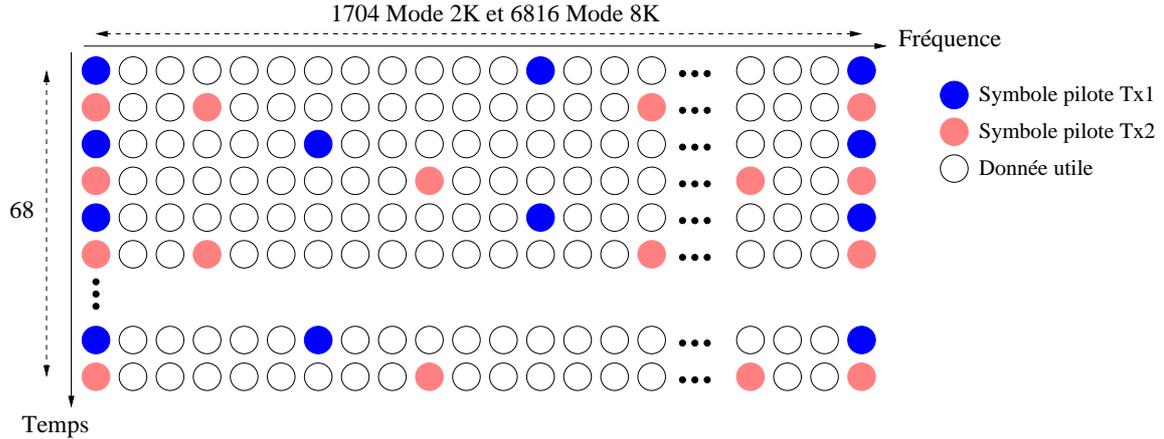


FIG. 4.19 – Répartition des symboles pilotes dans la trame DVB adapté à un contexte MIMO $N_t = 2$. Séquences d'apprentissage orthogonales dans le domaine fréquentiel

La seconde construction possible réalise une orthogonalité dans le domaine temporel. Dans ce cas, la répartition des symboles pilotes donnée dans un cas mono-antenne (voir figure (4.18)) est conservée dans le cas MIMO.

La figure 4.20 donne les résultats de simulation pour les différents estimateur de canal considérés. On observe premièrement une dégradation de 2.5 dB entre la courbe théorique Chest Parfaite et la courbe Chest LS. Cet écart s'explique par le bruit non traité sur les coefficients estimés sur les symboles pilotes et également par l'interpolation linéaire entre symboles pilotes sensible aux sélectivités. En considérant l'estimateur Chest IFFT FFT, la dégradation par rapport à la courbe Chest Parfaite est de 1.5 dB. L'estimateur par passage dans le domaine temporel appliqué à des séquences orthogonales dans le domaine fréquentiel permet ici d'améliorer l'estimation de canal au niveau des symboles pilotes grâce à la diminution de la puissance du bruit et de la corrélation fréquentielle entre coefficients. On observe que l'estimateur Chest TD présente une légère dégradation par rapport à l'estimateur Chest IFFT FFT : ceci peut s'expliquer par le fait que l'estimateur Chest TD est plus sensible aux discontinuités que l'estimateur IFFT FFT.

4.4 Conclusion

La technique d'estimation de canal par passage dans le domaine temporel permet de réduire la puissance du bruit sur les estimées des sous-canaux, de tirer parti de la

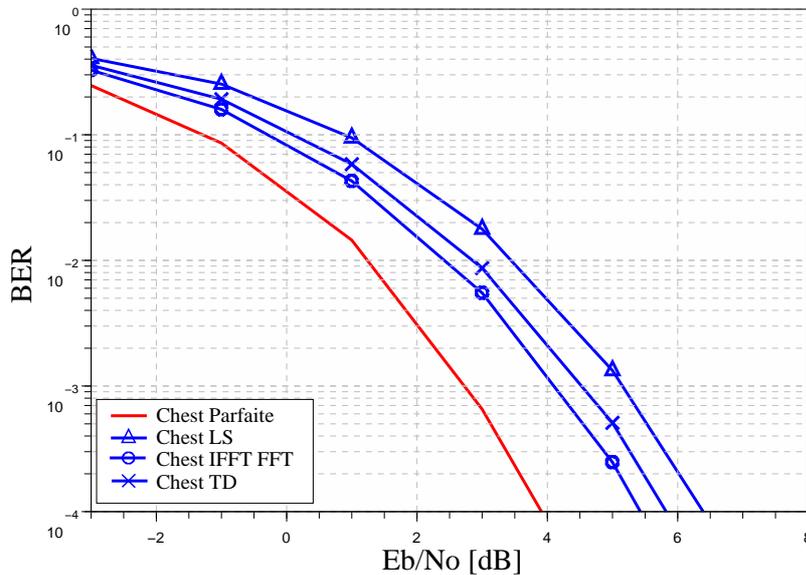


FIG. 4.20 – Performances du système MIMO 2×1 en considérant la trame DVB-T2 pour différents estimateurs de canal. Canal MIMO SCME. $v = 150$ km/h

corrélation fréquentielle et d'interpoler les coefficients des sous-canaux à l'ensemble du spectre modulé. Cette méthode peut s'appliquer en multi-antennes sous deux formes correspondant à deux techniques de constructions de séquences d'apprentissage. La première famille considère des séquences d'apprentissage orthogonales dans le domaine fréquentiel. L'estimation correspond alors à une simple extension de la technique existant dans un cas mono-antenne. La seconde s'applique pour des séquences d'apprentissage orthogonales dans le domaine temporel. L'inconvénient majeur commun à l'ensemble des techniques d'estimation de canal par passage dans le domaine temporel en mono-antenne et en multi-antennes est que ces méthodes ne sont efficaces que pour des séquences d'apprentissage où l'ensemble des sous-porteuses pilotes correspond à l'ensemble des sous-porteuses du spectre OFDM. Or, dans les trames proposés dans les projets concernant les communications numériques aujourd'hui, un ensemble de sous-porteuses nulles est inséré en bordure du spectre OFDM. Nous avons proposé une nouvelle technique s'appliquant aux deux familles et plusieurs procédés de simplification. Cette nouvelle technique basée sur une décomposition en valeurs singulières tronquée permet de réduire considérablement les discontinuités au niveau de l'erreur quadratique moyenne : l'estimation de canal par passage dans le domaine temporel est alors robuste à tout type de séquence d'apprentissage. De plus, cet estimateur est caractérisé par une multiplication matricielle du signal reçu par une matrice pré-calculée. Afin de réduire le nombre d'opérations à effectuer et le nombre d'éléments à mémoriser, le principe des simplifications proposées est de réduire la taille de la matrice et de ne conserver que les éléments autour de la diagonale présentant les amplitudes les plus importantes. Les estimateurs ainsi présentés sont efficaces en terme de complexité et de performances. Enfin, en supposant un même nombre de symboles

pilotes que dans un cas mono-antenne, l'estimation de canal avec séquences d'apprentissage orthogonales dans le domaine fréquentiel est plus sensible aux sélectivités que celle avec séquences orthogonales dans le domaine temporel : nous préconisons donc malgré une légère augmentation de complexité d'utiliser les séquences d'apprentissage orthogonales dans le domaine temporel.

L'estimateur de canal temporel reste néanmoins sensible à la sélectivité temporelle et à la sélectivité fréquentielle, ne connaissant pas parfaitement les propriétés de corrélation du canal. L'amélioration de l'estimation de canal par utilisation de l'information fournie par le décodeur de canal constitue l'objet du chapitre suivant.

Les estimateurs proposés dans ce chapitre sont protégés par plusieurs demandes de brevet et ont fait l'objet d'une publication concernant l'estimation par passage dans le domaine temporel pour des séquences d'apprentissage orthogonales dans le domaine temporel dans un contexte MIMO-OFDMA liaison descendante [113].

Chapitre 5

Estimation de canal itérative

Sommaire

5.1	Principe	120
5.1.1	Trame avec préambule	121
5.1.2	Trame avec pilotes répartis	123
5.1.3	Performances	125
5.1.4	Bilan	128
5.2	Amélioration des techniques d'estimation de canal itératives	129
5.2.1	Corrélations fréquentielle et temporelle	129
5.2.2	Estimateur IFFT FFT	130
5.2.3	Algorithme de régression linéaire	131
5.2.4	Bilan	132
5.3	Résultats	132
5.3.1	Corrélation temporelle	132
5.3.2	Interférence co-antenne	138
5.3.3	Comparaisons de différents systèmes MIMO	140
5.3.4	Application aux transmissions MC-CDMA et au précodage linéaire	143
5.4	Conclusion	150

Les techniques d'estimation de canal étudiées jusqu'à présent dans notre document utilisaient les symboles pilotes ainsi que certaines propriétés du canal de transmission pour estimer les coefficients des différents sous-canaux du canal MIMO. Les estimateurs basés sur les corrélations temporelle et/ou fréquentielle permettent d'obtenir pour des canaux très sélectifs des performances proches d'un système pour lequel l'estimation de canal serait supposée parfaite et ceci sans augmentation du nombre de symboles pilotes et de la puissance des symboles pilotes. Cependant, pour ces techniques basées sur la connaissance de certaines caractéristiques des sous-canaux, le récepteur doit disposer d'une information *a priori* sur les sous-canaux de transmission.

Ce chapitre est consacré aux estimateurs de canal basés non seulement sur les symboles pilotes mais également sur les données utiles estimées. On parle alors d'estimation de canal itérative. Ce processus se décompose en deux parties. La première partie correspond à la première itération : l'estimation des coefficients des sous-canaux s'effectue grâce aux symboles pilotes et par les algorithmes que nous avons détaillé jusqu'à présent. Le signal peut alors être égalisé et décodé. Aux autres itérations, l'estimateur de canal itératif calcule les coefficients des sous-canaux grâce à l'information fournie par le décodeur de canal : le signal est alors égalisé une nouvelle fois par les coefficients des sous-canaux obtenus et ensuite décodé.

Dans un premier temps, après avoir effectué un état de l'art sur les différentes méthodes utilisant les données utiles pour calculer les coefficients des sous-canaux, nous proposons différentes techniques fonction des schémas de transmission MIMO et par la présence ou non d'interférences co-antenne ou multi-utilisateurs. En effet, les estimateurs de canal itératifs doivent tenir compte du schéma de transmission utilisé à l'émission.

Afin de rendre efficaces les estimateurs de canal itératifs basés sur ces techniques de calculs, nous introduirons dans une deuxième partie les principes de passage dans le domaine temporel et d'utilisation de l'algorithme de régression linéaire.

Les estimateurs ainsi obtenus sont évalués dans la dernière partie du chapitre pour des canaux sélectifs en temps et en fréquence et pour différents schémas de transmission MIMO. Les résultats sont donnés pour des estimateurs de canal itératifs basés à la première itération sur l'estimateur de canal par passage dans le domaine temporel pour des séquences d'apprentissage orthogonales dans le domaine temporel. Néanmoins, les estimateurs de canal itératifs proposés peuvent également utiliser des séquences d'apprentissage orthogonales dans le domaine fréquentiel et des algorithmes de traitement et d'interpolation des coefficients des symboles pilotes de type LS et LMMSE.

5.1 Principe

Nous considérons dans l'étude que toute estimation de canal caractérisée par l'utilisation des données utiles estimées dans le calcul des coefficients des $N_t \times N_r$ sous-canaux appartient à la famille des techniques d'estimation de canal itérative ou ICE⁽¹⁾. Ces données utiles estimées sont obtenues après égalisation et plus généralement après décodage de canal afin d'avoir une meilleure fiabilité des données et de limiter ainsi les propagations d'erreur. On distingue deux catégories d'ICE.

La première catégorie est adaptée aux trames avec insertion de préambule. L'estimation de canal est dans un premier temps effectuée avant toute transmission de donnée utile par l'intermédiaire d'un ou de plusieurs symboles OFDM pilotes constituant le préambule. L'estimation de canal pour les symboles OFDM suivants est réalisée grâce à un processus adaptatif qui suit les variations de chaque sous-canal

⁽¹⁾Iterative Channel Estimation

grâce à un algorithme d'adaptation. Ces techniques sont détaillées dans un premier temps afin de mettre en évidence les problématiques MIMO dans le calcul des coefficients des sous-canaux. On peut noter que ces techniques sont désignées dans la littérature par le terme techniques adaptatives : comme elles utilisent les données utiles estimées, nous les considérons comme étant des techniques itératives particulières.

La seconde famille est adaptée aux trames avec pilotes répartis dans les dimensions temporelle et fréquentielle suivant un certain motif. A la première itération les coefficients des sous-canaux sont obtenus par interpolation en temps et/ou en fréquence des coefficients estimés au niveau des symboles pilotes. Aux autres itérations, l'information fournie par le décodeur de canal est prise en compte dans le calcul des coefficients des sous-canaux au niveau des sous-porteuses des données utiles estimées afin d'améliorer au fur et à mesure des itérations l'estimation du canal sur celles-ci.

5.1.1 Trame avec préambule

Les processus adaptatifs d'estimation de canal existant dans un cas MIMO-OFDM ne sont qu'une extension de ceux appliqués dans un cas SISO-OFDM. En effet, pendant la phase d'émission du préambule, chaque sous-canal est estimé de manière indépendante. Ainsi, en supposant une décorrélation spatiale des sous-canaux, pendant la phase d'émission de données utiles, l'estimateur utilise un algorithme adaptatif pour chaque sous-canal, soit $N_t \times N_r$ algorithmes adaptatifs.

Le processus adaptatif peut être appliqué soit dans le domaine fréquentiel soit dans le domaine temporel. Dans le domaine fréquentiel, l'estimateur de canal suit pour chaque sous-porteuse utile les variations du canal : l'estimateur est composé pour chaque sous-porteuse utile d'un algorithme adaptatif [114]. Si le processus d'adaptation est réalisé dans le domaine temporel, l'algorithme d'adaptation permet de suivre les variations temporelles de la réponse impulsionnelle d'un symbole OFDM à l'autre. L'adaptation dans le domaine temporel permet de tirer parti de la corrélation fréquentielle de chacun des sous-canaux grâce aux opérations de FFT et de IFFT permettant le passage du domaine temporel au domaine fréquentiel et inversement [114]. Cependant, le passage du domaine temporel au domaine fréquentiel pour chaque symbole OFDM ajoute une complexité supplémentaire au niveau du récepteur. Afin d'introduire les algorithmes d'adaptation, nous considérons un traitement dans le domaine fréquentiel.

Algorithme LMS Soit le processus adaptatif basé sur l'algorithme du gradient stochastique ou LMS⁽²⁾ dans le domaine fréquentiel. Le signal reçu $R_k^j(b+1)$ après démodulation OFDM au temps symbole OFDM $b+1$ sur l'antenne de réception j à

⁽²⁾Least Mean Square

la sous-porteuse k est donné par :

$$R_k^j(b+1) = \sum_{i=1}^{N_t} H_k^{ji}(b+1) S_k^i(b+1) + N_k^j(b+1) \quad (5.1)$$

L'algorithme LMS se décompose en deux étapes [115]. La première consiste à calculer un signal d'erreur $e_k^j(b+1)$ sur le signal reçu pour chaque sous-porteuse sur chaque antenne Rx :

$$e_k^j(b+1) = R_k^j(b+1) - \sum_{i=1}^{N_t} \hat{H}_k^{ji}(b) \hat{S}_k^i(b+1) \quad (5.2)$$

où $\hat{S}_k^i(b+1)$ est le symbole estimé émis sur l'antenne Tx i à la sous-porteuse k du symbole OFDM d'indice $b+1$. La seconde étape est la mise à jour de l'estimée du sous-canal Tx i Rx j en fonction de ce signal d'erreur et d'un pas d'adaptation μ :

$$\hat{H}_k^{ji}(b+1) = \hat{H}_k^{ji}(b) - \mu \hat{S}_k^i(b+1) (e_k^j(b+1))^* \quad (5.3)$$

Les calculs des estimées des N_t sous-canaux par antenne de réception Rx j utilisent donc le même signal d'erreur. Ainsi, le calcul des estimées d'un sous-canal Tx i Rx j dépend des estimées des autres sous-canaux ayant en commun la même antenne de réception. Afin d'éviter dans le calcul du signal d'erreur ces termes croisés, Harjula propose d'exploiter l'orthogonalité du codage espace temps d'Alamouti pour estimer de manière indépendante les sous-canaux [116].

Autres algorithmes D'autres algorithmes adaptatifs dérivés du SISO peuvent être appliqués au cas MIMO. On peut ainsi citer l'algorithme RLS proposé dans [115] qui minimise pour chaque sous-porteuse et pour l'antenne Rx j la fonction de coût $\mathcal{J}_k^j(b)$ suivante :

$$\mathcal{J}_k^j(b) = \sum_{i=1}^b \lambda^{b-i} \|e_k^j(i)\|^2 \quad (5.4)$$

avec λ le facteur d'oubli. L'algorithme RLS présente une rapidité de convergence plus grande que l'algorithme LMS avec en contrepartie un surcroît de complexité.

On retrouve également dans la littérature un algorithme d'adaptation utilisant le filtrage de Kalman. Ce filtrage exploite la connaissance en réception de paramètres quasi-invariants du canal de transmission pour modéliser le canal par un processus AutoRegressif d'ordre 1 ou 2 :

$$\mathbf{h}^j(t) = \mathbf{A}\mathbf{h}^j(t-1) + \mathbf{w}(t) \quad (5.5)$$

avec $\mathbf{h}^j(t)$ le vecteur comprenant l'ensemble des N_t réponses impulsionnelles associées à l'antenne Rx j à l'instant t , \mathbf{A} la matrice de transition diagonale modélisant les corrélations spatio-temporelles et \mathbf{w} un vecteur aléatoire Gaussien. Le filtrage de Kalman permet de suivre la variation du canal avec un certain retard qui est comblé par un filtre de prédiction basé sur un processus à retour de décision [117].

Conclusion Les algorithmes LMS et RLS permettent de suivre les variations du canal en choisissant judicieusement les paramètres μ et λ en fonction du canal de propagation. Le filtrage de Kalman présente de meilleures performances car il se base sur la connaissance de certaines statistiques du canal. Cependant, le filtrage LMS est généralement préféré car il offre le rapport performance/complexité le plus intéressant parmi les estimateurs de canal adaptatifs.

5.1.2 Trame avec pilotes répartis

L'estimation de canal itérative utilisant les données utiles estimées se décompose en deux phases. La première, correspondant à la première itération, consiste à estimer les coefficients de $N_t \times N_r$ sous-canaux grâce aux symboles pilotes. Cette phase est identique à celle décrite dans les chapitres 3 et 4. Puis, après la phase d'égalisation et de décodage de canal, les coefficients des sous-canaux sont recalculés grâce à une boucle de retour utilisant les données utiles transmises.

La figure 5.1 représente un récepteur MIMO-OFDM doublement itératif. Premièrement, l'égalisation MIMO MMSE-IC utilise l'information fournie par le décodeur de canal pour annuler l'interférence co-antenne. L'estimateur de canal peut également tirer parti de ce retour d'information pour améliorer itérativement l'estimation des sous-canaux : on parle alors d'estimation de canal itérative ou de turbo-estimation de canal.

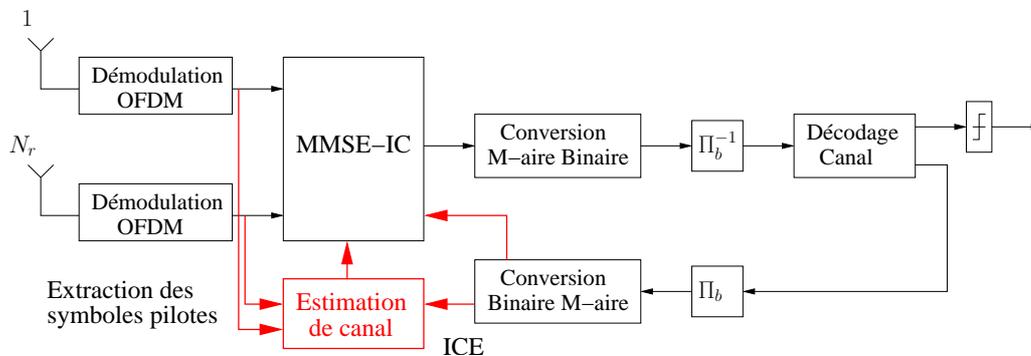


FIG. 5.1 – Principe du récepteur itératif avec annulation d'interférence co-antenne et estimation de canal itératives

5.1.2.1 Contexte MIMO-OFDM

Le calcul des coefficients des $N_t \times N_r$ sous-canaux se fait à partir des symboles reçus et des symboles utiles estimés. Les symboles utiles sont reconstruits grâce à l'information fournie par le décodeur de canal. Nous avons vu que l'égalisation MMSE-IC utilisait l'information extrinsèque dans le processus d'annulation d'interférences (voir chapitre 2.2). Dans [118], Loncar effectue une étude sur l'estimation de canal

itérative et en particulier préconise d'utiliser la probabilité *a posteriori* ou APP⁽³⁾ des bits dans le processus itératif du calcul des coefficients de canaux. Dans un tel processus, les symboles sont reconstruits à partir de l'APP fournie par le décodeur de canal : il s'agit ici d'une conversion binaire M-aire souple des symboles utiles.

