HAL
open science

Optimisation de systèmes de télévision numérique terrestre : Estimation de canal, Synchronisation et Schémas multi-antennes distribués

Oudomsack Pierre Pasquero

▶ **To cite this version:**

Oudomsack Pierre Pasquero. Optimisation de systèmes de télévision numérique terrestre : Estimation de canal, Synchronisation et Schémas multi-antennes distribués. Traitement du signal et de l'image [eess.SP]. INSA de Rennes, 2011. Français. NNT : . tel-00635282

HAL Id: tel-00635282

https://theses.hal.science/tel-00635282v1

Submitted on 27 Oct 2011

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.

Thèse

2011

PASQUERO Oudomsack Pierre

THESE INSA Rennes
sous le sceau de l'Université européenne de Bretagne
pour obtenir le titre de
DOCTEUR DE L'INSA DE RENNES
Spécialité : Électronique

présentée par

Oudomsack Pierre Pasquero

ECOLE DOCTORALE : *MATISSE*
LABORATOIRE : *IETR*

Optimisation de systèmes de télévision numérique terrestre : Estimation de canal, Synchronisation et Schémas multi-antennes distribués

Thèse soutenue le 27.06.2011
devant le jury composé de :

Gilles Burel
Professeur à l'Université de Bretagne Occidentale (Brest) / Président
Marie-Laure Boucheret
Professeur à l'INP-ENSEEIHT (Toulouse) / Rapporteuse
Daniel Roviras
Professeur au CNAM (Paris) / Rapporteur
Marion Berbineau
Direct. de recherche à l'IFSTTAR au LEOST (Villeneuve d'Ascq) / Examinatrice
Laurent Cariou
Docteur-Ingénieur à Orange Labs (Rennes) / Examinateur
Matthieu Crussière
Maître de Conférences à l'INSA de Rennes / Co-encadrant de thèse
Jean-François Hélard
Professeur à l'INSA de Rennes / Directeur de thèse

Optimisation de systèmes de télévision numérique terrestre : Estimation de canal, Synchronisation et Schémas multi-antennes distribués

Oudomsack Pierre Pasquero

En partenariat avec

à Lise
et son éternelle image
dans ma boîte de Pandore

Remerciements

Tout d'abord, je tiens à exprimer ma reconnaissance la plus sincère à Matthieu Crussière et Jean-François Hélard, mes encadrants de thèse. En plus de leurs grandes qualités pédagogiques et scientifiques dont ils m'ont fait profiter, leurs qualités humaines ont largement contribué au bon déroulement de cette thèse. Notamment, je tiens à leur exprimer toute ma gratitude concernant le soutien et les diverses aides qu'ils m'ont apportés durant la période de rédaction de ce manuscrit. Les conditions dont s'est achevée cette thèse auraient été beaucoup plus difficiles s'ils n'avaient pas autant été à mon écoute.

Naturellement, je souhaite remercier Gilles Burel, Professeur à l'Université de Bretagne Occidentale, d'avoir accepté la présidence de mon jury. Je remercie également Marie-Laure Boucheret, Professeur à l'INP-ENSEEIHT de Toulouse, et Daniel Roviras, Professeur au CNAM de Paris, pour avoir participé au jury en tant que rapporteurs et pour l'attention qu'ils ont accordé à la lecture de ce mémoire. J'associe également mes remerciements à Marion Berbineau, Directrice de recherche à l'IFSTTAR de Villeneuve d'Ascq, et Laurent Cariou, Docteur-Ingénieur à Orange Labs de Rennes, pour avoir examiné mes travaux.

Cette thèse s'est intégralement déroulée à l'IETR (Institut d'Electronique et des Télécommunications de Rennes) sur le site de l'INSA (Institut National des Sciences Appliquées). Aussi, j'adresse donc mes remerciements à l'ensemble de mes collègues de l'IETR, aussi bien les chercheurs que le personnel administratif et technique. Je pense particulièrement à Ming Liu et Youssef Nasser qui m'ont apporté leur aide à de nombreuses reprises et avec qui j'ai régulièrement eu l'occasion d'échanger sur nos travaux de recherche pendant plusieurs années. Par ailleurs, je tiens à remercier Eddy Cholet pour son sérieux et l'efficacité de son travail effectué durant son stage ingénieur que j'ai eu le plaisir de co-encadrer. Ses résultats ont été très utiles à certains de mes travaux.

Je ne serais peut-être pas arrivé en bonne partie indemne à l'aboutissement de cette thèse sans le soutien de nombreuses personnes et le courage qu'ils m'ont tous apporté. Bien que cette page soit intitulée "Remerciements", je tiens à m'excuser pour mes périodes de silence et mes absences récurrentes envers la majorité de ces personnes.