Les symboles utiles étant obtenus, la seconde étape concerne le calcul des coefficients des sous-canaux. Comme dans le processus d'égalisation, le calcul des coefficients des sous-canaux tient compte du mapping MIMO utilisé et en particulier de la présence ou non d'interférence co-antenne.

Exploitation de l'orthogonalité du codage espace-temps dans le domaine fréquentiel Prenons l'exemple du codage espace-temps d'Alamouti utilisé pour les données utiles. On considère pour simplifier l'analyse d'un canal MIMO 2×1 à évanouissements de Rayleigh. En supposant le canal MIMO constant sur $T = 2$ durées symbole, la matrice équivalente $\mathbf{r} \in \mathbb{C}^{N_r \times T}$ des symboles reçus est donnée par :

$$\mathbf{r} = \mathbf{H}\mathbf{s} + \mathbf{n} \quad (5.6)$$

$$\begin{bmatrix} r_1 & r_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_1 & h_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1 & -s_2^* \\ s_2 & s_1^* \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1 & n_2 \end{bmatrix} \quad (5.7)$$

$$(5.8)$$

avec $\mathbf{H} \in \mathbb{C}^{N_r \times N_t}$ la matrice représentant le canal MIMO, $\mathbf{s} \in \mathbb{C}^{N_t \times T}$ la matrice des symboles émis et $\mathbf{n} \in \mathbb{C}^{N_r \times T}$ la matrice représentant le bruit. Le vecteur des coefficients estimés par l'algorithme LS est donné par :

$$\hat{\mathbf{H}}^{\text{LS}} = \mathbf{r} \frac{\tilde{\mathbf{s}}^{\text{H}}}{\tilde{\mathbf{s}}\tilde{\mathbf{s}}^{\text{H}}} \quad (5.9)$$

$$= \frac{1}{\|\tilde{s}_1\|^2 + \|\tilde{s}_2\|^2} \begin{bmatrix} r_1\tilde{s}_1^* - r_2\tilde{s}_2 & r_1\tilde{s}_2^* + r_2\tilde{s}_1 \end{bmatrix} \quad (5.10)$$

avec \tilde{s}_i les symboles estimés obtenus grâce à l'information fournie par le décodeur de canal. Dans [119] et [120], les auteurs proposent d'étendre le principe d'égalisation MMSE au calcul de la matrice $\hat{\mathbf{H}}$. La puissance totale du bruit dépendra de la puissance du bruit gaussien et de la variance des estimées \tilde{s}_q . Cependant, les résultats de simulation montrent que l'algorithme LS présente le meilleur rapport performance/complexité avec des performances proches de celles obtenues avec l'algorithme LMMSE produisant de meilleures performances mais au prix d'une complexité plus élevée [118].

Interférence co-antenne dans le domaine fréquentiel Le codage espace-temps non-orthogonal ainsi que le multiplexage spatial produisent en réception de l'interférence co-antenne. Cette interférence co-antenne implique que le calcul des coefficients des sous-canaux ne peut pas s'effectuer de la même manière que dans le cas précédent. Dans [121], Moon propose d'annuler cette interférence co-antenne grâce aux

⁽³⁾A Posteriori Probability

estimées des coefficients des sous-canaux des symboles OFDM précédemment reçus. Nous proposons d'annuler cette interférence grâce aux estimées des sous-canaux obtenus à l'itération précédente. Ainsi, le principe de l'estimation de canal itérative pour des systèmes MIMO sans interférence co-antenne est le suivant :

$$\hat{H}_{ji}^{\text{It}} = \left(R_j - \sum_{\substack{q=1 \\ q \neq i}}^{N_t} \hat{H}_{jq}^{\text{It}-1} \tilde{s}_q \right) / \tilde{s}_i \quad (5.11)$$

avec \tilde{X}_i le symbole émis estimé sur l'antenne Tx i . Afin de minimiser la propagation d'erreur dans le processus itératif, nous proposons de tenir compte d'une pondération en utilisant la fiabilité des symboles estimés dans le calcul du coefficient du sous-canal de la manière suivante :

$$\hat{H}_{ji}^{\text{It}} = (1 - \sigma_s^2) \left(R_j - \sum_{\substack{q=1 \\ q \neq i}}^{N_t} \hat{H}_{jq}^{\text{It}-1} \tilde{s}_q \right) / \tilde{s}_i + \sigma_s^2 \hat{H}_{ji}^{\text{It}-1} \quad (5.12)$$

avec $\sigma_s^2 = \sum_{q=1}^Q (\sigma_{s_q}^2 - \sigma_{\tilde{s}_q}^2)$. Ainsi, si les symboles estimés sont peu fiables, le coefficient \hat{H}_{ji}^{It} tiendra compte du coefficient estimé à l'itération précédente $\hat{H}_{ji}^{\text{It}-1}$ [122].

Estimation dans le domaine temporel Nous avons vu dans le chapitre 4 que la construction des séquences d'apprentissage orthogonales dans le domaine temporel permettait de récupérer les N_t réponses impulsionnelles par antenne de réception à partir du même ensemble de sous-porteuses reçues. Dans le cas où un processus d'estimation de canal itératif est mis en place, les séquences d'apprentissage sont remplacées par des séquences de données utiles qui ne respectent plus la propriété d'orthogonalité dans le domaine temporel. Afin d'éviter toute inversion matricielle et d'éliminer l'interférence co-antenne, dans [123], Li propose de considérer les coefficients des sous-canaux estimés au temps OFDM précédent. Nous avons choisi de tester ce principe d'estimation par passage dans le domaine temporel mais uniquement pour traiter les coefficients estimés dans le domaine temporel (voir partie 5.2.2).

5.1.3 Performances

Nous allons ainsi nous intéresser aux performances des techniques d'estimation de canal itératives pour une transmission MIMO-OFDM via des codes espace-temps orthogonaux avec les mappings MIMO conduisant ou non de l'interférence co-antenne.

5.1.3.1 Paramètres de simulation

On considère ici deux schémas MIMO 2×2 , l'un avec le codage espace-temps d'Alamouti et l'autre avec un multiplexage spatial. Le codage espace-temps Alamouti

	Système 1	Système 2
$N_t \times N_r$	2×2	
Canal de propagation	BRAN E, $v = 250$ km/h	
Codage de canal	Conv. $(133, 171)_o$, $R_c = 1/2$	
Modulation	16-QAM	QPSK
Mapping MIMO	Alamouti	Multiplexage Spatial
Egaliseurs	MMSE	MMSE-IC
Trame	Voir partie 3.5	

TAB. 5.1 – Paramètres de simulation pour les systèmes MIMO

est réalisé sur deux sous-porteuses voisines : il s'agit d'un codage espace-fréquence (voir partie 3.5.3.1). Les paramètres de simulation sont regroupés dans le tableau 5.1.

Trois estimateurs de canal sont considérés et leurs caractéristiques sont données dans le tableau 5.2. Une itération correspond à un calcul des coefficients des sous-canaux pour le codage Alamouti noté Al et à un calcul des coefficients suivi d'une égalisation MMSE-IC pour le multiplexage spatial noté Mux.

Le premier estimateur noté "Chest Parfaite" correspond à une connaissance parfaite du canal en réception.

Le second appelé "Chest TD" est l'estimateur par passage dans le domaine temporel adapté aux séquences d'apprentissage orthogonales dans le domaine temporel (voir la partie 4.3.4.2). On considère pour cet estimateur $\Delta_t = L$ et $Th = 0.1$.

Enfin, le troisième noté "Chest TD ICE" correspond au second estimateur Chest TD à la première itération. Aux autres itérations, pour le codage Alamouti, les coefficients des sous-canaux sont calculés suivant le principe exposé dans la partie 5.1.2.1. Pour le multiplexage spatial, on distingue deux estimateurs notés "Chest TD ICE" et "Chest TD ICE Pond" correspondants respectivement aux équations 5.11 et 5.12.

Chest Parfaite	Estimation parfaite du canal en réception
Chest TD	Voir partie 4.3
	$\Delta_t = L$
	$Th = 0.1$
Chest TD ICE	Chest TD première itération
	Conversion Binaire-Maire des symboles estimés
	Calcul des coefficients Al : voir partie 5.1.2.1
	Calcul des coefficients Mux : voir équation 5.11
Chest TD ICE Pond	Chest TD première itération
	Conversion Binaire-Maire des symboles estimés
	Calcul des coefficients : voir équation 5.12

TAB. 5.2 – Caractéristiques des estimateurs utilisés

5.1.3.2 Schéma Alamouti

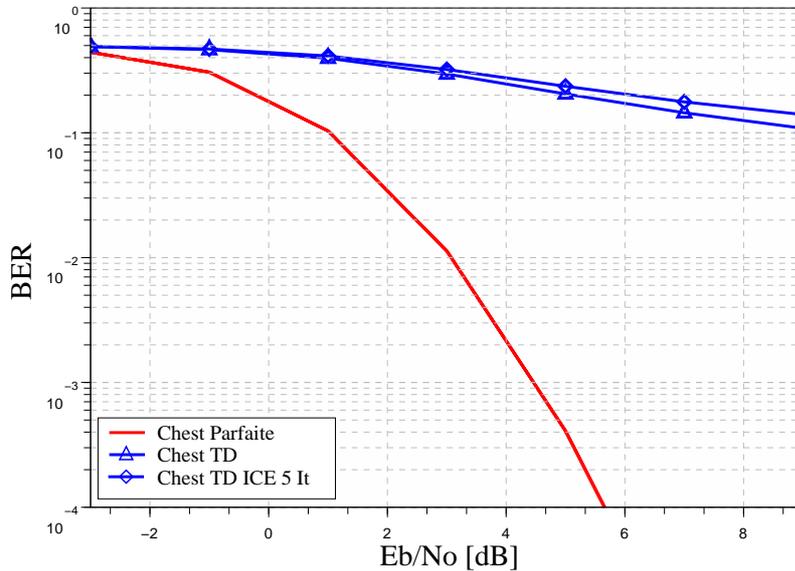


FIG. 5.2 – Performances du système MIMO Alamouti 2×2 en considérant en réception trois cas : une estimation de canal parfaite, une estimation de canal TD, une estimation de canal itérative après 5 itérations. Modulation 16-QAM. $v = 250$ km/h

La figure 5.2 donne les performances pour le système MIMO avec codage espace-temps Alamouti pour $v = 250$ km/h. On observe un palier d'erreur à 10^{-1} avec l'estimateur Chest TD. L'interpolation linéaire entre les coefficients estimés au niveau des symboles OFDM pilotes dégrade les performances pour des fortes vitesses de variation du canal. Pour une vitesse de $v = 250$ km/h, le temps de cohérence est égal d'après l'équation (1.17) à 0.35 ms, soit l'espacement entre deux symboles pilotes pour la trame considérée : l'interpolation linéaire ne permet pas d'obtenir une qualité d'estimation de canal suffisante pour atteindre des performances proches de celles obtenues avec des vitesses moins élevées (voir résultats chapitre 3.5). Cependant, les résultats montrent que l'estimation de canal itérative est inefficace et ne permet pas d'améliorer les performances. Le processus ICE est donc très sensible à la propagation d'erreurs dans le schéma itératif.

5.1.3.3 Schéma Multiplexage Spatial

La figure 5.3 présente les performances d'un système MIMO avec multiplexage spatial pour $v = 250$ km/h. On observe à haut SNR un palier d'erreur à 10^{-3} pour l'estimateur Chest TD. En comparaison avec le codage Alamouti, les performances sont donc meilleures. De plus, pour une estimation de canal parfaite, les performances avec multiplexage spatial sont supérieures à celles avec codage Alamouti. En effet, pour pouvoir comparer à même efficacité spectrale les deux systèmes présentant des rendements de codage espace-temps différents, la transmission MIMO avec multiplexage

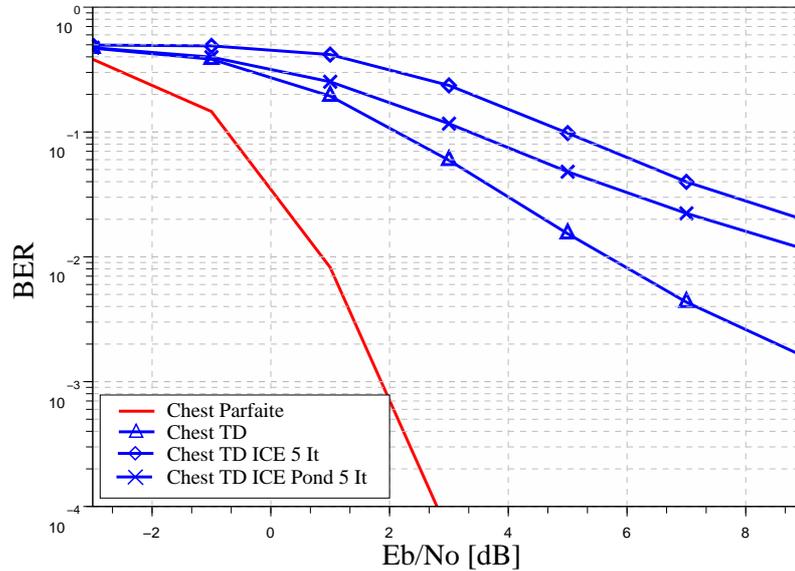


FIG. 5.3 – Performances du système MIMO multiplexage spatial 2×2 en considérant en réception trois cas : une estimation de canal parfaite, une estimation de canal TD, une estimation de canal itérative après 5 itérations. Modulation QPSK. $v = 250$ km/h

spatial est associée à une modulation à ordre moins élevé que pour le codage d'Alamouti (voir tableau 5.1). Ainsi, avec récepteur itératif, le schéma multiplexage spatial associé à une modulation de type QPSK offre un gain en performances vis-à-vis du schéma Alamouti associé à une modulation 16-QAM.

On observe que les deux estimateurs ICE entraînent une dégradation des performances par rapport à l'estimateur basé sur une simple interpolation linéaire : comme pour le codage Alamouti, il est donc nécessaire d'appliquer d'autres algorithmes pour rendre robuste l'estimateur de canal itératif.

5.1.4 Bilan

Nous avons détaillé dans cette partie les techniques d'estimation de canal itératives adaptées au contexte MIMO-OFDM. Nous considérons dans la suite de l'étude les trames avec symboles pilotes répartis correspondants à la majorité des systèmes utilisés en pratique. Après avoir présenté les estimateurs pour des codes espace-temps orthogonaux existants dans la littérature, un estimateur de canal itératif à annulation d'interférences co-antenne est proposé pour des codes espace-temps non-orthogonaux. Cet estimateur est simple à mettre en oeuvre car le calcul des coefficients est réalisé dans le domaine fréquentiel et car il ne nécessite aucune inversion matricielle. Néanmoins, les résultats montrent que les performances des estimateurs itératifs pour les deux catégories sont sensibles aux erreurs de propagation : ces estimateurs doivent donc être complétés par d'autres techniques pour les rendre efficaces face aux sélectivités et au bruit.

5.2 Amélioration des techniques d'estimation de canal itératives

Nous avons vu que le principe d'estimation de canal itératif était sensible aux erreurs de propagation ce qui le rendait inefficace. Afin de pallier ce problème, certains auteurs ont proposé tout d'abord d'appliquer un traitement différent au niveau de la construction des symboles utiles estimés. Ainsi, une reconstruction dite "dure" des symboles est utilisée dans [124]. Dans [125], Abe fixe un seuil sur les APP en-dessous duquel on ne reconstruit pas les symboles. Ce seuil permet de ne conserver que les symboles les plus fiables et ainsi de minimiser la propagation d'erreurs. Suivant le même principe, dans un cas mono-antenne, dans [126] Auer propose de fixer un seuil dépendant des statistiques du canal et en-dessous duquel le coefficient du canal SISO est égal à la valeur estimée à l'aide des symboles pilotes.

Nous proposons dans cette partie d'appliquer des traitements sur les coefficients des sous-canaux calculés grâce aux techniques proposées dans la partie 5.1. Ces traitements tirent parti des corrélations des sous-canaux sans connaissance *a priori* de leurs caractéristiques en réception.

5.2.1 Corrélations fréquentielle et temporelle

Soit $\hat{H}_{k,b,ji}^{\text{It}}$ le coefficient du sous-canal Tx i Rx j à la sous-porteuse k du symbole OFDM b , différent d'un symbole pilote et estimé à l'itération It . On considère une fenêtre 2D d'interpolation de taille $K \times B$ avec $K = k_1 + k_2 + 1$ et $B = b_1 + b_2 + 1$. L'estimée $\hat{H}_{k,b,ji}^{\text{It}}$ est ainsi au centre d'une fenêtre rectangulaire allant de la sous-porteuse $k - k_1$ à la sous-porteuse $k + k_2$ et du symbole OFDM $b - b_1$ au symbole $b + b_2$. Le principe de l'estimateur de canal itératif utilisant les corrélations fréquentielle et temporelle s'écrit de la façon suivante :

$$\hat{H}_{k,b,ji}^{\text{It}} = \sum_{\mu=-b_1}^{b_2} \sum_{\nu=-k_1}^{k_2} w_{\mu,\nu,ji} \hat{H}_{k,b,ji}^{\text{It}-1} \quad (5.13)$$

avec $w_{\mu,\nu,ji}$ le coefficient du filtre de Wiener 2D pour le symbole OFDM μ à la sous-porteuse ν du sous-canal Tx i Rx j (voir chapitre 3.4.2). Les coefficients du filtre de Wiener 2D sont donnés par le vecteur $\mathbf{w} = [w_{1,1}, \dots, w_{K,1}, \dots, w_{K,B}]$ de taille $K \times B$ qui se calcule de la manière suivante :

$$\mathbf{w} = \mathcal{R}_{\mathbf{H}_{k,b_1,b_2}^{ji}} \mathbf{H}_{k,b_1',b_2'}^{ji} \left(\mathcal{R}_{\mathbf{H}_{k,b_1',b_2'}^{ji}} \mathbf{H}_{k,b_1',b_2'}^{ji} + \sigma_n^2 \right)^{-1} \quad (5.14)$$

On peut ajouter que dans [127] Bonnet propose pour un cas mono-antenne de tenir compte de la variance des symboles estimés dans le calcul du filtre. Plusieurs algorithmes d'estimation de canal itératives dérivent de ce filtrage de Wiener 2D. Leur principe est d'obtenir un estimateur robuste vis-à-vis des erreurs de propagation en diminuant la puissance du bruit sur les estimées et en exploitant la corrélation fréquentielle et/ou temporelle des sous-canaux.

5.2.2 Estimateur IFFT FFT

Parmi les techniques existantes pour exploiter la corrélation fréquentielle, on peut citer l'algorithme SAGE⁽⁴⁾. Cet algorithme dérive de l'algorithme EM⁽⁵⁾. Ce dernier est basé sur une méthode itérative de détection et d'estimation de canal qui approxime l'estimateur ML. Cependant, il souffre d'une convergence lente et ne permet pas de suivre efficacement les variations du canal [128]. L'algorithme SAGE a ainsi été proposé pour accélérer la convergence au niveau de l'estimation de canal. Les équations sont les suivantes :

$$\text{Initialisation} \tag{5.15}$$

$$\hat{\mathbf{Z}}_{i,b}^0 = \hat{\mathbf{X}}_{i,b} \tilde{\mathcal{F}} \hat{\mathbf{h}}_{i,b}^0 \tag{5.16}$$

$$\tag{5.17}$$

$$\text{Itération It} \tag{5.18}$$

$$\hat{\mathbf{Y}}_{i,b}^{\text{It}} = \hat{\mathbf{Z}}_{i,n}^{\text{It}} + \left[\mathbf{R}_{j,b} - \sum_{j=1}^{N_t} \hat{\mathbf{Z}}_{j,b}^{\text{It}} \right] \tag{5.19}$$

$$\hat{\mathbf{h}}_{i,b}^{\text{It}+1} = \tilde{\mathcal{F}}^H \hat{\mathbf{X}}_{i,b}^{-1} \hat{\mathbf{Y}}_{i,b}^{\text{It}} \tag{5.20}$$

$$\hat{\mathbf{Z}}_{i,b}^{\text{It}+1} = \hat{\mathbf{X}}_{i,b} \tilde{\mathcal{F}} \hat{\mathbf{h}}_{i,b}^{\text{It}+1} \tag{5.21}$$

$$\hat{\mathbf{Z}}_{i,b}^{\text{It}+1} = \hat{\mathbf{Z}}_{i,b}^{\text{It}} \quad \text{avec } 1 \leq j \leq N_t \quad \text{et } j \neq i \tag{5.22}$$

L'algorithme SAGE par ces passages successifs entre le domaine fréquentiel et le domaine temporel permet d'estimer de manière indépendante et itérativement les N_t sous-canaux en exploitant la corrélation fréquentielle et en diminuant la puissance du bruit. La principale difficulté de cet algorithme réside dans sa complexité de mise en oeuvre car il nécessite plusieurs passages successifs entre les domaines fréquentiel et temporel. Néanmoins, les résultats montrent que peu d'itérations sont nécessaires pour converger [128].

Afin de diminuer la complexité de l'algorithme SAGE tout en exploitant la corrélation fréquentielle et en diminuant la puissance du bruit, nous proposons d'étendre l'estimateur IFFT FFT vu dans la partie 4.1 et d'effectuer pour chaque symbole OFDM le traitement suivant :

$$\hat{\mathbf{H}}^{ji, \text{Temp}} = \mathcal{F}_1 \left(\tilde{\mathcal{F}}_1 \right)^\dagger \hat{\mathbf{H}}^{ji} \tag{5.23}$$

avec $\mathcal{F}_1 \in \mathbb{C}^{N_{\text{mod}} \times \Delta_t}$ et $\hat{\mathbf{H}}^{ji} \in \mathbb{C}^{N_{\text{mod}} \times N_{\text{mod}}}$ les coefficients du sous-canal Tx i Rx j estimés par les équations détaillées dans les parties 5.1.2.1 et 5.1.2.1. Afin de montrer l'intérêt de cette technique, celle-ci est testée et comparée à d'autres estimateurs dans la partie 5.3.2.1.

⁽⁴⁾Space-Alternating Generalized Expectation-Maximization

⁽⁵⁾Expectation-Maximization

5.2.3 Algorithme de régression linéaire

L'exploitation de la corrélation temporelle permet à l'estimateur de canal d'être robuste vis-à-vis de la variation des sous-canaux d'un symbole OFDM à l'autre. Les résultats du chapitre 3 montrent qu'une simple interpolation linéaire entre deux symboles OFDM pilotes n'est efficace que pour des faibles variations des sous-canaux. De plus, les figures 5.2 et 5.3 mettent en évidence que les processus d'estimation de canal itérative, pour des trames adaptées à la corrélation fréquentielle des sous-canaux, ne sont pas efficaces contre de fortes variations temporelles des sous-canaux. La solution est de tirer parti de la corrélation temporelle des sous-canaux dans la détermination des coefficients.

L'estimateur optimal au sens du MSE, robuste vis-à-vis de la variation temporelle, suppose en réception la connaissance parfaite de la corrélation temporelle des sous-canaux. Ceci en pratique constitue une limite de part l'absence de connaissance *a priori* du canal de propagation. Nous proposons donc d'appliquer par sous-porteuse modulée un traitement sur les coefficients estimés sans connaissance d'une information *a priori* du canal en réception. Ce traitement est basé sur un algorithme de régression linéaire.

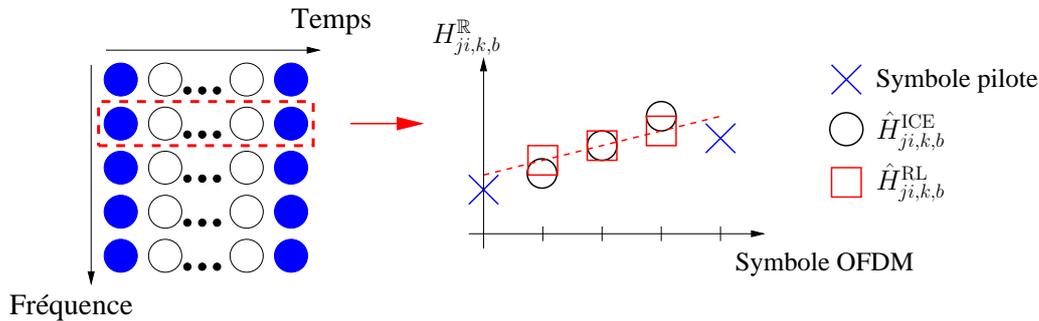


FIG. 5.4 – Application de l'algorithme de régression linéaire par sous-porteuses modulées pour un motif de répartition des symboles pilotes basé sur des symboles OFDM pilotes

La figure 5.4 décrit le processus d'estimation des sous-canaux par l'algorithme de régression linéaire noté RL. Tout d'abord, l'algorithme RL est appliqué pour chaque sous-porteuse modulée et pour chaque sous-canal Tx i Rx j . On note $\hat{H}_{ji,k,b}^{ICE}$ les coefficients estimés par l'algorithme RL pour la sous-porteuse k au symbole OFDM b . Le principe est de déterminer la droite qui minimise l'erreur quadratique entre $\hat{H}_{ji,m,b}^{RL}$ et les coefficients des sous-canaux estimés notés $\hat{H}_{ji,m,b}^{ICE}$ ainsi que les symboles pilotes. Le calcul d'un coefficient à un temps symbole OFDM b_t tient ainsi compte des coefficients ICE à d'autre temps symbole OFDM comme considéré dans l'algorithme RL.

5.2.4 Bilan

Afin d'améliorer les performances des estimateurs de canal itératifs proposés dans la partie 5.1 sans connaissance *a priori* des sous-canaux en réception, nous proposons d'appliquer sur les coefficients des sous-canaux deux techniques. La première est une extension de l'estimateur IFFT FFT (voir partie 4.1) et la seconde est basée sur un algorithme de régression linéaire appliqué sur chaque sous-porteuse utile. Ces techniques ont pour objectif de tirer parti des corrélations fréquentielle et temporelle respectivement.

5.3 Résultats

Dans cette partie, nous allons évaluer les différents algorithmes d'estimation de canal itératifs proposés pour différents systèmes MIMO-OFDM.

5.3.1 Corrélation temporelle

Paramètres de simulation La figure 5.5 représente la répartition des symboles pilotes et des données utiles dans la trame émise pour l'ensemble des systèmes étudiés. Il s'agit de la trame utilisée dans la partie 3.5. Le tableau 5.3 donne les paramètres de simulation utilisés.

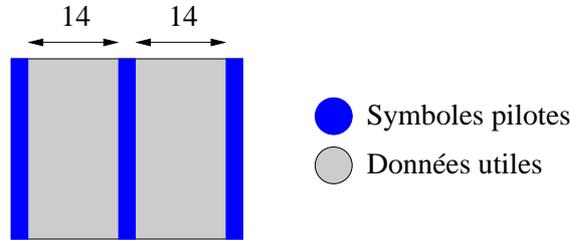


FIG. 5.5 – Répartition des symboles pilotes dans la trame pour l'ensemble des systèmes étudiés

$N_t \times N_r$	2×2	
Canal de propagation	BRAN E $v = 250$ km/h	
Codage de canal	Conv. $(133, 171)_o, R_c = 1/2$	Turbo-code $(5, 7)_o, R_c = 1/2$
Modulation	16-QAM	QPSK
Mapping MIMO	Alamouti	
Egaliseurs	MMSE	
Trame	Voir figure 5.5	

TAB. 5.3 – Paramètres de simulation pour les systèmes MIMO

On considère plusieurs estimateurs de canal : estimateur avec estimation parfaite du canal en réception noté "Chest Parfaite", l'estimateur "Chest TD" avec $\Delta_t = L$ et

Chest Parfaite	Estimation parfaite du canal en réception
Chest TD	Voir partie 4.3
	$\Delta_t = L$
	Th= 0.1
Chest TD ICE	Chest TD première itération
	Conversion Binaire-Maire des symboles estimés
	Calcul des coefficients : voir partie 5.1.2.1
Chest TD ICE Hard	Chest TD première itération
	Reconstruction dure des symboles estimés
	Calcul des coefficients : voir partie 5.1.2.1
Chest TD ICE RL	Chest TD ICE + Régression Linéaire
Chest TD ICE Corr	Chest TD ICE + Filtre de Wiener 1D en temps

TAB. 5.4 – Caractéristiques des estimateurs utilisés

Th= 0.1 (voir partie 4.3) et les estimateurs itératifs notés "Chest TD ICE". Concernant ces derniers, on distingue trois estimateurs ayant en commun la même estimation à la première itération, équivalent à l'estimateur Chest TD. Pour les autres itérations, chaque estimateur applique des traitements différents. On prend en compte 5 itérations pour l'ensemble des estimateurs, une itération correspondant à une estimation des coefficients des sous-canaux dans le cas des estimateurs de canal itératifs, une égalisation et un décodage de canal. Le tableau 5.4 résume les caractéristiques des différents estimateurs étudiés.

Le premier estimateur itératif noté "Chest TD ICE Hard" considère une reconstruction dure des symboles utiles estimés puis un calcul des coefficients des sous-canaux suivant le principe exposé dans la partie 5.1.2.1.

Le second noté "Chest TD ICE RL" utilise une modulation souple des symboles estimés, un calcul des coefficients des sous-canaux suivant le principe exposé dans la partie 5.1.2.1 puis applique l'algorithme de regression linéaire exposé dans la partie 5.2.3.

Enfin, le troisième appelé "Chest TD ICE Corr" est identique au second excepté le fait qu'il applique le filtre de Wiener 1D à la place de l'algorithme de régression linéaire et ce sur chaque sous-porteuse avec connaissance parfaite des matrices de corrélation temporelle. La taille de l'interpolation correspond au nombre de symboles OFDM séparant deux symboles OFDM pilotes soit 14 (voir trame cohérente sur la figure 3.9 de la partie 3.5).

Analyse du MSE La figure 5.6 présente l'erreur quadratique moyenne MSE pour un système MIMO avec codage espace-temps Alamouti 2×2 et pour les modulations QPSK et 16-QAM. On observe premièrement que l'estimation de canal itérative Chest

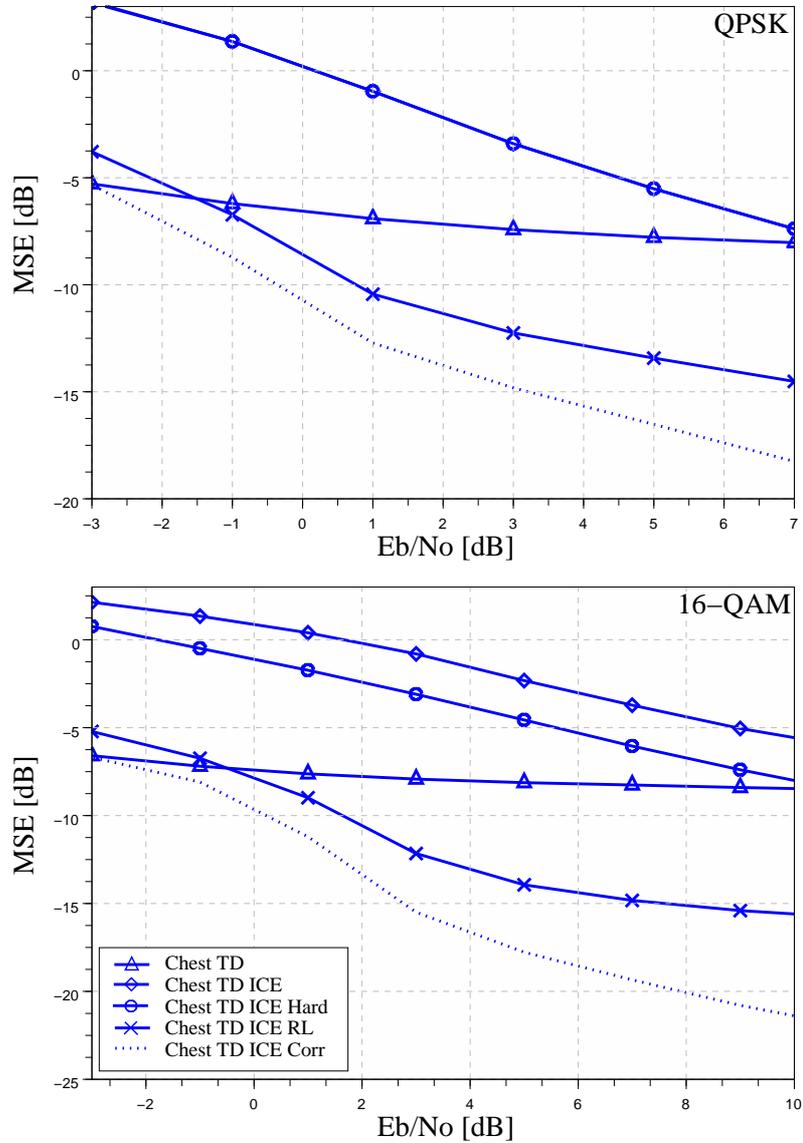


FIG. 5.6 – MSE pour plusieurs processus d'estimation de canal. Système MIMO Alamouti 2×2 . $v = 250$ km/h

TD ICE offre un MSE moins bon que celui obtenu avec l'estimation de canal non-itérative Chest TD. A haut SNR, les performances entre les deux estimateurs se rejoignent. Comme nous l'avons conclu précédemment (voir figure 5.2), l'estimation de canal itérative est sensible aux erreurs de propagation et ne présente un intérêt qu'à haut SNR.

L'estimateur Chest TD ICE Hard présente un meilleur MSE que l'estimateur Chest TD ICE pour la modulation 16-QAM. Pour la modulation QPSK, le MSE entre les deux estimateurs est identique. Ainsi les auteurs de [124] préconisent une reconstruction dite dure dans le processus itératif, c'est-à-dire sans tenir compte de

l'information de fiabilité dans la conversion M-aire Binaire, pour les modulations à grand nombre d'états. Cependant, les performances de cet estimateur itératif ne sont intéressantes qu'à haut SNR.

L'estimateur noté Chest TD ICE Corr offre le meilleur MSE pour les deux modulations. L'exploitation de la corrélation temporelle permet donc de rendre efficace le principe itératif au niveau de l'estimation de canal. On observe d'autre part que l'estimateur Chest TD ICE RL offre un MSE proche du MSE de l'estimateur Chest TD ICE Corr. Ainsi, l'algorithme RL permet de rendre le principe ICE intéressant sans connaissance *a priori* du canal. On note toutefois qu'à faible SNR, l'estimateur non-itératif est meilleur : le principe ICE basé sur l'algorithme de régression linéaire est sensible à bas SNR aux erreurs de propagation. En conclusion, l'estimateur Chest TD ICE RL présente un très bon rapport performance/complexité car il ne nécessite aucune connaissance *a priori* du canal en réception.

Performances du système La figure 5.7 présente les performances en terme de BER du système MIMO précédent pour les modulations QPSK et 16-QAM. Les estimateurs évalués sont les mêmes que ceux utilisés pour la figure 5.6. L'estimation de canal parfaite notée "Chest Parfaite" est également représentée. Comme le supposait l'analyse du MSE précédente, l'estimateur Chest TD ICE Corr offre les meilleures performances avec un écart de 0.5 dB avec la courbe Chest Parfaite. De plus, les estimateurs Chest TD ICE et Chest TD ICE Hard présentent les mêmes performances que l'estimateur Chest TD pour les deux modulations. Ainsi, pour la modulation 16-QAM, ces estimateurs itératifs ne permettent pas d'améliorer les performances et présentent le même palier d'erreurs que l'estimateur sans processus itératif. En revanche, l'estimateur itératif Chest TD ICE RL offre des performances proches de celles de l'estimateur Chest TD ICE Corr où la corrélation temporelle est supposée parfaitement connue en réception : la différence est de 0.5 dB et de 1.0 dB respectivement pour la modulation QPSK et 16-QAM. L'ajout de l'algorithme de régression linéaire est donc efficace dans un processus ICE en tirant parti de la corrélation temporelle.

Influence du codage de canal La figure 5.8 donne pour une modulation 16-QAM le MSE ainsi que le BER du système en considérant les mêmes paramètres que précédemment et les mêmes estimateurs. La seule différence réside dans le type de codage de canal utilisé : on considère un turbo-code $K = 3$ à la place du codeur convolutif. Nous avons choisi ce turbo-code car il converge plus rapidement que les autres turbo-codes à longueur de contrainte K plus élevée et offre ainsi à bas SNR de meilleures performances ce qui constitue dans un récepteur itératif un facteur majeur. On considère 8 itérations, une itération correspondant à une estimation des coefficients des sous-canaux, une égalisation et une itération de turbo-code. L'estimation de canal est ainsi réévaluée à chaque itération.

On observe que l'estimateur Chest TD présente un palier d'erreur corrigé par l'estimateur Chest TD ICE RL qui présente une dégradation de 1.5 dB en comparaison avec la courbe Chest Parfaite. L'estimateur Chest TD ICE Corr présente les meilleures

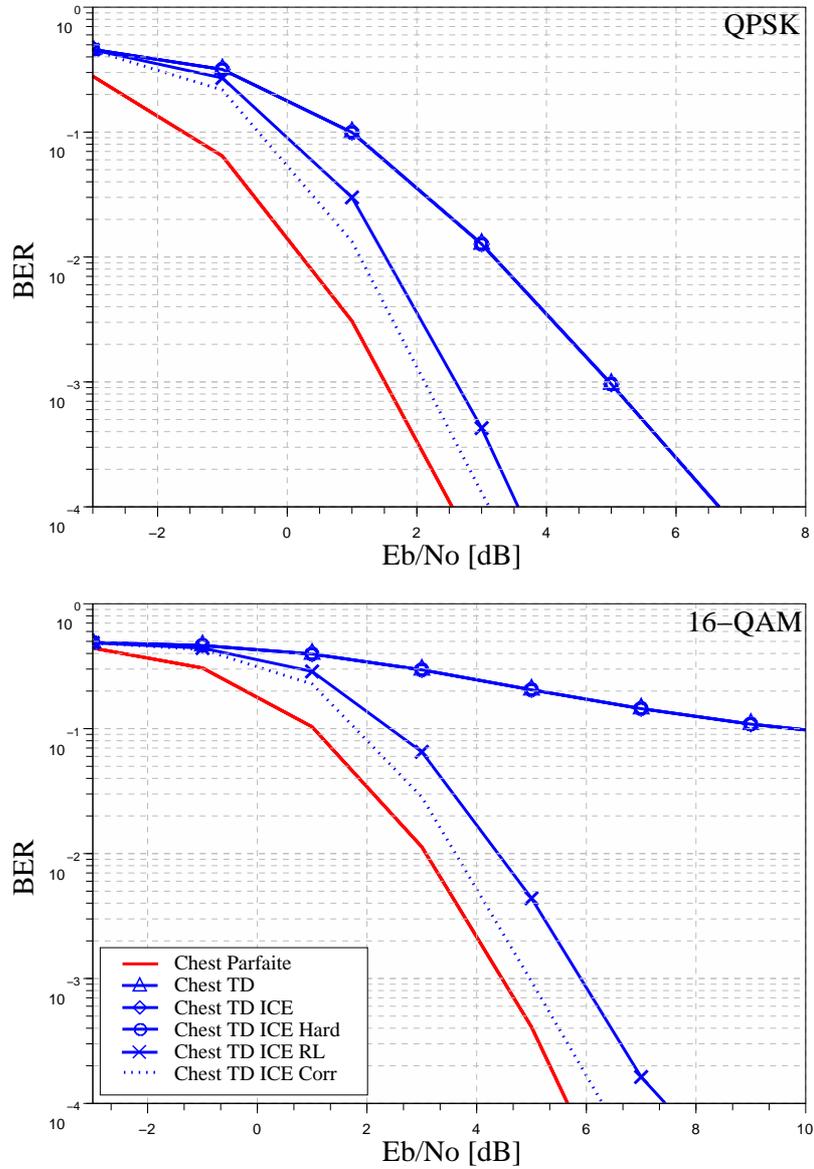


FIG. 5.7 – Performances du système MIMO Alamouti 2×2 en considérant en réception : une estimation de canal parfaite, une estimation de canal TD, plusieurs processus d'estimation de canal itératifs. $v = 250$ km/h

performances avec une perte de 0.7 dB à $BER = 10^{-4}$ avec la courbe Chest Parfaite. Comme pour le code convolutif, l'estimateur proposé présente donc un bon rapport performance/complexité.