C'est avec affection que je remercie donc les musiciens des sessions de musique irlandaise de Rennes (Kerry, Babeth, Didier, Hélène, Catherine, Christian, Marie-Claude...) pour la place qu'ils m'ont faite en musique mais aussi chez eux, ainsi que pour leur soutien moral infaillible tout le long de ma thèse. Par ailleurs, je ne saurais oublié les rencontres aussi hasardeuses que bénéfiques et touchantes. Mes pensées s'orientent vers Roland, Pierro, Axel, Soufiane, Nath, Rémy, Sophie, André... J'exprime mes plus chaleureux remerciements à tous pour le temps qu'ils m'ont accordé sans que je n'aie généralement besoin d'exprimer

mes difficultés. La majorité de ces personnes représentent en bonne partie la famille que j'ai aujourd'hui.

Bien évidemment, je n'oublierais certains membres de ma propre famille, qui même s'ils ont dû endurer la distance, des années sans contact... n'ont jamais cessé de penser à moi. Je remercie tout particulièrement du fond du cœur mon père, Thierry, pour ses sacrifices et son incroyable patience que je n'ai jamais su lui rendre. Je ne serais jamais arrivé à ce niveau d'étude et professionnel sans lui. Je pense aussi à sa mère, Marie, pour son éternel soutien et ses nombreuses prières.

Enfin, je ne pourrais clore mes remerciements sans mentionner une personne qui un jour, m'a fait sourire comme jamais. Je commencerais par m'excuser de ne pas avoir suffisamment su la préserver de la pression de cette thèse et de bien d'autres choses. Je n'oublierai jamais certains bons moments vécus au milieu de ma thèse tels que celui où elle a écouté mon violon sans jamais m'avoir entendu parler, mettre une couette dans un drap housse, descendre en vélo une pente du centre ville rempli de monde... Mon souvenir du bonheur qu'elle et sa famille m'ont procuré, et ma gratitude pour le soutien et le sincère amour qu'elle m'a apportés durant une partie de mon cycle doctoral ne faibliront jamais.

Table des matières

Remerciements **v**

Table des matières **vii**

Acronymes et abréviations **xi**

Introduction **1**

1 Éléments et techniques de base **7**
1.1 Caractéristiques du canal de transmission 7
1.1.1 Les phénomènes physiques de la propagation des ondes radioélectriques 8
1.1.2 Modèle mathématique en bande de base 11
1.1.3 Hypothèses et description du canal à l'ordre 2 12
1.1.4 Dispersion et cohérence 13
1.1.5 Influence du canal sur les systèmes de communication 15
1.1.5.1 La notion de sélectivité 16
1.1.5.2 La notion de diversité 17
1.1.5.3 La notion de multiplexage 18
1.1.6 Modèles de canaux spécifiques aux systèmes de diffusion 18
1.1.6.1 Modèle de Rayleigh théorique 19
1.1.6.2 Modèles de canaux pour la réception fixe 19
1.1.6.3 Modèle de canal urbain pour la réception mobile 21
1.2 Les modulations multiporteuses 21
1.2.1 Principe 21
1.2.2 Le concept d'orthogonalité 22
1.2.3 Le signal OFDM 24
1.2.4 Insertion d'un intervalle de garde 25
1.2.5 Egalisation d'un signal OFDM 28
1.3 La modulation OFDM précodée 31
1.3.1 Intérêts du précodage linéaire 31
1.3.2 Principes 33
1.3.3 Egalisation d'un signal LP-OFDM 34
1.4 Les techniques multi-antennes 37
1.4.1 Maximisation du débit : multiplexage spatial 37

1.4.1.1 Schémas d'émission 37
1.4.1.2 Algorithmes de détection 38
1.4.2 Maximisation des performances : exploitation de la diversité spatiale de transmission 40
1.4.2.1 Codage espace-temps en treillis (STTC) 40
1.4.2.2 Codage espace-temps en bloc orthogonal (OSTBC) 41
1.4.3 Les codes espace-temps à dispersion linéaire 43
1.4.4 Les codes espace-temps algébriques 44
1.5 Conclusion 45

2 Analyse du standard DVB-T et de ses algorithmes de réception 47
2.1 Présentation du standard DVB-T 47
2.2 Algorithmes d'estimation de canal à base de sous-porteuses pilotes 50
2.2.1 Généralités 50
2.2.2 Estimation de canal dans un récepteur DVB-T 51
2.3 Algorithmes de synchronisation fréquentielle à base de sous-porteuses pilotes 54
2.3.1 Estimation du décalage de fréquence porteuse (CFO) 55
2.3.2 Estimation du décalage de fréquence d'échantillonnage (SFO) 57
2.4 Conclusion 59