De plus, on peut noter sur la courbe du MSE qu'à bas SNR les estimateurs itératifs sont moins intéressants qu'avec un code convolutif. En effet, pour le turbo-code, les estimateurs itératifs ne présentent un meilleur MSE qu'à partir de 1 dB par rapport à l'estimateur non-itératif Chest TD. Pour le code convolutif $K = 7$, le croisement s'effectue à -1 dB. A bas SNR, le turbo-code n'a pas atteint son point de déclenchement

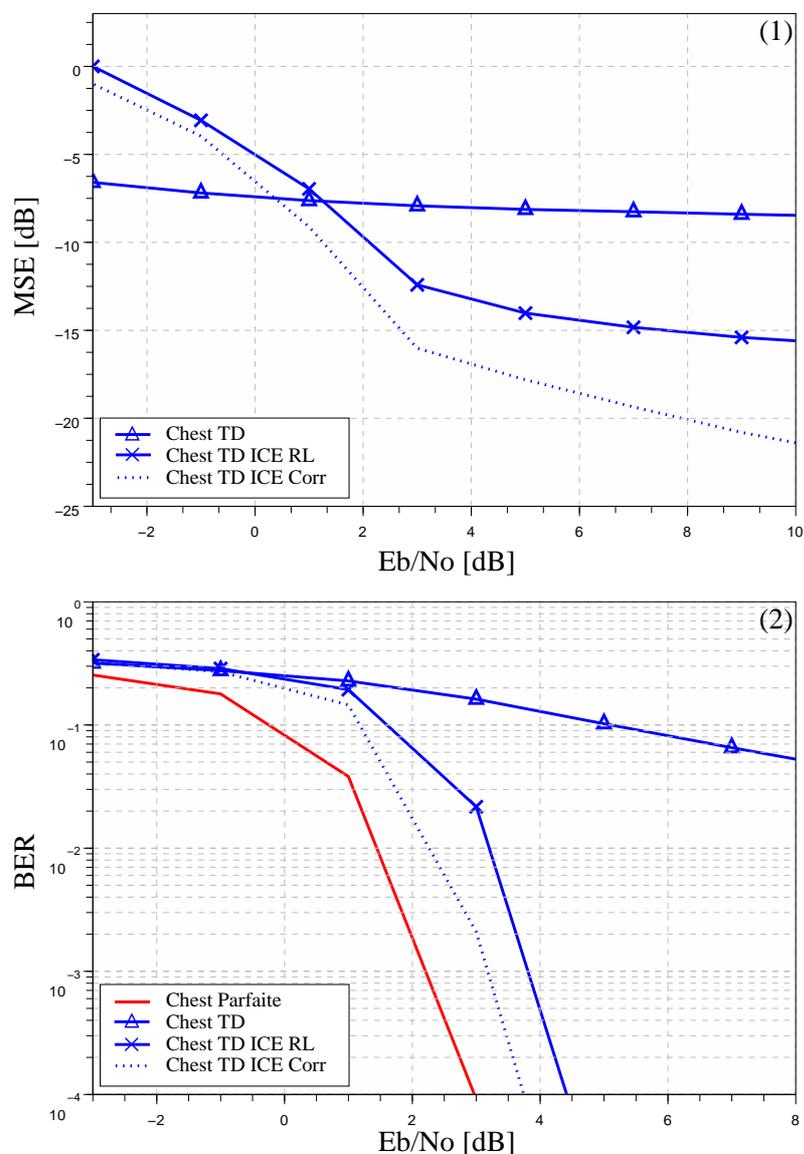


FIG. 5.8 – Système MIMO Alamouti 2×2 en considérant en réception : une estimation de canal parfaite, une estimation de canal TD, plusieurs processus d'estimation de canal itératifs. (1) : Mesure du MSE. (2) : Performances du système. Turbo-code $K=3$. 8 Itérations. Modulation 16-QAM. $v = 250$ km/h

et l'information fournie à l'estimateur de canal est moins fiable que celle fournie par le code convolutif. Néanmoins, le turbo-code grâce au principe itératif d'échange d'information entre les deux codes convolutifs permet d'obtenir de meilleures performances que le code convolutif dès son point de déclenchement. Ainsi, pour un $BER = 10^{-4}$, l'estimateur Chest TD ICE RL avec turbo-code offre un gain de 3 dB par rapport à ce même estimateur avec code convolutif.

$N_t \times N_r$	2×2
Canal de propagation	BRAN E $v = 250$ km/h
Codage de canal	Conv. $(133, 171)_o$, $R_c = 1/2$
Modulation	QPSK
Mapping MIMO	Multiplexage Spatial
Egaliseurs	MMSE-IC
Trame	Voir partie 3.5

TAB. 5.5 – Paramètres de simulation pour le système étudié

5.3.2 Interférence co-antenne

On étudie dans cette partie l'influence de l'interférences co-antenne sur les estimateurs de canal itératifs.

5.3.2.1 Multiplexage Spatial 2×2

Paramètres de simulation Le tableau 5.5 donne les paramètres de simulation.

Chest Parfaite	Estimation parfaite du canal en réception
Chest TD	Voir partie 4.3
	$\Delta_t = L$
	Th= 0.1
Chest TD ICE	Chest TD première itération
	Conversion Binaire-Maire des symboles estimés
	Calcul des coefficients : voir équation (5.11)
Chest TD ICE RL	Chest TD première itération
	Conversion Binaire-Maire des symboles estimés
	Calcul des coefficients : voir équation (5.12)
	+ Régression Linéaire
Chest TD ICE Temp RL	Chest TD première itération
	Conversion Binaire-Maire des symboles estimés
	Calcul des coefficients : voir équation (5.12)
	+ Passage dans le domaine temporel (voir partie 5.2.2) + Régression Linéaire
Chest TD ICE Corr	Chest TD première itération
	Conversion Binaire-Maire des symboles estimés
	Calcul des coefficients : voir équation (5.12)
	+ Filtre de Wiener 1D en temps

TAB. 5.6 – Caractéristiques des estimateurs utilisés

On considère toujours l'estimation de canal parfaite Chest Parfaite et l'estimation de canal non-itérative Chest TD. Concernant les estimateurs itératifs, quatre estima-

teurs sont simulés. Le tableau 5.4 résume leurs caractéristiques. On prend en compte 5 itérations pour l'ensemble des estimateurs, une itération correspondant à une estimation des coefficients des sous-canaux dans le cas des estimateurs de canal itératifs, une égalisation avec annulation d'interférences et un décodage de canal. Le premier noté "Chest TD ICE" applique l'équation (5.11).

Le second noté "Chest TD ICE Temp RL" calcule les coefficients des sous-canaux grâce à l'équation (5.12) et utilise le principe du passage dans le domaine tempore développé dans la partie 5.2.2 combiné avec l'algorithme de régression linéaire. Le passage dans le domaine tempore s'effectue grâce à un fenêtrage $\Delta_t = L$ et en fixant un seuil dans le calcul du TSVD égal à 0.1.

Le troisième estimateur appelé "Chest TD ICE RL" correspond au second estimateur mais n'applique pas le passage dans le domaine tempore.

Enfin, le dernier désigné par "Chest TD ICE Corr" calcule les coefficients des sous-canaux comme l'estimateur Chest TD ICE et applique pour chaque sous-porteuse le filtre de Wiener 1D en supposant une connaissance parfaite des matrices de corrélation dans le domaine tempore.

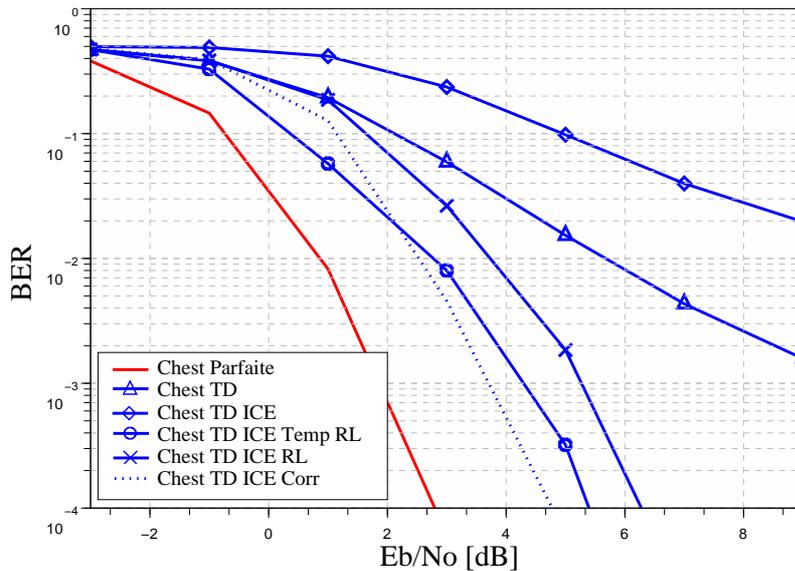


FIG. 5.9 – Performances du système MIMO avec multiplexage spatial 2×2 pour la modulation QPSK en considérant en réception : une estimation de canal parfaite, une estimation de canal TD, plusieurs processus d'estimation de canal itératifs. $v = 250$ km/h

Résultats Les performances sont données par la figure 5.9. L'estimateur de canal itératif Chest TD ICE ne permet pas d'atteindre des performances efficaces. En revanche, l'utilisation de la corrélation temporelle permet d'être robuste vis-à-vis de la vitesse de variation du canal : l'estimateur Chest TD ICE Corr offre ainsi parmi les estimateurs étudiés et à haut SNR les meilleures performances. Concernant cet

estimateur, la perte, en comparaison avec la courbe Chest Parfaite, est de l'ordre de 1.5 dB. L'estimateur Chest TD ICE Temp RL présente des performances proches de l'estimateur Chest TD ICE Corr : il offre un gain à bas SNR et une perte de 0.5 dB à haut SNR en comparaison avec Chest TD ICE Corr. En effet, l'estimateur Chest TD ICE Temp RL permet de traiter efficacement le bruit et est donc plus robuste à bas SNR. A haut SNR, l'algorithme de régression linéaire permet d'approcher les performances de l'estimateur avec connaissance parfaite de la corrélation temporelle en réception. Enfin, l'estimateur Chest TD ICE RL présente une perte de 1.5 dB en comparaison avec l'estimateur Chest TD ICE Corr : il est donc robuste vis-à-vis de la sélectivité temporelle.

5.3.3 Comparaisons de différents systèmes MIMO

Les comparaisons entre différents systèmes MIMO sont généralement effectuées en considérant en réception une connaissance parfaite du canal. Nous allons dans cette partie comparer les performances obtenues pour différents systèmes MIMO à même efficacité spectrale avec plusieurs techniques d'estimation de canal précédemment étudiées.

5.3.3.1 Paramètres de simulation

Les différents codages espace-temps utilisés sont données par les représentations matricielles suivantes :

$$\mathbf{S}_{\text{Al}} = \begin{bmatrix} s_1 & -s_2^* \\ s_2 & s_1^* \end{bmatrix} \quad (5.24)$$

$$\mathbf{S}_{\text{Mux}} = \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \end{bmatrix} \quad (5.25)$$

$$\mathbf{S}_{\text{DA}} = \begin{bmatrix} s_1 & -s_2^* \\ s_2 & s_1^* \\ s_3 & -s_4^* \\ s_4 & s_3^* \end{bmatrix} \quad (5.26)$$

avec $\mathbf{S} \in \mathbb{C}^{T \times N_t}$ la matrice de codage espace-temps. On considérera un codage espace-fréquence pour les schémas Alamouti (Al) et Double-Alamouti (DA). La notation Mux désigne le schéma avec multiplexage spatial à l'émission.

Le Tab. 5.7 résume l'ensemble des schémas MIMO étudiés, les modulations et l'efficacité spectrale ν . ν est calculée en considérant le rendement de codage de canal R_c et le rendement du code espace-temps R_s .

La diversité physique notée d_{phy} est considérée ici égale au produit du nombre d'antennes à l'émission et à la réception et correspond au nombre de trajets indépendants, disponibles sur une fenêtre temporelle donnée. La diversité physique correspond à la diversité maximale que peut atteindre la diversité du codage espace-temps notée d_{stc} qui traduit le nombre de canaux indépendants vus pour chaque symbole considéré dans

Mapping	R_c	Mod.	$N_t \times N_r$	T, Q, R_s	ν (bps/Hz)	d_{phy}	d_{stc}
Al (eq. (5.24))	1/2	16-QAM	2×2	1,1,1	2	4	4
Mux (eq. (5.25))	1/2	QPSK	2×2	1,2,2	2	4	2
DA (eq. (5.26))	1/2	QPSK	4×2	2,4,2	2	8	4

TAB. 5.7 – Schémas MIMO étudiés à même efficacité spectrale ν

le codage espace-temps. Ainsi, le schéma Alamouti exploite la diversité maximale offerte par le canal contrairement au Multiplexage Spatial et au Double Alamouti.

Enfin, les résultats sont donnés pour une estimation de canal parfaite "Chest Parfaite", une estimation de canal TD "Chest TD" avec $\Delta_t = L$ et $\text{Th}=0.1$, et une estimation de canal itérative "Chest TD ICE RL" détaillée dans les parties 5.3.1 et 5.3.2.1 respectivement pour le code d'Alamouti et pour le multiplexage spatial ainsi que le code Double-Alamouti.

5.3.3.2 Résultats

On observe sur la figure 5.10 que le schéma DA présente les meilleures performances avec estimation de canal parfaite. En effet, contrairement au Mux, le DA exploite plus de diversité. De plus, bien que le schéma Al profite de la même diversité, le DA utilise une constellation à plus faible nombre d'états que Al.

Les performances de l'estimateur de canal "Chest TD" pour les différents schémas MIMO sont données sur la première partie de la figure 5.10. Le système Al présente les moins bonnes performances avec un palier à 10^{-1} . L'impact de l'erreur sur l'estimation de canal est en effet plus important sur les modulations à plus grand nombre d'états. Le schéma DA présente à haut SNR les meilleures performances. A bas SNR, on note une dégradation par rapport au Mux. En effet, dans le système de transmission Mux, chaque antenne de réception doit estimer par sous-porteuse utile 2 sous-canaux, contrairement au système DA où 4 sous-canaux sont à estimer. Comme la même disposition des symboles pilotes dans la trame est utilisée dans les schémas MIMO étudiés, la puissance des symboles pilotes dans le cas DA est deux fois plus faibles que dans le cas Mux. A bas SNR, l'estimation de canal est donc plus robuste pour deux antennes à l'émission que pour quatre. L'erreur sur l'estimation de canal a un impact d'autant plus important que les systèmes de transmission fonctionnent avec un grand nombre d'antennes à l'émission.

En considérant maintenant l'estimateur de canal itératif Chest TD ICE RL, le système DA offre toujours les meilleures performances à haut SNR. On observe que l'écart entre les courbes Chest Parfaite et Chest TD ICE RL est plus important pour les systèmes ayant de l'interférences co-antenne. L'écart est en effet égal à 1.5 dB pour Al et est de l'ordre de 2.5 dB pour Mux et DA. L'estimation de canal a plus d'influence sur les performances pour des schémas fonctionnant avec annulation d'interférences où les coefficients des sous-canaux interviennent à la fois dans le filtre d'égalisation mais également dans le filtre d'annulation d'interférences. De plus, le calcul des coefficients

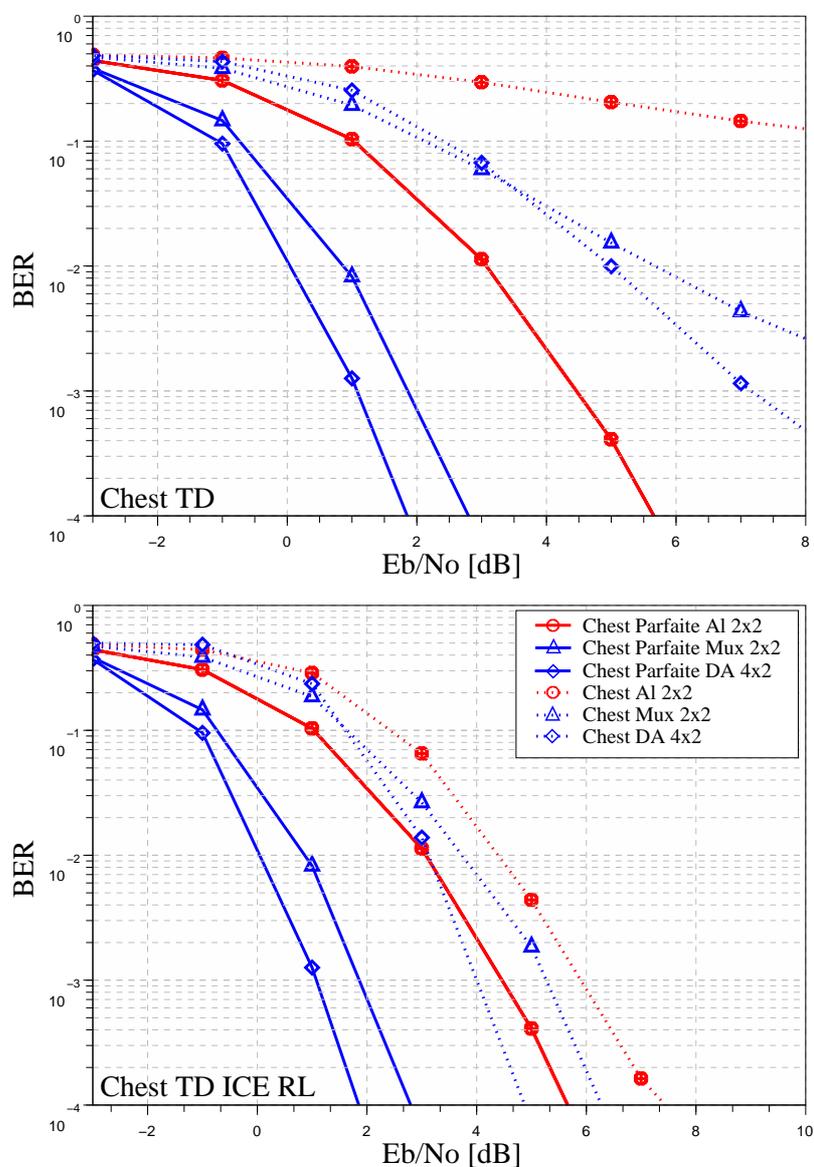


FIG. 5.10 – Performances de différents systèmes MIMO pour une efficacité spectrale $\nu = 2$ (bps/Hz). Estimation de canal parfaite, estimateurs TD et TD ICE RL (5 itérations). $v = 250$ km/h

des sous-canaux pour les schémas Mux et DA est moins efficace que le calcul pour des schémas orthogonaux où l'estimation d'un coefficient de sous-canal ne dépend pas de l'estimation des autres coefficients.

5.3.3.3 Bilan

Les estimateurs de canal itératifs proposés basés sur un traitement par passage dans le domaine temporel et l'application de l'algorithme de régression linéaire sont

robustes vis-à-vis des corrélations temporelle et fréquentielle. De plus, ils sont adaptés à la présence ou non d'interférences co-antenne. D'autre part, les performances des systèmes avec interférences co-antenne sont plus sensibles à l'estimation de canal que celles des systèmes avec codage espace-temps orthogonaux. Néanmoins, nous préconisons l'utilisation d'un système avec à l'émission un mapping MIMO présentant de l'interférence co-antenne et en réception un processus itératif au niveau de l'égalisation et de l'estimation de canal. En effet, ces systèmes présentent des rendements espace-temps supérieurs à l'unité et permettent dès lors d'utiliser des ordres modulation moins élevés que les systèmes avec codage espace-temps orthogonaux.

5.3.4 Application aux transmissions MC-CDMA et au pré-codage linéaire

Dans cette partie, nous proposons d'étendre les estimateurs de canal itératifs proposés dans un contexte MIMO-OFDM à des transmissions de type MIMO MC-CDMA et MIMO LP-OFDM. Des résultats de simulation viennent valider les estimateurs proposés.

5.3.4.1 Transmission MC-CDMA DL

Nous allons ici nous intéresser à une transmission MC-CDMA pour une liaison descendante. La partie 2.2 présente les récepteurs itératifs pour traiter les interférences multi-utilisateurs grâce à l'information apportée par le codage de canal. Le problème de calcul des coefficients des sous-canaux et plus généralement celui de l'estimation de canal dans un contexte MIMO MC-CDMA liaison descendante est identique à celui existant dans un contexte MIMO OFDM. Chaque utilisateur peut utiliser l'ensemble des symboles pilotes pour estimer son canal MIMO. Néanmoins, le calcul des coefficients des sous-canaux fait intervenir non pas les données utiles de l'estimateur considéré mais les données étalées.

Les articles de la littérature existants sur l'estimation de canal itérative dans un contexte MIMO MC-CDMA se placent dans le cadre d'une transmission avec codage espace-temps orthogonal. Nous proposons d'étendre les estimateurs de canal itératifs vus précédemment dans un contexte MIMO MC-CDMA et ainsi de traiter l'ensemble des mappings MIMO existants.