Notations mathématiques des chapitres 3 et 4 61

3 Estimation de canal à base de symboles pilotes étalés 67
3.1 Structure de l'émetteur LP-OFDM à base de symboles pilotes étalés 67
3.2 Estimation de canal dans le cas SISO 70
3.2.1 Principes 70
3.2.2 Erreur quadratique moyenne (MSE) de l'estimateur 72
3.2.2.1 Calcul de la variance de l'interférence entre codes (MCI) . . 72
3.2.2.2 Calcul de la fonction d'autocorrélation du canal 73
3.2.2.3 Calcul de la variance du bruit 74
3.2.2.4 Validation de l'expression de la MSE par simulation 74
3.2.3 Egalisation 75
3.2.3.1 Critère du "*zero forcing*" (ZF) 76
3.2.3.2 Critère du "*minimum mean square error*" (MMSE) 76
3.2.4 Simulations 77
3.2.4.1 Choix du code pilote 78
3.2.4.2 Optimisation de la puissance des symboles pilotes 79
3.2.4.3 Optimisation des paramètres d'étalement dans un scénario mobile 80
3.2.4.4 Comparaison avec le système DVB-T 81
3.2.5 Conclusions et perspectives 84
3.3 Extension à la dimension spatiale 84
3.3.1 Estimation de canal STBC-OFDM à base de sous-porteuses pilotes . 85
3.3.2 Application classique du code d'Alamouti dans la dimension temporelle pour un système LP-OFDM 86

3.3.2.1 Structure de l'émetteur STBC LP-OFDM à base de pilotes étalés . . . 86
3.3.2.2 Estimation de canal dans un récepteur STBC LP-OFDM à base de pilotes étalés . . . 88
3.3.3 Application innovante du code d'Alamouti dans la dimension des codes pour un système LP-OFDM . . . 90
3.3.4 Simulations . . . 93
3.3.4.1 Optimisation de la puissance des symboles pilotes pour le système SCBC LP-OFDM . . . 93
3.3.4.2 Comparaison des schémas STBC et SCBC . . . 94
3.3.5 Conclusions et perspectives . . . 98

4 Synchronisation fréquentielle à base de symboles pilotes étalés 101
4.1 Synchronisation fréquentielle avant fonction de déprécodage . . . 102
4.1.1 Estimation du décalage de fréquence porteuse (CFO) à partir des chips pilotes . . . 103
4.1.1.1 Expression du signal reçu avant déprécodage en présence de CFO . . . 103
4.1.1.2 Définition de la métrique de CFO avant déprécodage . . . 104
4.1.1.3 Simulations . . . 106
4.1.2 Estimation du décalage de fréquence d'échantillonnage (SFO) à partir des chips pilotes . . . 110
4.1.2.1 Expression du signal reçu avant déprécodage en présence de SFO . . . 110
4.1.2.2 Définition de la métrique de SFO avant déprécodage . . . 110
4.1.2.3 Simulations . . . 112
4.2 Synchronisation fréquentielle après fonction de déprécodage . . . 114
4.2.1 Estimation de la CFO à partir des symboles pilotes désétalés . . . 114
4.2.1.1 Expression des symboles pilotes reçus en présence de CFO résiduelle . . . 114
4.2.1.2 Définition de la métrique de CFO après déprécodage . . . 116
4.2.1.3 Simulations . . . 118
4.2.1.4 Conclusion . . . 122
4.2.2 Estimation de la SFO à partir des symboles pilotes désétalés . . . 123
4.2.2.1 Expression des symboles pilotes reçus en présence de SFO . 123
4.2.2.2 Définition de la métrique de SFO après déprécodage . . . 124
4.2.2.3 Simulations . . . 125
4.2.2.4 Conclusion . . . 129

5 Optimisation des schémas multi-antennes dans un réseau mono-fréquence 131
5.1 Problématique des réseaux mono-fréquence (SFN) . . . 132
5.1.1 Comparaison par rapport aux réseaux multi-fréquences (MFN) . . . 132
5.1.2 Définition de paramètres spécifiques aux modèles de canaux dans un contexte SFN . . . 133
5.2 Schéma MISO distribué du standard DVB-T2 . . . 135
5.2.1 Principes . . . 135
5.2.2 Simulations et comparaisons avec le schéma SISO . . . 136

5.3 Récepteur itératif pour les systèmes MIMO 139
5.3.1 Expression du signal émis 140
5.3.2 Expression du signal reçu 141
5.3.3 Egalisation MMSE 142
5.3.4 Conversion Maire-binaire souple 143
5.3.5 Décodage de canal à entrée et sortie souples 146
5.3.6 Conversion binaire-Maire souple 147
5.3.7 Annulation souple d'interférences avec information *a priori* 147
5.4 Performances de différents codes STBC distribués dans un contexte SFN . . 148
5.4.1 Motivations 148
5.4.2 Simulations 149
5.5 Schéma STSBC ou MIMO 3D dans un contexte SFN à 2 sites d'émission . . 152
5.5.1 Principes 152
5.5.2 Simulations 153
5.6 Extension du schéma STSBC ou MIMO 3D à 3 sites d'émission 157
5.6.1 Problématique 157
5.6.2 Scénarios possibles pour un schéma MIMO 3D distribué entre 2 émetteurs dans un réseau SFN à 3 sites d'émission 160
5.6.3 Simulations 160
5.7 Conclusion 164

Conclusion générale **165**

Table des figures **171**

Bibliographie **175**

Acronymes et abréviations

ATSC	*Advances Television System Committee*
	standard nord américain de TN
AWGN	*Additive White Gaussian Noise* ; bruit blanc additif gaussien
B21C	*Broadcast for 21st Century*
	projet européen sur la TN terrestre et satellite
BER	*Bit Error Rate* ; taux d'erreurs binaires
CDMA	*Code Division Multiple Access* ; Accès multiple à répartition par codes
CFO	*Carrier Frequency Offset* ; décalage de fréquence porteuse
CP-OFDM	*Cyclic Prefix* - OFDM ; modulation OFDM avec préfixe cyclique
CSI	*Channel State Information* ; information sur l'état du canal
DMB-T	*Digital Multimedia Broadcasting - Terrestrial* (standard chinois de TN)
DSP	Densité Spectrale de Puissance
DVB-C	*Digital Video Broadcasting - Cable*
	standard européen de TN pour la réception par câble (1ère génération)
DVB-C2	*Digital Video Broadcasting - Cable 2nd generation*
	standard européen de TN de 2e génération pour la réception par câble
DVB-H	*Digital Video Broadcasting - Handheld*
	standard européen de TN pour la réception mobile
DVB-S	*Digital Video Broadcasting - Satellite*
	standard européen de TN pour la réception par satellite (1ère génération)
DVB-S2	*Digital Video Broadcasting - Satellite 2nd generation*
	standard européen de TN de 2e génération pour la réception par satellite
DVB-T	*Digital Video Broadcasting - Terrestrial*
	standard européen de TN pour la réception terrestre
DVB-T2	*Digital Video Broadcasting - Terrestrial 2nd generation*

	standard européen de TN de 2e génération pour la réception terrestre
ETSI	*European Telecommunications Standards Institute*
FEC	*Forward Error Correction*
FFT	*Fast Fourier Transform* ; transformée de Fourier rapide
FHT	*Fast Hadamard Transform* ; transformée rapide d'Hadamard
IAI	*Inter Antenna Interference* ; interférence entre antennes
ICI	*Inter Carrier Interference* ; interférence entre sous-porteuses
IETR	Institut d'Électronique et de Télécommunications de Rennes
IFFT	*Inverse Fast Fourier Transform* ; transformée de Fourier inverse rapide
INSA	Institut National des Sciences Appliquées
ISDB-T	*Integrated Services Digital Broadcasting - Terrestrial*
	standard japonais de TN
ISI	*Inter Symbol Interference* - interférence entre symboles
LDPC	*Low Density Parity Check*
LLR	*Logarithmic Likelihood Ratio* ; logarithme du rapport de vraisemblance
LOS	*Line Of Sight* ; visibilité directe
LP-OFDM	*Linear Precoded* - OFDM ; modulation OFDM avec précodage linéaire
LS	*Least Square* ; moindre carré
MAI	*Multiple Access Interference* - interférence d'accès multiple
MC-CDMA	*Multicarrier*-CDMA
	modulation multi-porteuses avec accès multiple à répartition par codes
MC-SS	*Multicarrier Spread Spectrum*
	modulation multi-porteuses à étalement de spectre
MCI	*Multiple Code Interference* ; interférence entre codes
MediaFLO	*Forward Link Only* (standard nord américain de TN)
MFN	*Multi Frequency Network* ; réseau multi-fréquences
MIMO	*Multiple Input Multiple Output*
MISO	*Multiple Input Single Output*
ML	*Maximum Likelyhood*
	critère de détection maximisant le rapport de vraisemblance
MMSE	*Minimum Mean Square Error*
	critère d'égalisation minimisant l'erreur quadratique moyenne

MR	*Motorway* ; modèle de canal pour réception dans un train
MSE	*Mean Square Error* ; erreur quadratique moyenne
NLOS	*Non Line Of Sight* ; non visibilité directe
OFDM	*Orthogonal Frequency Division Multiplexing* ; multiplexage par répartition orthogonale de la fréquence
PI	*Pedestrian Indoor* ; modèle de canal de réception intérieure pour piéton
PIC	*Parallel Interference Cancellation* ; Annuleur d'interférences parallèle
PO	*Pedestrian Outdoor* ; modèle de canal de réception extérieure pour piéton
PRP-OFDM	*Pseudo Random Prefixe*-OFDM
	modulation OFDM avec préfixe pseudo-aléatoire
QAM	*Quadrature Amplitude Modulation* ; modulation de phase et d'amplitude
SCBC	*Space Code Block Code* ; codage espace-code en bloc
SFN	*Single Frequency Network* ; réseau mono-fréquence
SFO	*Sampling Frequency Offset* ; décalage de fréquence d'échantillonnage
SISO	*Single Input Single Output*
SNR	*Signal to Noise Ratio* ; rapport signal à bruit
SOVA	*Soft Output Viterbi Algorithm* ; algorithme de Viterbi avec sortie souple
STBC	*Space-Time Bloc Code* ; codage espace-temps en bloc
STSBC	*Space Time Space Block Code* ; codage espace-temps-espace en bloc
STTC	*Space-Time Trellis Code* ; code espace-temps en treillis
T-DMB	*Terrestrial - Digital Multimedia Broadcasting* (standard coréen de TN)
TAT	Télévision Analogique
TF	Transformée de Fourier
TN	Télévision Numérique
TPS	*Transmission Parameter Signalling*
	sous-porteuses de signalitique dans le standard DVB-T
TU6	*6-tap Typical Urbain* ; modèle de canal urbain à 6 trajets
TV	Télévision
US	*Uncorrelated Scattering* ; diffuseurs décorrélés
VU	*Vehicular Urbain*
	modèle de canal urbain pour réception dans un véhicule mobile
WSS	*Wide Sense Stationnary* ; stationnarité au sens large
ZF	*Zero Forcing* ; critère d'égalisation : forçage à zéro