Code espace-temps orthogonaux La figure 5.11 décrit une liaison MIMO MC-CDMA DL 2×1 avec codage espace-fréquence d'Alamouti. Le vecteur estimé par l'algorithme LS des coefficients du canal MIMO reliant la station de base à l'utilisateur u est alors donné par :

$$\hat{\mathbf{H}}_u^{\text{LS}} = \mathbf{r}_u \frac{\tilde{\mathbf{S}}^{\text{H}}}{\tilde{\mathbf{S}}\tilde{\mathbf{S}}^{\text{H}}} \quad (5.27)$$

$$= \frac{1}{\|\tilde{\mathbf{s}}_1\|^2 + \|\tilde{\mathbf{s}}_2\|^2} \begin{bmatrix} r_{u,1}\tilde{s}_1^* - r_{u,2}\tilde{s}_2 & r_{u,1}\tilde{s}_2^* + r_{u,2}\tilde{s}_1 \end{bmatrix} \quad (5.28)$$

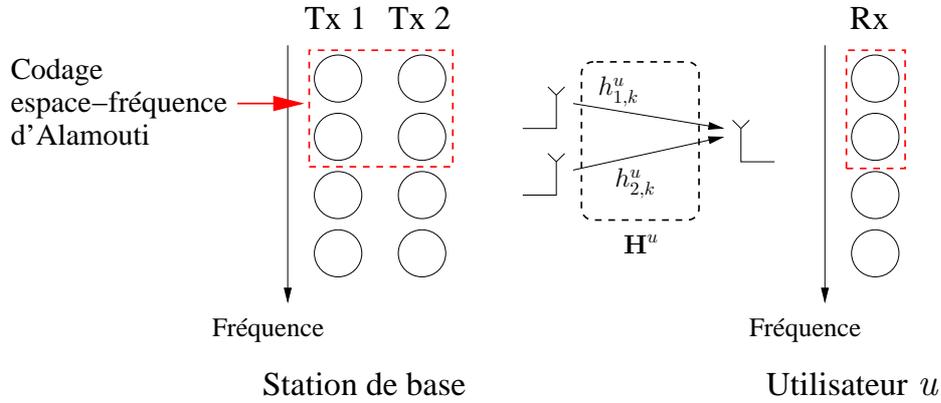


FIG. 5.11 – Calcul des coefficients des sous-canaux pour un contexte MIMO MC-CDMA DL avec codage espace-fréquence d'Alamouti $N_t = 2$ $N_r = 1$

avec $\mathbf{r}_u \in \mathbb{C}^{TN_r}$ le vecteur équivalent reçu par l'utilisateur u et \tilde{s}_i les symboles obtenus après étalement des données des N_u utilisateurs. La différence avec le cas MIMO-OFDM est que les symboles étalés n'appartiennent pas à la constellation des symboles des utilisateurs. En particulier, les symboles étalés à l'émission peuvent être nuls ce qui entraîne au niveau du calcul des coefficients des sous-canaux suivant l'équation (5.28) une très forte augmentation de la puissance du bruit [129]. Ainsi, dans [120], pour un schéma de transmission Alamouti 2×1 , les auteurs proposent d'estimer les coefficients des sous-canaux de la manière suivante :

$$\hat{\mathbf{H}}_u^{\text{LS}} = \begin{cases} \frac{1}{\|\tilde{s}_1\|^2 + \|\tilde{s}_2\|^2} \begin{bmatrix} r_{u,1}\tilde{s}_1^* - r_{u,2}\tilde{s}_2 & r_{u,1}\tilde{s}_2^* + r_{u,2}\tilde{s}_1 \end{bmatrix} & \text{si } \|\tilde{s}_1\|^2 + \|\tilde{s}_2\|^2 > \rho_{\text{Th}} \\ \begin{bmatrix} 0 & 0 \end{bmatrix} & \text{si } \|\tilde{s}_1\|^2 + \|\tilde{s}_2\|^2 \leq \rho_{\text{Th}} \end{cases} \quad (5.29)$$

avec ρ_{Th} un seuil fixé avant transmission. Afin d'éviter de fixer certains coefficients de sous-canaux à zéro, nous proposons d'utiliser l'estimateur itératif suivant :

$$\hat{\mathbf{H}}_u^{\text{It,LS}} = \begin{cases} \frac{1}{\|\tilde{s}_1\|^2 + \|\tilde{s}_2\|^2} \begin{bmatrix} r_{u,1}\tilde{s}_1^* - r_{u,2}\tilde{s}_2 & r_{u,1}\tilde{s}_2^* + r_{u,2}\tilde{s}_1 \end{bmatrix} & \text{si } \|\tilde{s}_1\|^2 + \|\tilde{s}_2\|^2 > \rho_{\text{Th}} \\ \hat{\mathbf{H}}_u^{\text{It-1,LS}} & \text{si } \|\tilde{s}_1\|^2 + \|\tilde{s}_2\|^2 \leq \rho_{\text{Th}} \end{cases} \quad (5.30)$$

avec $\hat{\mathbf{H}}_u^{\text{It-1,LS}}$ le vecteur des coefficients des sous-canaux estimés à l'itération précédente It - 1 et l'itération It= 0 correspondant à l'interpolation des coefficients obtenus au niveau des symboles pilotes.

Interférence co-antenne Nous proposons d'étendre le principe de calcul des coefficients des sous-canaux vu dans la partie 5.1.2.1 et traitant du calcul des coefficients estimés en considérant un mapping MIMO présentant de l'interférence co-antenne. Le

	Système 1	Système 2
$N_t \times N_r$	2 × 2	
Canal de propagation	BRAN E $v = 250$ km/h	
Codage de canal	Conv. (133, 171) _o , $R_c = 1/2$	
Modulation	16-QAM	QPSK
Mapping MIMO	Alamouti	Multiplexage Spatial
Etalement	FHT, $L_c = 32$	
N_u	32	
Egaliseur	MU-MMSE-IC	
Trame	Voir partie 3.5	

TAB. 5.8 – Paramètres de simulation

calcul des coefficients des sous-canaux relatifs à l'utilisateur u est donné par :

$$\hat{H}_{u,ji}^{\text{It}} = \begin{cases} (1 - \sigma_s^2) \left(r_{u,j} - \sum_{\substack{q=1 \\ q \neq i}}^{N_t} \hat{H}_{u,jq}^{\text{It-1}} \tilde{s}_q \right) / \tilde{s}_i + \sigma_s^2 \hat{H}_{u,ji}^{\text{It-1}} \\ \text{si } \|\tilde{s}_i\|^2 > \rho_{\text{Th}} \\ \hat{\mathbf{H}}_u^{\text{It-1,LS}} & \text{sinon} \end{cases} \quad (5.31)$$

avec $\sigma_s^2 = \sum_{u=1}^{N_u} (\sigma_{s_u}^2 - \sigma_{\tilde{s}_u}^2)$. Ce calcul des coefficients à partir du signal reçu et des données étalées est simple à mettre en oeuvre car il évite toute inversion matricielle et considère le cas où les données étalées présentent un module pouvant être proche de la valeur nulle.

5.3.4.2 Résultats de simulation dans un contexte MIMO MC-CDMA

Le système MIMO étudié considère une transmission MC-CDMA liaison descendante telle que décrite dans la partie 1.2.3.2. Deux systèmes MIMO présentant ou non de l'interférence co-antenne sont considérés. Des résultats mettant en oeuvre des techniques d'estimation de canal itératives décrites dans la partie 5.3.4.1 sont présentés.

Paramètres de simulation Les paramètres de simulation sont donnés par le tableau 5.8.

Différents estimateurs de canal sont évalués. La tableau 5.9 récapitule les caractéristiques des estimateurs étudiés.

Le premier noté "Chest TD" correspond à celui de la partie 5.3.1.

Dans le cas du système MIMO avec codage espace-temps Alamouti, l'estimateur appelé "Chest TD ICE RL" correspond aux calculs des coefficients des sous-canaux

Chest Parfaite	Estimation parfaite du canal en réception
Chest TD	Voir partie 4.3
	$\Delta_t = L$
	Th= 0.1
Chest TD ICE RL	Chest TD première itération
	Conversion Binaire-Maire des symboles estimés
	Calcul des coefficients Al : voir équation (5.30)
	Calcul des coefficients Mux : voir équation (5.31)
	+ Régression Linéaire
Chest TD ICE Corr	Chest TD première itération
	Conversion Binaire-Maire des symboles estimés
	Calcul des coefficients Al : voir équation (5.30)
	Calcul des coefficients Mux : voir équation (5.31)
	+ Filtre de Wiener 1D en temps

TAB. 5.9 – Caractéristiques des estimateurs utilisés

grâce à l'équation (5.30) avec application de l'algorithme de régression linéaire. Le seuil ρ_{Th} est fixé à 0.01.

Concernant le multiplexage, deux estimateurs de canal itératifs sont étudiés. Le premier "Chest TD ICE RL" calcule les coefficients des sous-canaux grâce à l'équation (5.31) et leur applique l'algorithme de régression linéaire. Le second "Chest TD ICE Corr" applique aux coefficients des sous-canaux le filtre de Wiener 1D pour chaque sous-porteuse utile avec connaissance parfaite des matrices de corrélation temporelle.

Résultats La figure 5.12 donne les performances pour le système MIMO avec codage espace-temps Alamouti. On observe que l'estimateur de canal Chest TD réalisant une interpolation linéaire pour chaque sous-porteuse utile présente un palier d'erreur à 10^{-1} . En revanche, l'estimateur de canal itératif basé sur une simple régression linéaire permet de rendre robuste le système à une forte sélectivité temporelle. La perte de performances est de l'ordre de 1.5 dB en comparaison avec la courbe à estimation de canal parfaite.

La figure 5.13 considère cette fois-ci le schéma MIMO avec multiplexage spatial. La différence avec la précédente transmission est que le récepteur doit traiter à la fois de l'interférence multi-utilisateur mais également de l'interférence co-antenne. Ainsi, l'écart entre les performances des estimateurs de canal itératifs et la courbe à estimation de canal parfaite est plus important à haut SNR que pour le schéma Alamouti. A bas SNR, les termes croisés d'interférences entre sous-canaux dans le calcul des estimateurs de canal itératifs impliquent un point de déclenchement plus éloigné. Cependant, les performances sont toujours meilleures que le simple estimateur "Chest TD" présentant un palier à 10^{-3} .

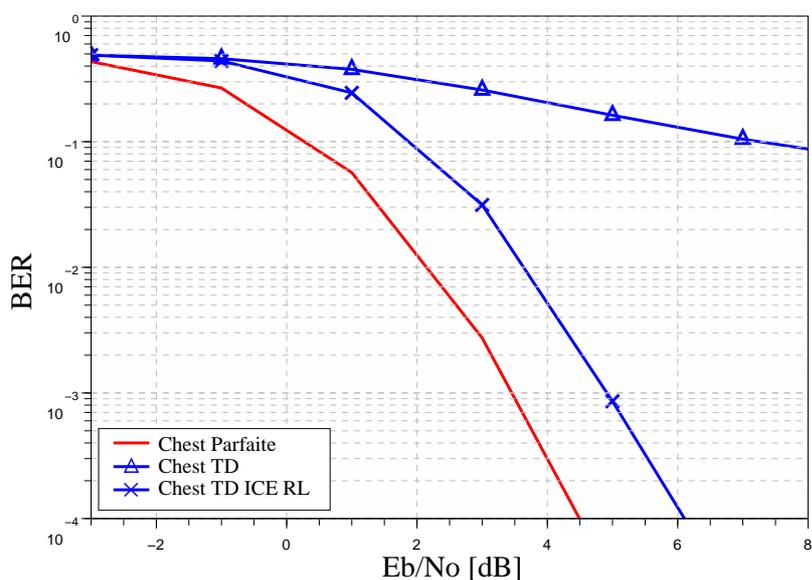


FIG. 5.12 – Performances du système MIMO MC-CDMA codage espace-temps Alamouti. $L_c = N_u = 32$. 5 itérations. Estimation de canal parfaite, estimateurs TD, estimateurs TD itératifs. Modulation 16-QAM. $v = 250$ km/h

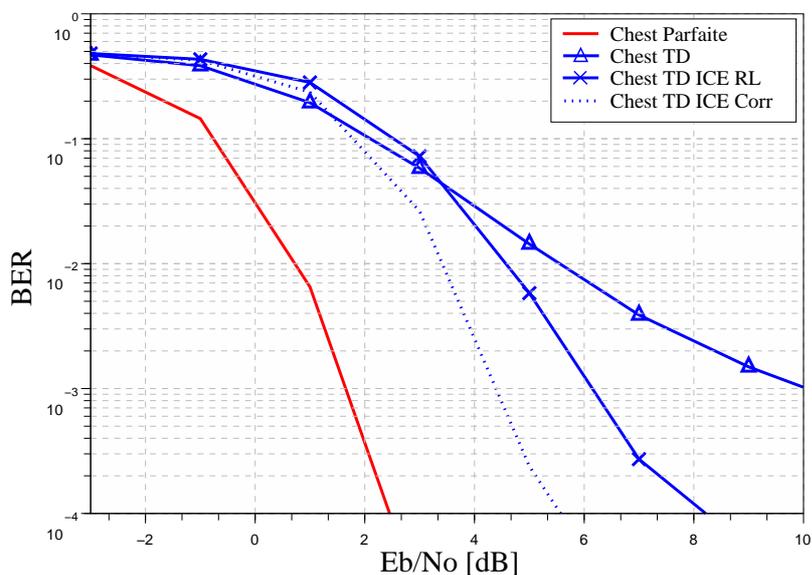


FIG. 5.13 – Performances du système MIMO MC-CDMA multiplexage spatial. $L_c = N_u = 32$. 5 itérations. Estimation de canal parfaite, estimateurs TD, estimateurs TD itératifs. Modulation QPSK. $v = 250$ km/h

5.3.4.3 Précodage Linéaire

L'utilisation d'un précodage linéaire a été exposée dans la partie 1.2.2. Il est utilisé à l'émission pour chaque antenne Tx. En réception, un récepteur itératif est mis en

$N_t \times N_r$	2×2
Canal de propagation	BRAN E $v = 250$ km/h
Codage de canal	Conv. $(133, 171)_o$, $R_c = 1/2$
Modulation	16-QAM
Mapping MIMO	Alamouti
L_p	4
Egaliseur	MMSE-IC
Trame	Voir partie 3.5

TAB. 5.10 – Paramètres de simulation

oeuvre pour traiter les interférences co-antenne engendrées par le précodage linéaire. Ainsi, deux difficultés se posent dans l'estimation de canal itérative. La première est que les symboles émis peuvent, comme dans un cas MIMO MC-CDMA, être nuls. Nous avons vu qu'en fixant un seuil sur les symboles estimés, il était possible de résoudre ce problème. La seconde difficulté est la présence d'interférences co-antenne quel que soit le mapping MIMO utilisé. En effet, le précodage linéaire est effectué après le mapping MIMO contrairement au cas MIMO MC-CDMA. Cette difficulté est détournée en utilisant une annulation d'interférence proposée précédemment pour des mappings MIMO non-orthogonaux. En résumé, nous proposons d'utiliser l'expression suivante pour le calcul des coefficients des sous-canaux :

$$\hat{H}_{ji}^{\text{It}} = \begin{cases} (1 - \sigma_s^2) \left(r_j - \sum_{\substack{q=1 \\ q \neq i}}^{N_t} \hat{H}_{jq}^{\text{It-1}} \tilde{s}_q \right) / \tilde{s}_i + \sigma_s^2 \hat{H}_{ji}^{\text{It-1}} \\ \text{si } \|\tilde{s}_q\|^2 > \rho_{\text{Th}} \text{ avec } q = 1, \dots, Q \\ \hat{\mathbf{H}}^{\text{It-1,LS}} \quad \text{sinon} \end{cases} \quad (5.32)$$

$$\text{avec } \sigma_s^2 = \sum_{p=1}^{L_p} (\sigma_{s_p}^2 - \sigma_{\tilde{s}_p}^2).$$

5.3.4.4 Résultats de simulation pour un système MIMO LP-OFDM

Nous nous intéressons ici à un système MIMO 2×2 avec mapping MIMO Alamouti et précodage linéaire pour chaque antenne à l'émission.

Paramètres de simulation Les paramètres de simulation sont donnés par le tableau 5.10.

Les performances sont données pour une modulation 16-QAM avec une vitesse de variation de canal $v = 250$ km/h et pour trois estimateurs de canal. Le tableau 5.11 résumé les caractéristiques des différents estimateurs.

Le premier est l'estimateur "Chest TD" utilisé précédemment dans la partie 5.3.1.

Chest Parfaite	Estimation parfaite du canal en réception
Chest TD	Voir partie 5.3.1
	$\Delta_t = L$
	Th= 0.1
Chest TD ICE RL	Chest TD première itération
	Conversion Binaire-Maire des symboles estimés
	Calcul des coefficients : voir équation (5.32) + Régression Linéaire
Chest TD ICE Corr	Chest TD première itération
	Conversion Binaire-Maire des symboles estimés
	Calcul des coefficients : voir équation (5.32) + Filtre de Wiener 1D en temps

TAB. 5.11 – Caractéristiques des estimateurs utilisés

Les deux autres notés "Chest TD ICE RL" et "Chest TD ICE Corr" calculent les coefficients des sous-canaux grâce à l'équation (5.32) et appliquent respectivement l'algorithme de régression linéaire ou le filtre de Wiener 1D avec connaissance parfaite des matrices de corrélation temporelle. Le seuil ρ_{Th} est fixé à 0.01.

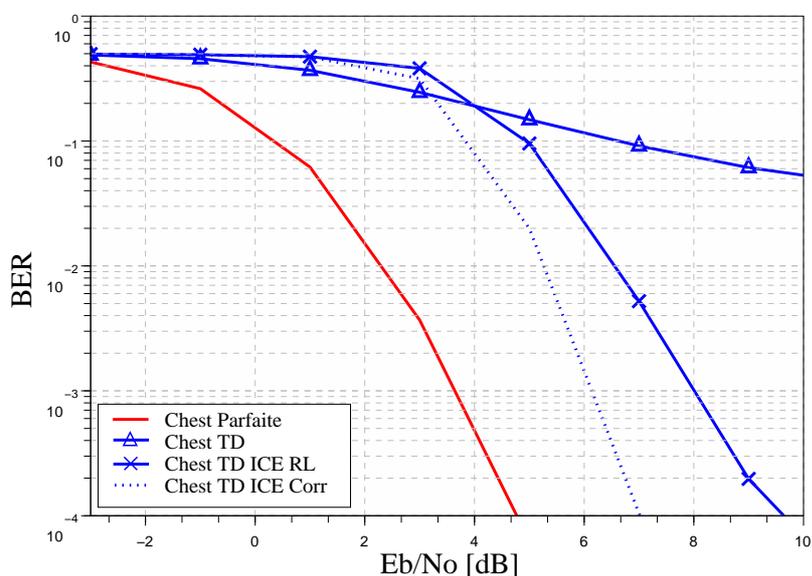


FIG. 5.14 – Performances du système MIMO Alamouti avec précodage linéaire $L_p = 4$. 5 itérations. Estimation de canal parfaite, estimateurs TD, estimateurs TD itératifs. Modulation 16-QAM. $v = 250$ km/h

Résultats La figure 5.14 présente les résultats de simulation des différents estimateurs dans un contexte MIMO LP-OFDM. Avec une estimation de canal parfaite, le

gain par rapport au même système sans précodage linéaire est de l'ordre de 1 dB. Cependant, l'ajout de ce précodage implique une perte d'orthogonalité et un processus différent du calcul des coefficients des sous-canaux. Ainsi, en comparaison avec les estimateurs sans interférence co-antenne, la perte à haut SNR est de l'ordre de 0.5 dB et de 2 dB respectivement pour l'estimateur avec corrélation temporelle et l'estimateur avec régression linéaire. Comme dans le cas précédent d'une transmission MC-CDMA, à bas SNR, les termes croisés d'interférences entre sous-canaux impliquent un point de déclenchement plus éloigné avec une estimation de canal itérative. On peut toutefois ajouter que les techniques d'estimation itératives proposées sont robustes en comparaison avec une estimation non-itérative.

5.3.4.5 Bilan

Nous avons proposé dans cette partie des techniques de calcul des coefficients de sous-canaux adaptés au contexte MIMO MC-CDMA et MIMO LP-OFDM. Ces estimateurs tiennent compte de la présence d'interférences co-antenne et/ou multi-utilisateur et leur association avec l'algorithme de régression linéaire permet de rendre les systèmes robustes vis-à-vis de la sélectivité temporelle du canal sans augmentation du nombre de symboles pilotes.