ZP-OFDM	*Zero Padding*-OFDM ; modulation OFDM avec bourrage de zéros

Introduction

Contexte général et motivations

DEPUIS son apparition dans les années 1930, les systèmes de diffusion de télévision (TV) n'ont cessé d'évoluer suivant les besoins de plus en plus nombreux et diversifiés des usagers. Tout d'abord, la qualité de l'image et du son requise tend aujourd'hui à être de plus en plus parfaite. Les vidéos reçues avec les premiers systèmes de télévision analogique terrestre (TAT) étaient en noir et blanc. Elles ont été substituées par des images analogiques en couleur dans les années 1980, qui sont elles-même actuellement de plus en plus délaissées pour des vidéos de qualité numérique avec une définition standard (SDTV) ou améliorée (EDTV) voire de haute définition (HDTV). De plus, le grand succès de la TV auprès du grand public a naturellement engendré une forte augmentation du nombre de programmes TV à diffuser. Par conséquent, le besoin en terme de quantité d'information à transmettre a fortement cru jusqu'à saturer la bande passante disponible. Ces nouveaux besoins se sont accompagnés de nouvelles contraintes de réception. En effet, il est aujourd'hui de plus en plus à la mode de recevoir la TV n'importe où, sur des terminaux de plus en plus petits (ordinateur portable, téléphone cellulaire), en toute condition de mobilité (dans une voiture, un métro, un train à grande vitesse) aussi bien en zone urbaine qu'en zone rurale.

Avec l'arrivée de l'encodage de la vidéo et de l'audio dans les années 1980, un tout nouveau champ d'investigation s'est ouvert. C'est ainsi que le consortium européen DVB (Digital Video Broadcasting) [1] apparaît en 1993. Son objectif est de définir des normes de systèmes de diffusion de télévision numérique (TN) qui remplaceront progressivement la TAT. Les avantages des systèmes numériques sont nombreux par rapport aux systèmes analogiques. D'une part, il est possible d'effectuer une compression des données numériques à l'aide d'un codage de source. Ceci offre la possibilité d'augmenter la quantité d'information envoyée et donc le nombre de programmes TV transmis dans un canal d'une largeur de bande donnée. D'autre part, au-delà d'une certaine qualité de transmission, la qualité de la vidéo numérique reçue est sans défaut. Contrairement aux systèmes analogiques, elle ne se dégrade pas progressivement avec la qualité de transmission. Plus précisément, avec la TAT, des images neigeuses et du bruit sonore appelé "souffle" se manifestent à mesure que l'intensité du signal reçue décroît. A l'inverse, la TN peut passer pour une faible variation de la puissance reçue d'un fonctionnement correct, sans amélioration notable si le niveau du signal reçu augmente, à une perte de fonctionnement totale pour un niveau insuffisant.

La première phase du projet DVB consistait principalement à développer une suite complète de technologies de diffusion de TN par satellite, par câble et par voie hertzienne

terrestre sous forme de “pré-standardisation”. La nature de l’information à transmettre n’étant plus analogique mais numérique, les techniques de transmissions et de réception du signal (modulation et démodulation) ont du être redéfinies. Effectivement, la TAT utilise une modulation d’amplitude analogique à bande latérale résiduelle (MA-BLR) qui n’est pas la plus adaptée à la transmission de données numériques. De part sa grande simplicité et sa robustesse vis-à-vis des longs échos du signal engendrés par le canal de transmission, la modulation à porteuses multiples de type OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing*) a été adoptée dans les standards DVB-T (*Digital Video Broadcasting - Terrestrial*) [2] et DVB-H (*Digital Video Broadcasting - Handheld*) [3] pour la télévision numérique terrestre (TNT) en réception fixe et mobile respectivement.

La norme DVB-T standardisée par l’institut européen des normes de télécommunication (ETSI pour *European Telecommunications Standards Institute*) en 1995, est le premier système de diffusion de TNT basé sur la modulation OFDM à avoir été conçu. Son incontestable succès en Europe s’est traduit par son expansion au-delà des frontières européennes, dans certains pays d’Amérique du sud, d’Afrique, d’Asie et d’Océanie. C’est aujourd’hui le système de TNT le plus déployé dans le monde, à travers plus de 30 pays, avec plus de 60 millions de récepteurs. Certaines régions du globe ne souhaitant pas utiliser le système DVB-T, ont développé et standardisé leur propre norme de TNT aussi basée sur la modulation OFDM telle que les standards DMB-T (*Digital Multimedia Broadcasting - Terrestrial*) en Chine, T-DMB (*Terrestrial - Digital Multimedia Broadcasting*) en Corée du sud, ISDB-T (*Integrated Services Digital Broadcasting - Terrestrial*) au Japon et MediaFLO (*Forward Link Only*) aux Etats-Unis.

L’apparition récente de nouvelles techniques de transmission très prometteuses telles que les codes correcteurs de type Turbo-code ou LDPC (*Low Density Parity Check*) permettant d’augmenter de façon significative le débit et d’offrir une meilleure qualité de transmission et les techniques MIMO (*Multiple Input Multiple Output*) dont le principe est d’utiliser plusieurs antennes à l’émission et à la réception, ont amené la communauté DVB à réfléchir à une seconde génération de systèmes de diffusion de TN dans les années 2000. Ainsi, le système de TN par satellite DVB-S2, dont la modification majeure par rapport à son prédécesseur DVB-S est l’intégration d’un code correcteur de type LDPC, est standardisé par l’ETSI en 2005. De même pour le système de TN par câble DVB-C basé sur une modulation monoporteuse, son successeur DVB-C2, intégrant une modulation OFDM et un code correcteur de type LDPC, est standardisé en 2009. Il a d’ailleurs été constaté lors du développement de DVB-C2 que le code LDPC ramenait les performances du système tout près de la limite de Shannon (quantité théorique d’information maximale transmissible pour un rapport signal à bruit donné). Quant aux systèmes de TNT, bien que le standard DVB-T soit encore en cours de déploiement sur le territoire européen et cœxiste avec la TAT dont l’arrêt est prévu au plus tard pour 2012 dans l’Union Européenne, le consortium DVB a lancé en avril 2007 un appel à projet technologique pour définir le standard DVB-T2. Les principales améliorations requises pour le standard DVB-T2 par rapport à son prédécesseur étaient une amélioration de la robustesse vis-à-vis de la mobilité et des interférences entre les émetteurs d’un réseau mono-fréquence, et une augmentation de l’efficacité spectrale et du débit utile. Pour cela, un code LDPC a été retenu et une technique MISO (*Multiple Input Single Output*) distribuée entre deux émet-

teurs a été proposée en option pour la norme DVB-T2 standardisée par l'ETSI en juin 2008.

Axes d'étude et principales contributions

Objectifs de l'étude

Dans notre étude, nous nous sommes exclusivement focalisés sur les systèmes de TNT fixes et mobiles. Le travail présenté dans ce document de thèse porte sur une technique d'insertion des symboles pilotes pour l'estimation de canal et la synchronisation fréquentielle en transmission SISO (*Single Input Single Output*) et MIMO, et sur l'optimisation des schémas MIMO distribués dans le contexte de la diffusion en réseau mono-fréquence. L'étude a été menée au sein du groupe "Communications-Propagation-Radar" de l'Institut d'Électronique et de Télécommunications de Rennes (IETR) à l'Institut National des Sciences Appliquées (INSA) et s'inscrit dans le cadre du projet européen CELTIC B21C (Broadcast for 21st Century) et du projet régional "Mobile TV World". Le projet CELTIC B21C démarré en janvier 2007, a regroupé de nombreux acteurs du monde industriel européen comme Thomson R&D, TeamCast, France Télécom R&D, NXP, BBC, Nokia, DIBcom, Alcatel, Teracom, Elektrobit, Digita... ainsi que des laboratoires de recherche comme l'École Nationale Supérieure de Télécommunications (ENST) de Brest et l'IETR. L'un des principaux objectifs de ce projet était de contribuer à la définition d'une norme DVB-T2 au sein du consortium DVB. Le projet "Mobile TV World" quant à lui, démarré en octobre 2006, regroupant l'IETR-INSA et les partenaires Teamcast, Silicon Labs, Bretagne International et BTIC avait comme objectif d'analyser les autres standards de TNT tels que DMB-T, ISDB-T et ATSC (*Advances Television System Committee*) et d'optimiser leurs récepteurs.