5.4 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons étudié les possibilités d'amélioration de l'estimation de canal et donc des performances du système grâce à l'utilisation de l'information fournie par le décodeur de canal. Afin de calculer les coefficients des sous-canaux, l'estimateur de canal utilise les symboles pilotes et les symboles estimés émis. La majorité des systèmes considérant des symboles pilotes répartis avec interpolation des coefficients estimés au niveau de ces symboles pilotes, nous nous sommes intéressés aux estimateurs itératifs permettant d'obtenir de meilleures performances qu'une simple interpolation. En effet, les estimateurs basés sur une simple interpolation présentent de fortes dégradations de performances pour des canaux très sélectifs.

L'estimation de canal itérative se divise en deux phases. La première calcule les coefficients des sous-canaux pour chaque donnée utile. Ce calcul tient compte des techniques utilisées à l'émission et en particulier de la présence ou non d'interférences co-antenne. Nous avons donc proposé différentes techniques adaptés aux contextes MIMO-OFDM et MIMO MC-CDMA. La deuxième phase est primordiale dans l'efficacité de l'estimateur de canal itératif. Il s'agit de tirer parti des corrélations temporelle et/ou fréquentielle des sous-canaux. Ainsi, le filtre de Wiener 2D permet de rendre robuste le système vis-à-vis des sélectivités des sous-canaux. Nous avons proposé d'utiliser un algorithme de régression linéaire ainsi que l'estimateur par passage dans le domaine temporel pour utiliser respectivement la corrélation temporelle et fréquentielle en évitant une connaissance *a priori* des propriétés de corrélation des sous-canaux. Les résultats de simulation obtenus pour différents schémas de trans-

mission MIMO montrent que les estimateurs proposés présentent un bon rapport performance/complexité pour des canaux sélectifs en temps et en fréquence.

Les estimateurs proposés dans ce chapitre ont fait l'objet des publications suivantes :

- Estimation de canal itératif dans un contexte MIMO-OFDM pour code espace-temps Alamouti : [130]
- Système MIMO MC-CDMA avec estimation de canal itérative : [131]
- Estimation de canal itérative adaptée à des schémas MIMO à interférences co-antenne : [132]

Conclusion et Perspectives

L'objectif de cette thèse est de proposer de nouvelles trames et de nouveaux estimateurs de canal adaptés aux systèmes de transmission multi-antennes multi-porteuses et robustes pour tout type de canaux.

Le **Chapitre 1** nous a permis dans un premier temps d'introduire le canal de propagation MIMO, les différentes modélisations possibles ainsi que les propriétés et grandeurs caractéristiques d'un environnement particulier. Nous avons choisi de considérer les modèles proposés par FT R&D valides dans une certaine bande de fréquence, paramétrables et permettant de simuler différents environnements de propagation. Nous avons détaillé dans un second temps les systèmes considérés dans le document afin d'en dégager les propriétés et d'argumenter les choix effectués. Ainsi, l'association transmission multi-porteuses/technologie MIMO a constitué le schéma de base étudié : cette association MIMO-OFDM permet en effet sur canal sélectif en fréquence de simplifier le processus d'égalisation en réception. Les techniques d'accès multiples par répartition de codes ont été également considérées dans le document car elles présentent un intérêt en termes de diversité exploitée, de flexibilité au niveau de l'accès multiple et de robustesse vis-à-vis de canaux sélectifs en fréquence. De plus, la technique de précodage linéaire a été étudiée car elle permet d'exploiter simplement les diversités offertes par le canal. Enfin, nous avons montré que les fonctions de précodage et d'étalement de spectre avant ou après la modulation MIMO conditionnent les diversités exploitées, la complexité de mise en oeuvre et le processus d'égalisation en réception.

Le **Chapitre 2** a introduit la problématique de l'estimation de canal dans les systèmes multi-antennes multi-porteuses. Nous avons présenté tout d'abord les techniques de codage espace-temps à l'émission. Grâce à l'absence d'interférence co-antenne en réception, les codes dit orthogonaux présentent une égalisation simple en réception, voisine du cas SISO-OFDM. Cependant, ces codes sont sous-optimaux en terme d'exploitation de la capacité du canal MIMO. L'autre famille de codes espace-temps répond à ce problème : elle permet d'augmenter le rendement mais présente en réception de l'interférence co-antenne. Cette interférence peut être traitée grâce à un récepteur itératif basé sur un échange d'information entre l'égaliseur et le décodage de canal. Ce principe itératif d'annulation d'interférences au niveau de l'égaliseur peut s'appliquer dans un contexte MIMO LP-OFDM ou MIMO MC-CDMA présentant

de l'interférences multi-utilisateurs. Nous avons donc remarqué que l'estimation des coefficients des sous-canaux intervenait pour les récepteurs itératifs à la fois dans la phase d'égalisation mais également dans le filtre d'annulation d'interférences pour les codes espace-temps non-orthogonaux. Ce schéma de transmission basé sur une estimation de canal en réception est appelée schéma cohérent : ces performances sont fonctions de la qualité de l'estimation de canal. Dans la dernière partie de la thèse, nous nous sommes intéressés aux transmissions non-cohérentes qui constituent une alternative intéressante à l'estimation de canal. En effet, grâce à un codage espace-temps différentiel à l'émission, le récepteur s'affranchit de toute estimation de canal. Cependant, nous montrons que ces schémas MIMO différentiels offrent moins de flexibilité en termes de choix de rendement espace-temps et de modulation. De plus, l'association avec des techniques d'accès multiples par répartition de codes ne présente pas un réel intérêt.

Le **Chapitre 3** est consacré à l'estimation de canal grâce aux symboles pilotes et à la dégradation des performances des systèmes MIMO-OFDM avec estimation de canal réaliste. Nous nous sommes tout d'abord penchés sur la construction des séquences d'apprentissage dans un contexte MIMO-OFDM. La différence majeure par rapport aux techniques de répartition des symboles pilotes et aux algorithmes utilisés dans un cas mono-antenne est que plusieurs canaux doivent être estimés en réception pour un système multi-antennes. Nous avons montré que le paramètre à prendre en compte dans la construction des séquences d'apprentissage était le nombre d'antennes à l'émission. De plus, concernant les traitements des symboles pilotes et les techniques d'interpolation, nous avons souligné qu'ils étaient semblables au cas mono-antenne car chaque sous-canal à estimer doit être considéré indépendamment des autres. Les résultats de simulation donnés dans la dernière partie du chapitre ont confirmé le fait que les performances des systèmes dépendent très fortement des techniques d'estimation de canal, d'autant plus que le nombre d'antennes à l'émission et l'ordre de modulation sont élevés. De plus, les comparaisons effectuées entre systèmes cohérents avec estimation de canal réaliste et les systèmes non-cohérents ont prouvé que, pour des canaux très sélectifs, les modulations différentielles sont plus performantes que les techniques cohérentes. Enfin, nous avons mis en évidence que les estimateurs de canal basés sur l'utilisation de symboles pilotes ne présentent un intérêt pour des canaux très sélectifs que s'ils exploitent les corrélations temporelle et/ou fréquentielle ainsi que la connaissance de la puissance du bruit.

Le **Chapitre 4** a présenté une nouvelle technique de traitement et d'interpolation des symboles pilotes par passage dans le domaine temporel. Cet estimateur s'applique pour deux types de séquences d'apprentissage, l'une respectant l'orthogonalité dans le domaine fréquentiel et l'autre dans le domaine temporel. Nous avons mis en évidence la problématique des estimateurs classiques par passage dans le domaine temporel : ils ne peuvent en effet s'appliquer que pour des symboles OFDM où l'ensemble des sous-porteuses du spectre est dédié à l'estimation de canal. Nous avons donc pro-

posé un nouvel estimateur adapté au contexte MIMO-OFDM et SISO-OFDM ainsi qu'à n'importe quel type de séquence d'apprentissage, tout en conservant les propriétés intéressantes des estimateurs classiques en termes de traitement de bruit et d'exploitation de la corrélation fréquentielle. Cet estimateur est basé sur une simple multiplication matricielle du vecteur symbole pilote reçu : le calcul de la matrice effectué avant toute transmission tient compte de la répartition des symboles pilotes dans la trame et est basé sur une suppression des faibles singularités responsables des fortes discontinuités observées sur l'erreur quadratique moyenne. L'efficacité du nouveau estimateur a été démontrée par différents résultats que nous avons obtenu sur plusieurs schémas de transmission MIMO-OFDM. De plus, plusieurs travaux en liaison avec cette partie ont été réalisés au sein de projet collaboratifs. Enfin, en vue d'une implémentation future, plusieurs simplifications ont été proposées et simulées afin de réduire la complexité tout en conservant de bonnes performances.

Le **Chapitre 5** a pour objet l'étude des estimateurs de canal itératifs et a exposé plusieurs nouveaux estimateurs exploitant la corrélation des sous-canaux et adapté à la présence d'interférences co-antenne ou multi-utilisateurs. Dans un premier temps, nous avons montré dans cette partie que, sans exploitation de la corrélation des sous-canaux, les estimateurs de canal itératifs sont très sensibles aux erreurs de propagation. De plus, le calcul des coefficients des sous-canaux doit tenir compte du mapping MIMO ou plus précisément de la présence ou non d'interférences co-antenne. Dans le cas où il y a présence d'interférences co-antenne ou d'interférences multi-utilisateurs, le principe que nous avons proposé est d'annuler dans le calcul d'un coefficient de sous-canal l'influence des autres sous-canaux en tenant compte de la fiabilité des symboles estimés. Ce procédé simple à mettre en place permet d'éviter toute inversion matricielle contrairement à une majorité de techniques proposées dans la littérature. De plus, dans le cas où le récepteur ne dispose d'aucune information *a priori* du canal, un algorithme de régression linéaire ainsi qu'un traitement par passage dans le domaine temporel ont été développés respectivement pour utiliser la corrélation temporelle et fréquentielle des sous-canaux. Nous avons simulé ces estimateurs sur des sous-canaux sélectifs en temps et en fréquence. Les résultats ont montré une amélioration des performances en comparaison avec les techniques classiques d'estimation de canal itératives. Enfin, les estimateurs itératifs proposés peuvent être directement intégrés dans les récepteurs itératifs existants et permettent de gagner en robustesse vis-à-vis du bruit et des sélectivités dans la majorité des systèmes MIMO actuels.

Au cours de cette thèse, nous avons proposé différents estimateurs de canal adaptés à un contexte multi-antennes permettant de diminuer la puissance du bruit au niveau des coefficients des sous-canaux estimés et d'utiliser les corrélations offertes par le canal. Ces estimateurs ont répondu aux contraintes imposées par le système de transmission MIMO et par le canal de propagation tout en conservant une efficacité spectrale et une complexité intéressante.

Les contributions majeures de cette thèse sont les suivantes :

- Etude des techniques MIMO différentielles et comparaison avec les techniques MIMO cohérentes incluant l'estimation de canal sur canal de propagation sélectif en temps et en fréquence (voir partie 3.5.2).
- Analyse de l'influence des techniques d'estimation de canal existantes pour différents schémas de transmission MIMO avec ou non la présence d'un processus itératif d'annulation d'interférences en réception (voir partie 3.5.4).
- Proposition d'un algorithme de traitement des symboles pilotes par passage dans le domaine temporel adapté à tout type de séquences d'apprentissage en multi-antennes mais également en mono-antenne (voir chapitre 4).
- Proposition d'estimateurs de canal itératifs robustes vis-à-vis du bruit et des sélectivités temporelle et fréquentielle, adaptés à la majorité des systèmes MIMO existants et pouvant prendre en compte la technologie d'étalement de spectre ou de précodage linéaire (voir chapitre 5).
- Comparaisons des performances de différents systèmes MIMO à même efficacité spectrale incluant les estimateurs de canal proposés (voir partie 5.3.3).

Les études menées dans le cadre de cette thèse ouvrent de nombreuses perspectives. Tout d'abord, il serait intéressant d'étudier les estimateurs de canal proposés dans d'autres contextes de simulation. Concernant par exemple les transmissions à accès multiples sur liaisons montantes, la problématique est que la station de base doit estimer pour chaque utilisateur actif un canal MIMO. Ainsi, contrairement aux liaisons descendantes, les estimateurs ne peuvent utiliser l'ensemble des symboles pilotes présents dans la trame. Les techniques itératives constituent donc un axe d'étude intéressant. Les techniques d'estimation de canal avec pilotes superposés aux données utiles non traitées dans cette thèse et associées à un récepteur itératif à annulation d'interférences représentent également une perspective intéressante.

De plus, nous nous sommes intéressés dans cette thèse à l'estimation de canal pour des systèmes MIMO-OFDM. Or, dans les systèmes réels, l'estimation de canal est généralement associée à une phase de synchronisation. Il serait donc nécessaire d'étudier les algorithmes de synchronisation avec estimation de canal en utilisant les estimateurs proposés dans cette thèse comme l'estimateur par passage dans le domaine temporel.

Enfin, cette thèse a également abordé la problématique de la complexité de l'implémentation des estimateurs proposés. Ainsi, des simplifications de l'estimation par passage dans le domaine temporel ont été développées et étudiées par simulation. L'implémentation de ces estimateurs et des estimateurs de canal itératifs constitue donc une perspective logique des travaux effectués dans cette thèse.

Annexe

Annexe A

Canal de propagation BRAN

Dans notre étude, nous avons choisi d'utiliser des modèles de canaux définis par l'ETSI⁽¹⁾ [133]. Le projet ETSI-BRAN avait pour but de définir la couche physique de réseaux locaux sans fil à haut débit. Une largeur de bande de 20 MHz a été allouée dans la bande des 5.2 GHz pour la mise en oeuvre de tels réseaux. A partir des campagnes de mesure, cinq modèles de canaux synthétiques ont été élaborés pour simuler les environnements de propagation (voir tableau A).

Ces mesures ont montré que les canaux sont généralement NLOS, excepté le canal D. Le canal E est le seul à être caractérisé comme "extérieur", c'est-à-dire représentatif par exemple d'un hall d'aéroport ou d'une station de gare. Il possède la réponse impulsionnelle la plus longue et le premier echo n'est pas le plus puissant. Le tableau A donne les retards et amplitudes de l'ensemble des trajets du canal BRAN E. Chaque modèle est composé de 18 trajets dont l'amplitude suit une décroissance exponentielle. Concernant la mobilité, à part le canal E, les autres canaux ont une mobilité réduite de 1 m/s. Le Doppler est généré par un modèle de Jakes.

⁽¹⁾European Telecommunications Standards Institute

Canal	Environnement	Tx-Rx (m)	τ_{rms} (ns)	τ_{max} (ns)
A	bureaux	40	50	390
B	bureaux/espace ouvert	50-150	100	730
C	grand espace ouvert	50-150	150	1050
D	grand espace ouvert	50-150	140	1050
E	grand espace ouvert/extérieur	50-150	250	1760

FIG. A.1 – Principales caractéristiques des 5 canaux BRAN

retard (ns)	0	10	20	40	70	100	140	190	240
amplitude (dB)	-4.9	-5.1	-5.2	-0.8	-1.3	-1.9	-0.3	-1.2	-2.1
retard (ns)	320	430	560	710	880	1070	1280	1510	1760
amplitude (dB)	0.0	-1.9	-2.8	-5.4	-7.3	-10.6	-13.4	-17.4	-20.9

FIG. A.2 – Retards et amplitudes des 18 trajets du canal BRAN E

Annexe B

Projet OPUS

Le 3GPP a lancé en Décembre 2004 un groupe de travail sur les évolutions possibles de l'UMTS. Il s'agit du "study item on evolved UTRA and UTRAN" appelé le plus souvent LTE⁽¹⁾. Outre une augmentation de l'efficacité spectrale et une augmentation du débit crête, un des objectifs visés est d'optimiser le système pour des vitesses réduites (0 à 15 km/h) en conservant des performances élevées pour des vitesses de l'ordre de 120 km/h et une connectivité jusqu'à des vitesses de 350 km/h. Concernant la liaison descendante, la technologie OFDMA est préconisée. Pour la liaison montante, l'OFDMA et la modulation mono-porteuse basée sur un accès FDMA sont les solutions en concurrence. De plus, pour les deux liaisons, un schéma multi-antennes doit être mis en oeuvre pour atteindre l'efficacité spectrale visée. Le consortium du projet OPUS est formé des partenaires suivants :

- CEA-LETI
- Mitsubishi Electric ITE-TCL (Information Technology Europe - Telecommunication Lab)
- France Telecom R&D, Supélec
- Teamcast
- Eurécom

Le projet OPUS a pour objectif de valider expérimentalement l'obtention d'une efficacité spectrale de 5 bit/s/Hz sur la liaison descendante de ce futur système. Ainsi, un travail d'optimisation des spécifications de la liaison descendante est entrepris, en particulier concernant l'estimation de canal MIMO. L'estimateur de canal temporel développé dans un contexte MIMO-OFDM a ainsi été proposé et permet d'améliorer les performances en comparaison avec le filtrage de Wiener proposé avec estimation de la matrice de corrélation fréquentielle [113].

⁽¹⁾Long Term Evolution

Annexe C

Liste des publications

Conférence Nationale

- ” *Comparaison de techniques MIMO cohérentes et non-cohérentes sur canal rapide sélectif en fréquence*”, B. Le Saux, M. Héland and P.-J. Bouvet, MajecS-TIC'05, Rennes, Novembre 2005

Conférences Internationales

- ” *Robust Time Domain Channel Estimation for MIMO-OFDMA Downlink System*”, B. Le Saux, M. Héland et R. Legouable, Multi-Carrier Spread Spectrum (MC-SS'07), Herrsching, Allemagne, Mai 2007
- ” *Iterative Channel Estimation for a 2×2 and a 4×2 non-orthogonal MIMO schemes*”, B. Le Saux et M. Héland, Wireless Communications & Networking Conference (WCNC'07), Hong Kong, Chine, Mars 2007
- ” *Iterative Channel Estimation based on Linear Regression for a MIMO MC-CDMA system*”, B. Le Saux, M. Héland et L. Boher, International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications (ISSSTA'06), Manaus, Brésil, Août 2006
- ” *Iterative Channel Estimation based on Linear Regression for a MIMO-OFDM system*”, B. Le Saux et M. Héland, International Conference on Wireless on Mobile Computing, Networking and Communications (WIMOB'06), Montréal, Canada, Juin 2006
- ” *Comparison of Coherent and Non-Coherent Space Time Schemes for Frequency Selective Fast-Varying Channels*”, B. Le Saux, M. Héland et P.-J. Bouvet, International Symposium on Wireless Communication Systems (ISWCS'05), Sienne, Italie, Septembre 2005

Article de revue

- ” *Robust Channel Estimation Processes for practical MIMO-OFDM systems*”, B. Le Saux et M. H elard, European Association for Signal Processing (EURASIP) Journal on Wireless Communications and Networking, soumis le 15 mai 2007

Brevets

- ” *Procédé de réduction d’un intervalle de garde, dispositif de transmission et programme d’ordinateur correspondants*”, B. Le Saux, M. H elard et L. Cariou, FR 07-13080, d epos e le 18 avril 2007 au nom de France Telecom Recherche et Développement
- ” *Procédé et module d’estimation/réception pour un système multi-antennes multi-porteuses  a séquence d’apprentissage*”, B. Le Saux, M. H elard et L. Boher, FR 06-09475, d epos e le 27 octobre 2006 au nom de France Telecom Recherche et Développement
- ” *Procédé et module d’estimation des canaux de transmission d’un système multi-antennes multi-porteuses*”, B. Le Saux, M. H elard et X. Doukopoulos, FR 06-53625, d epos e le 8 septembre 2006 au nom de France Telecom Recherche et Développement

Table des figures

1.1	Spectre de Jakes (gauche) et fonction d'autocorrélation associée (droite)	5
1.2	Représentation d'un canal MIMO théorique constitué de $N_t \times N_r$ sous-canaux SISO indépendants	8
1.3	Schéma de transmission SISO-OFDM	13
1.4	Spectre OFDM avec $N_{FFT} = 8$	13
1.5	Schéma de transmission MIMO-OFDM	17
1.6	Schéma d'émission MIMO LP-OFDM	20
1.7	Schéma d'émission MC-CDMA	20
1.8	Schéma d'émission MC-SS-MA	21
1.9	Schéma d'émission MIMO MC-CDMA avec étalement par antenne d'émission	22
1.10	Schéma d'émission MIMO MC-CDMA avec étalement en amont du codage espace-temps	22
1.11	Schéma d'émission de type BICM	22
1.12	Représentation du code convolutif non systématique $R_c = \frac{1}{2}$ et $K = 7$	23
1.13	Représentation du turbo-code constitué de deux codes récurrents systématiques $K = 3$	25
2.1	Exemple de treillis pour un STTC avec $N_t = 2$ et utilisant une modulation MDP-4	28
2.2	Schéma d'émission de type ST-BICM	29
2.3	Schéma d'émission de type STBC	30
2.4	Schéma de réception MIMO-OFDM itératif	38
2.5	Principe du codage espace-temps différentiel	43
2.6	Principe du codage espace-temps différentiel d'Alamouti $N_t = 2$. . .	45
2.7	Performances de différents récepteurs différentiels et cohérent pour un système MIMO $N_t = 2$ $N_r = 1$ sur canal Gaussien, modulation QPSK, codage espace-temps différentiel d'Alamouti	49
2.8	Différentes associations de codage différentiel avec la transmission OFDM. (1) Codage différentiel en temps. (2) Codage différentiel en fréquence. (3) Technique hybride proposée	52
3.1	Schéma de transmission MIMO-OFDM	58