Aperçu du document

Le document se décompose en trois grandes parties retraçant de façon chronologique les travaux menés pendant cette thèse. La première partie, relative aux chapitres 1 et 2, comprend une présentation générale des éléments et techniques de base d'une communication numérique, et une analyse du standard de TNT de référence DVB-T. Tout d'abord, une présentation physique et analytique du canal de propagation est effectuée. Ensuite, nous introduisons de façon synthétique les principes et les intérêts de la modulation OFDM, des techniques de précodage linéaire et des techniques MIMO, technologie très prometteuse pour les futurs systèmes de communication sans fil. Enfin, dans le chapitre 2, nous décrivons et analysons les algorithmes classiques d'estimation de canal et de synchronisation fréquentielle mis en œuvre dans le standard DVB-T. Ces algorithmes nous serviront de référence dans les chapitres suivants, puisqu'en dehors du standard chinois DMB-T, tous les autres standards de TNT basés sur une modulation OFDM permettent la mise en œuvre des mêmes algorithmes de réception que pour le système DVB-T. Le standard DMB-T utilise la modulation de type *Time Domain Synchronous*-OFDM. Une comparaison et une analyse de ses performances avec le standard DVB-T ont été effectuées dans le projet "Mobile TV World" et ont conduit à une communication internationale [4].

La deuxième partie de ce document, correspondant aux chapitres 3 et 4, porte sur une technique d'insertion des symboles pilotes, nommée "*pilote étalé*". Le chapitre 3 se focalise sur les techniques d'estimation de canal en transmission SISO et MIMO. Tout d'abord, nous décrivons la structure de l'émetteur SISO exploitant une fonction de précodage linéaire pour introduire et étaler les symboles pilotes dans le signal à transmettre. Ensuite, l'algorithme d'estimation de canal en réception est développé ainsi que l'expression analytique de l'erreur quadratique moyenne de l'estimateur. Enfin, nous analysons différentes stratégies possibles pour l'extension de cet algorithme dans le domaine spatial. Cette analyse aboutit à la proposition d'un schéma MIMO original à deux antennes d'émission et deux antennes de réception. Tout le long de ce chapitre, une comparaison avec le standard DVB-T en termes de performance et de complexité est effectuée. Cette étude sur l'estimation de canal basée sur des symboles pilotes étalés a conduit à la rédaction de trois communications internationales [5] [6] [7].

Le chapitre 4 porte sur l'élaboration d'algorithmes de synchronisation fréquentielle exploitant les mêmes symboles pilotes que ceux utilisés pour l'estimation de canal. Ces algorithmes basés sur des symboles pilotes étalés permettent d'estimer le décalage de fréquence porteuse (CFO pour *Carrier Frequency Offset*) et le décalage de fréquence d'échantillonnage (SFO pour *Sampling Frequency Offset*) entre l'émetteur et le récepteur. Ils sont mis en œuvre en deux étapes au niveau du récepteur. La première, étant une étape de synchronisation fine, est effectuée avant l'estimation de canal. Plus précisément, une estimation de la CFO est proposée avant le désétalement des symboles pilotes. A l'inverse, la deuxième étape de synchronisation, estimant à la fois la CFO résiduelle et la SFO, est réalisée après le désétalement des symboles pilotes. Cette étude sur la synchronisation fréquentielle constitue le second apport significatif de cette thèse et a fait l'objet de deux communications internationales [8] [9]. Notons que la valorisation de l'ensemble de nos travaux sur l'utilisation de symboles pilotes étalés en transmission SISO s'est traduite par la rédaction d'un chapitre de livre [10].

Enfin, le dernier chapitre porte principalement sur l'extension d'une étude préalablement effectuée à l'IETR-INSA sur les techniques MIMO distribuées dans un réseau monofréquence (SFN pour *Single Frequency Network*) qui avait conduit à plusieurs communications internationales [11] [12] dans le cadre du projet B21C. Tout d'abord, le schéma MISO distribué et proposé dans le standard DVB-T2 est présenté, analysé et comparé au schéma SISO. Ensuite, une étude sur les performances des différents schémas MIMO distribués entre deux émetteurs d'un réseau SFN incluant le code MIMO 3D proposé par l'IETR-INSA [12] est réalisée. Enfin, nous discutons et analysons les différentes stratégies possibles pour étendre ce code MIMO 3D à un contexte SFN à trois émetteurs.

Liste des publications et communications

Chapitre de livre

- **O.P. Pasquero**, M. Crussière Y. Nasser, E. Chollet et J.-F. Hélard, « A New Waveform based on Linear Precoded Multicarrier Modulation for Future Digital Video Broadcasting Systems ». Dans le livre *Digital Video*, édité par In-Tech (www.intechweb.org), février 2010.

Communications internationales

- **O.P. Pasquero**, E. Chollet, M. Crussière et J.-F. Hélard, « Efficient Spread Pilot based Synchronization Method for Linear Precoded OFDM Systems ». In *Proc. IEEE Vehicular Technology Conference (VTC-Fall)*, pages 1–5, septembre 2009.

- **O.P. Pasquero**, Y. Nasser, M. Crussière et J.-F. Hélard, « A Joint Channel and Carrier Frequency Offset Estimation based on Spread Pilot for Future Broadcasting Systems ». In *Proc. IEEE Multi-Carrier Systems and Solutions (MCSS)*, pages 153–161, mai 2009.