3.2	Représentation de différents motifs de répartition de symboles pilotes pour des systèmes multi-porteuses	59
3.3	Exemples de construction de trame avec motifs orthogonaux dans le domaine fréquentiel $N_t = 2$	63
3.4	Répartitions de symboles pilotes dans un cas SISO et MIMO $N_t = 2$	65
3.5	Estimateur LMMSE avec utilisation des fonctions de corrélations fréquentielle et temporelle	67
3.6	Estimateur LMMSE avec approximation de rang r en considérant une estimée LS sur l'ensemble du spectre modulé	70
3.7	Estimateur LMMSE avec approximation de rang r en considérant une estimée LS sur un ensemble de sous-porteuses	70
3.8	Mapping MIMO-OFDM pour le codage d'Alamouti. Répartition des données après codage espace-temps en fréquence ou en temps.	72
3.9	Format des trames utilisées. (1) : trame cohérente. (2) : trame non-cohérente. (3) : trame non-cohérente hybride.	73
3.10	Répartition des symboles pilotes utilisée pour $N_t = 2$ et $N_t = 4$	74
3.11	Performances du code espace-temps différentiel d'Alamouti. Contexte MIMO 2×1 . Modulation QPSK. Récepteurs CD et DFDD avec $N = 3$ (GA). Récepteur CD pour trame non-cohérente hybride. Vitesses de variation du canal $v = 60$ km/h.	76
3.12	Performances du code espace-temps d'Alamouti et du codage espace-temps différentiel d'Alamouti. Contexte MIMO 2×1 . Modulation QPSK. Transmission cohérente : trame cohérente, codage d'Alamouti, récepteur MMSE, estimation de canal réelle et parfaite. Transmission non-cohérente : trame non-cohérente hybride, récepteur CD. $v = 60$ km/h et $v = 250$ km/h.	76
3.13	Performances du code espace-temps d'Alamouti. Contexte MIMO 2×2 . Transmission cohérente : trame cohérente, codage espace-temps et espace-fréquence, récepteur MMSE, estimation de canal réelle (LS et LMMSE) et parfaite. $v = 5$ km/h.	79
3.14	Influence de la sélectivité temporelle du canal sur les performances du schéma d'Alamouti 2×2 avec codage espace-temps, pour différentes modulations et différents algorithmes d'estimation de canal.	81
3.15	Performances des schémas de multiplexage spatial 2×2 pour la modulation QPSK après 5 itérations et en considérant l'hypothèse GA. $v = 5$ km/h.	83
3.16	Performances des schémas de multiplexage spatial 2×2 pour différentes modulations et différents algorithmes d'estimation de canal	84
3.17	Performances des schémas de multiplexage spatial 4×4 pour différentes modulations et différents algorithmes d'estimation de canal	85
4.1	Différentes matrices dérivant de la matrice de Fourier	89
4.2	Traitement des coefficients estimés par passage dans le domaine temporel	90

4.3	Valeurs singulières de la matrice \mathcal{F}_2^i dans trois cas : $P_i = N_{mod} = N_{FFT} = 1024$, $P_i = N_{mod} = 704 < N_{FFT} = 1024$ et $P_i = N_{mod}/2 = 352 < N_{FFT} = 1024$. $N_t = 2$. $\Delta_t = L = 89$	93
4.4	Principe d'estimation des N_t réponses impulsionnelles par antenne de réception avec impulsion décalée par antenne d'émission	96
4.5	Valeurs singulières de la matrice $\tilde{\mathbf{A}}$ dans le cas où $P = N_{FFT} = 1024$ et $P = 704$. $N_t = 2$. $\Delta_t = \Delta_c = 216$	99
4.6	Séquences d'apprentissage avec orthogonalité dans le domaine temporel et fréquentiel pour $N_t = 2$ et $N_t = 4$	101
4.7	MSE pour les séquences d'apprentissage orthogonales dans le domaine fréquentiel avec algorithmes de traitement des symboles pilotes LS et LMMSE. $N_t = 2$	102
4.8	MSE pour les séquences d'apprentissage orthogonales dans le domaine fréquentiel avec algorithmes de traitement des symboles pilotes LS, IFFT FFT et LMMSE. $N_t = 2$	102
4.9	MSE pour les séquences d'apprentissage orthogonales dans le domaine fréquentiel et temporel avec respectivement l'algorithme de traitement des symboles pilotes IFFT FFT et l'algorithme de traitement TD. $N_t = 2$	103
4.10	MSE pour les séquences d'apprentissage orthogonales dans le domaine fréquentiel avec algorithmes de traitement des symboles pilotes LS, IFFT FFT et LMMSE. $N_t = 4$	105
4.11	MSE pour les séquences d'apprentissage orthogonales dans le domaine fréquentiel et temporel avec respectivement l'algorithme de traitement des symboles pilotes IFFT FFT et l'algorithme de traitement TD. $N_t = 4$	105
4.12	MSE en fonction des sous-porteuses pour les estimateurs : LS, LMMSE et IFFT FFT ($\Delta_t = L$). SNR=24 dB. $N_t = 2$	107
4.13	MSE en fonction des sous-porteuses pour les estimateurs : LS, LMMSE et TD ($\Delta_t = L$). SNR=24 dB. $N_t = 2$	108
4.14	Performances des schémas de multiplexage spatial 2×2 pour la modulation QPSK après 5 itérations pour plusieurs algorithmes d'estimation de canal : LS, LMMSE et TD. $v = 5$ km/h.	109
4.15	Performances des schémas de multiplexage spatial $N_t = 2$ $N_r = 2$ pour la modulation QPSK après 5 itérations pour plusieurs algorithmes d'estimation de canal. Th= 0.1. Approximation de la matrice dans le processus IFFT FFT. $v = 5$ km/h.	110
4.16	Représentation de la partie réelle normalisée des coefficients de la matrice \mathcal{F}_4^1 non simplifiée et simplifiée avec Diag=50	111
4.17	Performances des schémas de multiplexage spatial $N_t = 2$ $N_r = 2$ pour la modulation QPSK après 5 itérations pour plusieurs algorithmes d'estimation de canal. Th= 0.1. Approximation de la matrice dans le processus TD. $v = 5$ km/h.	112
4.18	Répartition des symboles pilotes dans la trame DVB	114

4.19	Répartition des symboles pilotes dans la trame DVB adapté à un contexte MIMO $N_t = 2$. Séquences d'apprentissage orthogonales dans le domaine fréquentiel	116
4.20	Performances du système MIMO 2×1 en considérant la trame DVB-T2 pour différents estimateurs de canal. Canal MIMO SCME. $v = 150$ km/h	117
5.1	Principe du récepteur itératif avec annulation d'interférence co-antenne et estimation de canal itératives	123
5.2	Performances du système MIMO Alamouti 2×2 en considérant en réception trois cas : une estimation de canal parfaite, une estimation de canal TD, une estimation de canal itérative après 5 itérations. Modulation 16-QAM. $v = 250$ km/h	127
5.3	Performances du système MIMO multiplexage spatial 2×2 en considérant en réception trois cas : une estimation de canal parfaite, une estimation de canal TD, une estimation de canal itérative après 5 itérations. Modulation QPSK. $v = 250$ km/h	128
5.4	Application de l'algorithme de régression linéaire par sous-porteuses modulées pour un motif de répartition des symboles pilotes basé sur des symboles OFDM pilotes	131
5.5	Répartition des symboles pilotes dans la trame pour l'ensemble des systèmes étudiés	132
5.6	MSE pour plusieurs processus d'estimation de canal. Système MIMO Alamouti 2×2 . $v = 250$ km/h	134
5.7	Performances du système MIMO Alamouti 2×2 en considérant en réception : une estimation de canal parfaite, une estimation de canal TD, plusieurs processus d'estimation de canal itératifs. $v = 250$ km/h	136
5.8	Système MIMO Alamouti 2×2 en considérant en réception : une estimation de canal parfaite, une estimation de canal TD, plusieurs processus d'estimation de canal itératifs. (1) : Mesure du MSE. (2) : Performances du système. Turbo-code $K=3$. 8 Itérations. Modulation 16-QAM. $v = 250$ km/h	137
5.9	Performances du système MIMO avec multiplexage spatial 2×2 pour la modulation QPSK en considérant en réception : une estimation de canal parfaite, une estimation de canal TD, plusieurs processus d'estimation de canal itératifs. $v = 250$ km/h	139
5.10	Performances de différents systèmes MIMO pour une efficacité spectrale $\nu = 2$ (bps/Hz). Estimation de canal parfaite, estimateurs TD et TD ICE RL (5 itérations). $v = 250$ km/h	142
5.11	Calcul des coefficients des sous-canaux pour un contexte MIMO MC-CDMA DL avec codage espace-fréquence d'Alamouti $N_t = 2$ $N_r = 1$	144

5.12	Performances du système MIMO MC-CDMA codage espace-temps Alamouti. $L_c = N_u = 32$. 5 itérations. Estimation de canal parfaite, estimateurs TD, estimateurs TD itératifs. Modulation 16-QAM. $v = 250$ km/h	147
5.13	Performances du système MIMO MC-CDMA multiplexage spatial. $L_c = N_u = 32$. 5 itérations. Estimation de canal parfaite, estimateurs TD, estimateurs TD itératifs. Modulation QPSK. $v = 250$ km/h . . .	147
5.14	Performances du système MIMO Alamouti avec précodage linéaire $L_p = 4$. 5 itérations. Estimation de canal parfaite, estimateurs TD, estimateurs TD itératifs. Modulation 16-QAM. $v = 250$ km/h	149
A.1	Principales caractéristiques des 5 canaux BRAN	160
A.2	Retards et amplitudes des 18 trajets du canal BRAN E	160

Liste des tableaux

2.1	Codes différentiels pour différentes configurations MIMO proposés dans IEEE 802.16e	46
3.1	Paramètres de simulation	72
3.2	Caractéristiques du canal de propagation BRAN E	74
3.3	Caractéristiques temporelles du canal de propagation BRAN E	75
3.4	Paramètres de simulation	77
3.5	Caractéristiques temporelles du canal de propagation BRAN E	80
4.1	Séquences d'apprentissage et estimateurs associés	101
4.2	Caractéristiques du canal de propagation MIMO SCME	115
4.3	Paramètres de simulation	115
4.4	Caractéristiques des estimateurs utilisés	115
5.1	Paramètres de simulation pour les systèmes MIMO	126
5.2	Caractéristiques des estimateurs utilisés	126
5.3	Paramètres de simulation pour les systèmes MIMO	132
5.4	Caractéristiques des estimateurs utilisés	133
5.5	Paramètres de simulation pour le système étudié	138
5.6	Caractéristiques des estimateurs utilisés	138
5.7	Schémas MIMO étudiés à même efficacité spectrale ν	141
5.8	Paramètres de simulation	145
5.9	Caractéristiques des estimateurs utilisés	146
5.10	Paramètres de simulation	148
5.11	Caractéristiques des estimateurs utilisés	149

Bibliographie

- [1] W.K. TAM et V.N. TRAN, « Propagation Modelling for Indoor Wireless Communications ». *Electronic and Communications Engineering Journal*, pages 221–228, Octobre 1995.
- [2] C. Fragouli et A.H. Sayed et R.D. Wesel C. KOMMINAKIS, « Multi-input multi-output fading channel tracking and equalization using Kalman estimation ». *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 50, n°5, pages 1065–1076, Mai 2002.
- [3] H. HASHEMI, « The Indoor Radio Propagation Channel ». *Proceedings of the IEEE*, vol. 81, n°7, pages 943–968, Juillet 1993.
- [4] F. BABICH et G. LOMBARDI, « Statistical analysis and characterization of the indoor propagation channel ». *IEEE Transactions on Communications*, vol. 48, n°3, pages 455–464, Mars 2000.
- [5] M.O. AL-NUAIMI et A.G. SIAMAROU, « Coherence Bandwidth characterisation and estimation for indoor Rician multipath wireless channels using measurements at 62.4GHz ». *IEE Proceedings on Microwaves, Antennas and Propagation*, vol. 149, pages 181–187, Juin 2002.
- [6] B. SKLAR, « Rayleigh fading channels in mobile digital communication systems. I. Characterization ». *IEEE Communications Magazine*, vol. 35, n°7, pages 90–100, Juillet 1997.
- [7] R. Le GOUABLE, *Association de modulations multi-porteuses et de techniques d'accès multiple : applications aux transmissions sans fil à haut débit*. Thèse de Doctorat, Institut National des Sciences Appliquées de Rennes, 2001.
- [8] R.B. ERTEL, P. CARDIERI, K.W. SOWERBY, T.S. RAPPAPORT et J.H. REED, « Overview of Spatial Channel Models for Antenna Array Communication Systems ». *IEEE Personal Communications*, vol. 5, pages 10–22, Février 1998.
- [9] D.-S. SHIU, G.J. FOSCHINI, G.J. GANS et J.M. KAHN, « Fading correlation and its effect on the capacity of multielement antenna systems ». *IEEE Transactions on Communications*, vol. 48, n°3, pages 502–513, Mars 2000.
- [10] P. ALMERS, F. TUFVESSON et A.F. MOLISH, « Keyhole Effect in MIMO Wireless Channels : Measurements and Theory ». *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 5, n°12, pages 1439–1443, Décembre 2006.

- [11] D. GESBERT, H. BOELCSKEI, D. GORE et A. PAULRAJ, « Outdoor mimo wireless channels : Models and performance prediction ». *IEEE Transactions on Communications*, vol. 50, n°12, pages 1439–1443, Décembre 2002.
- [12] A.F. MOLISCH, « A generic model for MIMO wireless propagation channels in macro- and microcells ». *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 52, n°1, pages 61–71, Janvier 2004.
- [13] I.E. TELATAR, « Capacity of multi-antenna Gaussian channels ». *ATT Bell Labs tech. memo.*, Juin 1995.
- [14] G.J. FOSCHINI et M.J. GANS, « On limits of wireless communications in a fading environment when using multiple antennas ». *Wireless Personal Multimedia Communications*, pages 331–335, Juin 1998.
- [15] A. PELED et A. RUIZ, « Frequency domain data transmission using reduced computational complexity algorithms ». In *IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, vol. 5, pages 964–967, Avril 1980.
- [16] W. ZOU et Y. WU, « COFDM : an overview ». *IEEE Transactions on Broadcasting*, vol. 41, n°1, pages 1–8, Mars 1995.
- [17] G.G. RALEIGH et J.M. CIOFFI, « Spatio-temporal coding for wireless communication ». *IEEE Transactions on Communications*, vol. 46, n°3, pages 357–366, Mars 1998.
- [18] M. DEBBAH, *Linear Precoders for OFDM Wireless Communications*. Thèse de Doctorat, Ecole Nationale Supérieure de Cachan, Octobre 2002.
- [19] P.J. BOUVET, M. HÉLARD et V. Le NIR, « Simple iterative receivers for MIMO LP-OFDM systems ». *Annals of telecommunications*, vol. 61, pages 578–601, Mai 2006.
- [20] Y. XIN, Z. WANG et G.B. GIANNAKIS, « Space-time constellation-rotating codes maximizing diversity and coding gains ». In *IEEE Global Telecommunications Conference*, vol. 1, pages 455–459, Novembre 2001.
- [21] P.-J. BOUVET, *Récepteurs itératifs pour systèmes multi-antennes*. Thèse de Doctorat, INSA de Rennes, Décembre 2005.
- [22] Y. HU, C. YIN et G. YUE, « Turbo-MIMO-OFDM multiuser detection with uplink precoding in frequency-selective fading channels ». In *IEEE International Conference on Communications*, vol. 1, pages 189–193, Mai 2005.
- [23] N. YEE, J. LINNARTZ et G. FETTWEIS, « Multi-Carrier CDMA In Indoor Wireless Radio Networks ». In *IEEE Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*, Septembre 1993.
- [24] « IST 4MORE project : 4G MC-CDMA multiple antenna system on Chip for Radio Enhancements ». <http://www.ist-4more.org>.
- [25] N. CHAPALAIN, D. MOTTIER et D. CASTELAIN, « Performance of uplink SS-MC-MA systems with frequency hopping and channel estimation based on spread pilots ». In *IEEE Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*, vol. 3, pages 1515–1519, Septembre 2005.

- [26] H. TAO, N. ARUMUGAM et G.H. KRISHNA, « Performance of space-time coded MC-CDMA over time and frequency selective fading channel ». In *IEEE Wireless Communications and Networking Conference*, Mars 2002.
- [27] P.-J. BOUVET et M. HÉLARD, « Near optimal performance for high data rate MIMO MC-CDMA scheme ». In *IEEE Multi-Carrier Spread Spectrum*, Septembre 2005.
- [28] G. CAIRE, G. TARICCO et E. BIGLIERI, « Bit-interleaved coded modulation ». *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 44, pages 927–945, Mai 1998.
- [29] *Eléments de Communications Numériques, Tomes 1 & 2*. Collection Technique et Scientifique des Télécommunications, 1986.
- [30] L. BAHL, J. COCKE, F. JELINECK et J. RAVIV, « Optimal decoding of linear codes for minimizing symbol error rate ». *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 20, n°3, pages 284–287, Mars 1974.
- [31] P. ROBERTSON, E. VILLEBRUN et P. HOEHER, « A comparison of optimal and sub-optimal MAP decoding algorithms operating in the log domain ». In *IEEE International Conference on Communications*, vol. 2, pages 1009–1013, Juin 1995.
- [32] C. BERROU, P. ADDE, E. ANGUI et S. FAUDEIL, « A low complexity soft-output Viterbi decoder architecture ». In *IEEE International Conference on Communications*, pages 737–740, Mai 1993.
- [33] C. BERROU, A. GLAVIEUX et P. THITIMAJSHIMA, « Near Shannon Limit Error-Correcting Coding and Decoding : Turbo-Codes ». In *IEEE International Conference on Communications*, pages 1064–1070, Mai 1993.
- [34] P. ADDE, G. BATTAIL, C. BERROU, E. BIGLIERI, C. DOUILLARD et A. GLAVIEUX, *Codage de canal*. 2005.
- [35] V. TAROKH, N. SESHADRI et A.R. CALDERBANK, « Space-Time Codes for High Data Rate Wireless Communication : Performance Criterion and Code Construction ». *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 44, n°2, pages 744–765, Mars 1998.
- [36] G.J. FOSCHINI, « Layered space-time architecture for wireless communication in a fading environment when using multielement antennas ». *Bell Syst. Tech. Journal*, pages 41–59, Octobre 1996.
- [37] P.W. WOLNIANSKY, G.J. FOSCHINI, G.D. GOLDEN et R.A. VALENZUELA, « V-BLAST : An Architecture for Realizing Very High Data Rates Over the Rich-Scattering Wireless Channel ». In *IEEE International Symposium on Signals, Systems, and Electronics*, Septembre 1998.
- [38] A.M. TONELLO, « Space-time bit-interleaved coded modulation with an iterative decoding strategy ». In *IEEE Vehicular Technology Conference*, pages 473–478, Septembre 2000.

- [39] S.M. ALAMOUTI, « A Simple Transmit Diversity Technique for Wireless Communications ». *IEEE Journal on Select. Areas in Communications*, vol. 16, n°8, pages 1451–1458, Octobre 1998.
- [40] V. TAROKH, H. JAFARKHANI et A.R. CALDERBANK, « Space-Time Block Coding for Wireless Communications : Performance Results ». *IEEE Journal on Select. Areas in Communications*, vol. 17, n°3, pages 1451–1458, Mars 1999.
- [41] V. TAROKH, H. JAFARKHANI et A.R. CALDERBANK, « Space-Time Block Codes from Orthogonal Designs ». *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 45, n°4, pages 1456–1467, Juillet 1999.
- [42] H. JAFARKHANI, « A quasi-orthogonal space-time block code ». *IEEE Transactions on Communications*, vol. 49, n°1, pages 1–4, Janvier 2001.
- [43] O. TIRKKONEN, A. BOARIU et A. HOTTINEN, « Minimal non-orthogonality rate 1 space-time block code for 3+ Tx antennas ». In *IEEE International Symposium Spread Spectrum Techniques and Applications*, vol. 2, pages 429–432, Septembre 2000.
- [44] B. HASSIBI et B.M. HOCHWALD, « High-Rate Codes That Are Linear in Space and Time ». *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 48, n°7, pages 1804–1824, Juillet 2002.
- [45] R.W. HEATH et H. Bölcskei A.J. PAULRAJ, « Space-Time signaling and frame theory ». In *IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, pages 2445–2448, Mai 2001.
- [46] M. WITZKE, S. BARO et Hagenauer J., « Iterative detection of generalized coded MIMO signals using a widely linear detector ». In *IEEE Global Telecommunications Conference*, vol. 4, pages 1821–1825, Decembre 2003.
- [47] G. TARICCO et E. BIGLIERI, « Exact Pairwise Error Probability of Space-Time Codes ». *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 48, n°2, pages 510–513, Février 2002.
- [48] M. GHARAVI-ALKHANSARI et A.B. GERSHMAN, « On Diversity and Coding Gains and Optimal Matrix Constellations for Space-Time Block Codes ». *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 53, n°10, pages 3703–3718, Octobre 2005.
- [49] H.E. GAMAL et A.R. HAMMONS, « On the design of algebraic space-time codes for MIMO block-fading channels ». *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 49, n°1, pages 151–163, Janvier 2003.
- [50] J.-C. BELFIORE, Rekaya G. et Viterbo E., « The Golden Code : A 2x2 full rate Space-Time Code with non vanishing Determinants ». *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 4, n°51, pages 1432–1436, 2005.
- [51] S. YANG, J.-C. BELFIORE, G. REKAYA et B. OTHMAN, « Perfect Space-Time Block Codes for parallel MIMO channels ». In *IEEE International Symposium on Information Theory*, Juillet 2006.

- [52] V. Le NIR, *Etude et optimisation des systèmes multi-antennes associés à des modulations multi-porteuses*. Thèse de Doctorat, INSA de Rennes, 2004.
- [53] C. LAOT, R. Le BIDAN et D. LEROUX, « Low Complexity Linear Turbo Equalization : A Possible Solution for EDGE ». *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 4, n°3, pages 965–974, Mai 2005.
- [54] J.-Y. BAUDAIS, *Etude des modulations à porteuses multiples et à spectre étalé : analyse et optimisation*. Thèse de Doctorat, Institut National des Sciences Appliquées de Rennes, 2001.
- [55] M. HÉLARD, R. Le GOUABLE, J.F. HÉLARD et J.-Y. BAUDAIS, « Multicarrier CDMA techniques for future wideband wireless networks ». *Annal. Telecom.*, vol. 56, pages 260–274, 2001.
- [56] Z. WANG, S. ZHOU et G.B. GIANNAKIS, « Joint coding-precoding with low-complexity turbo-decoding ». *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 3, n°3, pages 832–842, Mai 2004.
- [57] B.M. HOCHWALD et T.L. MARZETTA, « Capacity of a mobile multiple-antenna communication link in rayleigh flat fading ». *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 45, n°1, Janvier 1999.
- [58] B.M. HOCHWALD et T.L. MARZETTA, « Unitary space-time modulation for multiple-antenna communications in rayleigh flat fading ». *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 46, n°2, Mars 2000.
- [59] A.L. MOUSTAKAS, S.H. SIMON et T.L. MARZETTA, « Capacity of differential versus nondifferential unitary space-time modulation for MIMO channels ». *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 52, n°8, pages 3622–3634, 2006.
- [60] B. HASSIBI et B.M. HOCHWALD, « Cayley Differential Unitary Space-Time Codes ». *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 48, n°6, Juin 2002.
- [61] B. HASSIBI, W.S.A. SHOKROLLAHI et B. HASSIBI, « Representation theory for high-rate multiple-antenna code design ». *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 47, n°6, Septembre 2001.
- [62] B. HUGHES, « Differential space-time modulation ». *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 46, n°7, Novembre 2000.
- [63] A. SONG et X.-G. XIA, « Decision feedback differential detection for differential orthogonal space-time modulation with APSK signals over flat-fading channels ». *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 3, n°6, pages 1873–1878, Novembre 2004.
- [64] V. TAROKH et H. JAFARKHANI, « A Differential Detection Scheme for Transmit Diversity ». *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 18, n°7, pages 1169–1174, Juillet 2000.
- [65] X. SHAO et J. YUAN, « A New Differential Space-Time Block Coding Scheme ». *IEEE Communications Letters*, vol. 7, n°9, pages 437–439, Septembre 2003.

- [66] H. JAFARKHANI et V. TAROKH, « Multiple Transmit Antenna Differential Detection From Generalized Orthogonal Designs ». *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 47, n°6, pages 2626–2631, Septembre 2001.
- [67] Y. ZHU et H. JAFARKHANI, « Differential Modulation Based on Quasi-Orthogonal Codes ». In *IEEE Wireless Communications and Networking Conference*, vol. 1, pages 531–536, Mars 2004.
- [68] L. H.-J. LAMPE et R. SCHÖBER, « Bit-Interleaved Coded Differential Space-Time Modulation ». *IEEE Transactions on Communications*, vol. 50, n°9, pages 1429–1439, Septembre 2002.
- [69] R. SCHÖBER et W.H. GERSTACKER, « Decision-Feedback Differential Detection Based on Linear Prediction for MDPSK Signals Transmitted over Ricean Fading Channels ». *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 18, n°3, pages 391–402, Mars 2000.
- [70] K.J. HAN et J.H. LEE, « Iterative Decoding of a Differential Space-Time Block Code With Low Complexity ». In *IEEE Vehicular Technology Conference*, vol. 3, pages 1322–1325, Mai 2002.
- [71] A.V. NGUYEN et M.A. INGRAM, « Iterative demodulation and decoding of differential space-time block codes ». In *Vehicular Technology Conference*, vol. 5, pages 2394–2400, Septembre 2000.
- [72] P. HOEHER et J. LODGE, « "Turbo DPSK" : Iterative Differential PSK Demodulation and Channel Decoding ». *IEEE Transactions on Communications*, vol. 47, n°6, pages 837–843, Juin 1999.
- [73] S. GEORGI, H. ROHLING et N. TOENDER, « Low-complexity OFDM System with High Mobility Using DAPSK Schemes ». In *IEEE Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*, Septembre 2006.
- [74] D.-B. LIN, P.-H. CHIANG et H.-J. LI, « Performance of Noncoherent Maximum-Likelihood Sequence Detection for Differential OFDM Systems With Diversity Reception ». *IEEE Transactions on Broadcasting*, vol. 52, n°1, pages 62–70, Mars 2006.
- [75] H. LI et J. LI, « Differential and coherent decorrelating multiuser receivers for space-time coded CDMA systems ». *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 50, n°10, pages 2529–2537, Octobre 2002.
- [76] J.-C. GUEY, M.P. FITZ, M.R. BELL et W.-Y. KUO, « Signal Design for Transmitter Diversity Wireless Communication Systems Over Rayleigh Fading Channels ». *IEEE Transactions on Communications*, vol. 47, n°4, pages 527–537, Avril 1999.
- [77] C. SHIN, R.W. HEATH et E.J. POWERS, « Blind Channel Estimation for MIMO-OFDM Systems ». *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 56, n°2, pages 670–685, Mars 2007.
- [78] « Digital Video Broadcasting Project ». <http://www.dvb.org>.

- [79] F.W. VOOK, X. ZHUANG, K.L. BAUM, T.A. THOMAS et M.C. CUDAK, « GCL Sequences for Uplink Channel Sounding in TDD OFDMA ». Rapport, *IEEE 802.16 Broadband Wireless Access Working Group*, Août 2004.
- [80] M. DRIEBERG, Y.K. MIN et V. JEOTI, « Low PAPR Preamble for IEEE802.16a OFDM System ». In *Malaysia International Conference on Communication*, vol. 2, pages 984–989, Novembre 2005.
- [81] A. DOWLER, A. DOUFEXI et A. NIX, « Performance evaluation of channel estimation techniques for a mobile fourth generation wide area OFDM system ». In *IEEE Vehicular Technology Conference*, vol. 4, pages 2036–2040, Septembre 2002.
- [82] J. MOON, H. JIN, T. JEON et S.-K. LEE, « Channel estimation for MIMO-OFDM systems employing spatial multiplexing ». In *Vehicular Technology Conference*, pages 3649–3654, Septembre 2004.
- [83] R. LEGOUABLE, V. Le NIR, M. HÉLARD, J.-M. AUFRAY et J.-F. HÉLARD, « Procédé d'émission d'un signal dans un systèmes multi-antennes, signal et procédé d'estimation d'au moins un canal de transmission correspondants ». 2004.
- [84] J.-J. Van de BEEK, O. EDFORS, M. SANDELL, S.K. WILSON et P.O. BÖRJESON, « On channel estimation in OFDM systems ». In *IEEE Vehicular Technology Conference*, vol. 2, pages 815–819, Juillet 1995.
- [85] E. JAFFROT, *Estimation de canal très sélectif en temps et en fréquence pour les systèmes OFDM*. Thèse de Doctorat, EDITE de Paris, Décembre 2000.
- [86] M.X. CHANG et Y.T. SU, « 2D regression channel estimation for OFDM signals ». In *IEEE Vehicular Technology Conference*, vol. 1, pages 240–244, Mai 2000.
- [87] L.L. SCHARF, *Statistical Signal Processing : Detection, Estimation, and Time Series Analysis*. Electrical and Computer Engineering : Digital Signal Processing, Addison-Wesley Publishing Company ed., 1991.
- [88] P. HOEHER, S. KAISER et P. ROBERTSON, « Two-dimensional pilot-symbol-aided channel estimation by Wiener filtering ». In *IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, pages 1845–1848, Avril 1997.
- [89] P. HOEHER, « TCM on Frequency-Selective Land-Mobile Fading Channels ». In *Tirrenia International Workshop on Digital Communication*, pages 317–328, Septembre 1991.
- [90] Y. LI, L.J. CIMINI et N.R. SOLLENBERGER, « Robust Channel Estimation for OFDM Systems with Rapid Dispersive Fading Channels ». *IEEE Transactions on Communications*, vol. 46, n°7, pages 902–915, Juillet 1998.
- [91] P. MARQUES et A. GAMEIRO, « Uplink mimo channel estimation for beyond 3g systems ». In *IEEE International Conference on 3G Mobile Communication Technologies*, vol. 3, pages 203–207, 2004.

- [92] G. AUER, S. SAND, A. DAMMANN et S. KAISER, « Analysis of cellular interference for MC-CDMA and its impact on channel estimation ». *European Transactions on Telecommunications*, vol. 15, n°3, pages 173–184, 2004.
- [93] S. SUN, I. WIENER, C.K. HO et T.T. TJHUNG, « Training Sequence Assisted Channel Estimation for MIMO OFDM ». In *IEEE Wireless Communications and Networking*, vol. 1, pages 38–43, Mars 2003.
- [94] I. TOLOCHKO et M. FAULKNER, « Real Time LMMSE Channel Estimation for Wireless OFDM Systems with Transmitter Diversity ». In *IEEE Vehicular Technology Conference*, vol. 3, pages 1555–1559, Septembre 2002.
- [95] W. ZHU et M.P. FITZ, « Adaptive Channel Estimation for Trained MIMO-OFDM ». In *IEEE Conference on Signals, Systems and Computers*, vol. 1, pages 697–701, Novembre 2004.
- [96] O. EDFORS, M. SANDELL, J.-J. Van de BEEK, S.K. WILSON et P.O. BÖRJESON, « OFDM channel estimation by singular value decomposition ». *IEEE Transactions on Communications*, vol. 46, n°7, pages 931–939, Juillet 1998.
- [97] B. Le SAUX, M. HÉLARD et P.-J. BOUVET, « Comparison of coherent and non-coherent space time schemes for frequency selective fast-varying channels ». In *International Symposium on Wireless Communication Systems*, pages 32–36, Septembre 2005.
- [98] J.K. MOON et S.I. CHOI, « Performance of channel estimation methods for OFDM systems in a multipath fading channels ». *IEEE Transactions on Consumer Electronics*, vol. 46, n°1, pages 161–170, Février 2000.
- [99] B. YANG, K.B. LETAIF, R.S. CHENG et Z. CAO, « Windowed DFT Based Pilot-Symbol-Aided Channel Estimation for OFDM Systems in Multipath Fading Channels ». In *IEEE Vehicular Technology Conference*, vol. 2, pages 1480–1484, Mai 2000.
- [100] J. SIEW, J. COON, R. PIECHOCKI, A. NIX, M. BEACH, S. ARMOUR et J. MCGEEHAN, « A bandwidth efficient channel estimation algorithm for mimo-scdf ». In *IEEE Vehicular Technology Conference*, vol. 2, pages 1142–1146, Octobre 2003.
- [101] A.A. ALI, V.D. NGUYEN, K. KYAMAKYA et A.S. OMAR, « Estimation of the Channel-Impulse-Response Length for Adaptive OFDM Systems Based on Information Theoretic Criteria ». In *IEEE Vehicular Technology Conference*, vol. 4, pages 1888–1892, Avril 2006.
- [102] M. MORELLI et U. MENGALI, « A Comparison of Pilot-Aided Channel Estimation Methods for OFDM Systems ». *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 49, n°12, pages 3065–3073, Janvier 2001.
- [103] J. ROMANO et J.A. LOPEZ, « Practical application of transfer path analysis to resolve structure-borne noise problems in vehicle design ». In *Proceedings of 21st International Seminar on Modal Analysis*, 1996.

- [104] F.J. ALVAREZ, J. URENA, A. HERNANDEZ, M. MAZO, J.J. GARCIA, C. de MARZIANI, J.M. VILLADANGOS et A. JIMENEZ, « Using complementary sets of sequences for direct channel estimation in asynchronous systems ». In *IEEE International Workshop on Intelligent Signal Processing*, pages 229–234, Septembre 2005.
- [105] I. BARHUMI, G. LEUS et M. MOONEN, « Optimal Training Design for MIMO OFDM Systems in Mobile Wireless Channels ». *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 51, n°6, pages 1615–1623, Juin 2003.
- [106] Y. LIU, T.F. WONG et W.W. HAGER, « Training Signal Design for Estimation of Correlated MIMO Channels With Colored Interference ». *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 55, n°4, pages 1486–1497, Avril 2007.
- [107] D. QU, G. ZHU et T. JIANG, « Training Sequence Design and Parameter Estimation of MIMO Channels with Carrier Frequency Offsets ». *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 5, n°12, pages 3662–3666, Décembre 2006.
- [108] Y.G. LI et H. WANG, « Channel Estimation for MIMO-OFDM Wireless Communications ». In *International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communication*, vol. 3, pages 2891–2895, Septembre 2003.
- [109] T.-J. LIANG et G. FETTWEIS, « MIMO Preamble Design with a Subset of Subcarriers in OFDM-based WLAN ». In *IEEE Vehicular Technology Conference*, vol. 2, pages 1032–1036, Juin 2005.
- [110] Z. LI, Y. GAI et Y. XU, « Optimal Training Signals Design for MIMO OFDM Systems with Guard Subcarriers ». In *IEEE Vehicular Technology Conference*, vol. 3, pages 1541–1544, Avril 2006.
- [111] D.S. BAUM, J. HANSEN, G.D. GALDO, M. MILOJEVIC, J. SALO et P. KYÖSTI, « An Interim Channel Model for Beyond-3G Systems - Extended the 3GPP Spatial Channel Model (SCM) ». In *IEEE Vehicular Technology Conference*, 2005.
- [112] 3GPP TSG-RAN, « 3GPP TR 25.814, Physical Layer Aspects for Evolved UTRA (Release 7) ». Rapport, Mai 2006.
- [113] B. Le SAUX, M. HÉLARD et R. LEGOUABLE, « Robust Time Domain Channel Estimation for MIMO-OFDMA Downlink System ». In *IEEE Multi-Carrier Spread-Spectrum*, Mai 2007.
- [114] T. ROMAN, M. ENESCU et V. KOIVUNEN, « Time-domain method for tracking dispersive channels in MIMO-OFDM systems ». In *IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, vol. 4, Avril 2003.
- [115] J. CHOI, M. BOUCHARD et T.H. YEAP, « Adaptive filtering-based iterative channel estimation for MIMO wireless communications ». In *IEEE International Symposium on Circuits and Systems*, vol. 5, pages 4951–4954, Mai 2005.
- [116] I. HARJULA et A. MÄMMELÄ, « Channel estimation algorithm for space-time block coded OFDM systems ». In *IEEE Global Telecommunications Conference*, vol. 1, pages 143–147, Décembre 2003.

- [117] C. KOMNINAKIS, C. FRAGOULI, A.H. SAYED et R.D. WESEL, « Multi-Input Multi-Output Fading Channel Tracking and Equalization Using Kalman Estimation ». *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 50, n°5, pages 1065–1076, Mai 2002.
- [118] M. LONCAR, R.R. MÜLLER, J. WEHINGER, C.F. MECKLENBRAÜKER et T. ABE, « Iterative channel estimation and data detection in frequency-selective fading MIMO channels ». *European Transactions on Telecommunications*, pages 459–470, 2004.
- [119] T. ZEMEN, M. LONCAR, J. WEHINGER, C. MECKLENBRAÜKER et R. MÜLLER, « Improved Channel Estimation for Iterative Receivers ». In *IEEE Globecom*, vol. 1, pages 257–261, Décembre 2003.
- [120] F. PORTIER, S. SAND et J.-F. HÉLARD, « Iterative Channel Estimation for Orthogonal STBC MC-CDMA Systems over Realistic High-Mobility MIMO Channels ». In *IEEE Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*, pages 1–5, Septembre 2006.
- [121] J. MOON, H. JIN, T. JEON et S.-K. LEE, « Channel Estimation for MIMO-OFDM Systems Employing Spatial Multiplexing ». In *IEEE Vehicular Technology Conference*, vol. 5, pages 3649–3654, Septembre 2004.
- [122] M. ZHANGYONG, L. YARAN, Z. CHUNMING et Y. XIAOHU, « A Novel Turbo Iterative OFDM Receiver in the Flat-Fading Channel ». In *IEEE International Conference Neural Networks and Signal Processing*, Décembre 2003.
- [123] Y. LI, « Simplified Channel Estimation for OFDM Systems With Multiple Transmit Antennas ». *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 1, n°1, pages 67–75, Janvier 2002.
- [124] R. VISOZ et A.O. BERTHET, « Iterative Decoding and Channel Estimation for Space-Time BICM Over MIMO Block Fading Multipath AWGN Channel ». *IEEE Transactions on Communications*, vol. 51, n°8, pages 1358–1366, Août 2003.
- [125] T. ABE et T. MATSUMOTO, « Space-Time Turbo Equalization in Frequency-Selective MIMO Channels ». *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 52, n°3, pages 469–475, Mai 2003.
- [126] G. AUER et J. BONNET, « Threshold Controlled Iterative Channel Estimation for Coded OFDM ». In *IEEE Vehicular Technology Conference*, pages 1737–1741, Avril 2007.
- [127] J. BONNET et G. AUER, « Optimized Iterative Channel Estimation for OFDM ». In *IEEE Vehicular Technology Conference*, pages 1–5, Septembre 2006.
- [128] Y. XIE et C.N. GEORGHIADES, « Two EM-Type Channel Estimation Algorithms for OFDM With Transmitter Diversity ». *IEEE Transactions on Communications*, vol. 51, n°1, pages 106–115, Janvier 2003.
- [129] S. SAND, R. RAULEFS et G. AUER, « Iterative Channel Estimation for High Mobility Broadband MC-CDMA Systems ». In *IEEE International Conference on Communications*, vol. 5, pages 2139–3144, Mai 2005.

- [130] B. Le SAUX et M. HÉLARD, « Iterative Channel Estimation based on Linear Regression for a MIMO-OFDM system ». In *IEEE Wireless and Mobile Computing, Networking and Communications*, pages 356–361, Juin 2006.
- [131] B. Le SAUX, M. HÉLARD et L. BOHER, « Iterative Channel Estimation based on Linear Regression for a MIMO MC-CDMA system ». In *IEEE International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications*, pages 277–281, Août 2006.
- [132] B. Le SAUX et M. HÉLARD, « Iterative Channel Estimation for a 2x2 and a 4x2 Non-Orthogonal MIMO Schemes ». In *IEEE Wireless Communications and Networking Conference*, pages 1253–1257, Mars 2007.
- [133] ETSI PROJECT, « Broadband radio access network bran ; hiperlan/2 technical specification ; physical layer ». Rapport, *ETSI BRAN Specifications*, Octobre 1999.