- **O.P. Pasquero**, M. Crussière, Y. Nasser et J.-F. Hélard, « Efficient Space Code Block Code MIMO Channel Estimation for Future Mobile Video Broadcasting ». In *Proc. IEEE Wireless Communications and Networking Conference (WCNC)*, pages 1–6, avril 2009.

- M. Liu, M. Crussière, J.-F. Helard et **O.P. Pasquero**, « Analysis and performance comparison of DVB-T and DTMB systems for terrestrial digital TV ». In *Proc. IEEE International Conference on Communication Systems (ICCS)*, pages 1399–1404, novembre 2008.

- **O.P. Pasquero**, M. Crussière, Y. Nasser et J.-F. Hélard, « 2D Linear Precoded OFDM for Future Mobile Digital Video Broadcasting ». In *Proc. IEEE International Symposium on Signal Processing Advances in Wireless Communications (SPAWC)*, pages 476–480, juillet 2008.

- Y. Nasser, J.-F. Hélard, M. Crussière et **O. Pasquero**, « Efficient 3D Space Time Space Block Code for Future Terrestrial Digital TV ». In *Proc. IEEE International Symposium on Signal Processing Advances in Wireless Communications (SPAWC)*, pages 406–410, juillet 2008.

- Y. Nasser, J.-F. Hélard, M. Crussière et **O. Pasquero**, « Efficient MIMO-OFDM Schemes for Future Terrestrial Digital TV with Unequal Received Powers ». In *Proc IEEE International Communications Conference (ICC)*, pages 2021–2027, mai 2008.

- **O.P. Pasquero**, M. Crussière, Y. Nasser et J.-F. Hélard, « A novel channel estimation based on spread pilots for terrestrial digital video broadcasting ». In *Proc IEEE International Symposium on Broadband Multimedia Systems and Broadcasting (BMSB)*, pages 1–4, April 2008.

Chapitre 1

Éléments et techniques de base

Ce premier chapitre a pour but de présenter les différentes techniques de transmission et éléments de base utilisés dans la suite du document. Tout d'abord, nous nous intéressons au canal de transmission qui est un élément majeur de la chaîne de communication puisqu'il influe fortement sur la conception d'un système de communication. Nous en profitons pour décrire les principaux modèles de canaux utilisés dans le contexte de la diffusion (*broadcast* en anglais). Ensuite, nous présentons les principes et l'intérêt de la modulation OFDM avec préfixe cyclique (CP-OFDM pour *Cyclic Prefix* - OFDM) sur laquelle sont basés les standards de TNT de première génération DVB-T/H, ISDB-T, MediaFLO et T-DMB. Nous verrons que les nouvelles techniques proposées par la suite d'estimation de canal et de synchronisation s'appuient sur une forme d'onde de type LP-OFDM (*Linear Precoded* - OFDM) qu'il est possible d'utiliser dans un contexte SISO ou MIMO. Enfin, nous effectuons un état de l'art général et synthétique des différents schémas et codages MIMO.

1.1 Caractéristiques du canal de transmission

Une chaîne de communication se présente sous sa forme la plus simplifiée par un émetteur et un récepteur reliés par un milieu de transmission aussi appelé canal de transmission. L'émetteur convertit sous une forme adaptée au canal, le message à envoyer au récepteur. Le canal de transmission tient compte non seulement de l'environnement dans lequel se propage le signal (câble, fibre optique, guide d'onde, environnement ouvert pour les communications sans fil), mais aussi des organes de l'émetteur et du récepteur qui permettent d'insérer ou d'extraire le signal de cet environnement (transducteurs, filtres d'émission et de réception, amplificateurs, antennes dans le cas d'une communication par onde radio). Il est la principale cause des distorsions et du bruit présents sur le signal reçu. C'est pourquoi, il est important d'avoir une connaissance approfondie du canal afin d'adapter et d'optimiser judicieusement les techniques de communication nécessaires à une bonne qualité de transmission.

1.1.1 Les phénomènes physiques de la propagation des ondes radioélectriques

Contrairement aux communications filaires, le signal radioélectrique transmis n'est pas guidé. Il se propage librement dans l'espace et dans toutes les directions. Cet environnement dans lequel de nombreux obstacles (sol, êtres vivants, immeubles, véhicules, végétation...) au comportement imprévisible peuvent être présents, engendre certaines altérations de l'onde radio transmise.

La propagation en espace libre

On parle de propagation en espace libre quand il y a visibilité directe (LOS pour *Line Of Sight*) entre l'émetteur et le récepteur et qu'aucun obstacle ne se trouve sur le trajet des ondes dans un volume donné. Cette caractéristique du canal permet de modéliser mathématiquement l'atténuation moyenne en fonction de la distance (*path loss* en anglais), de la puissance du signal reçu par :

$$\mathrm{Att}\,(d) = 10\,\log_{10}\left(\frac{P_s}{P_r}\right) = 10\,\log_{10}\left(\frac{1}{G_s G_r}\left(\frac{4\pi d}{\lambda}\right)^{\alpha}\right), \tag{1.1}$$

où P_s et P_r sont respectivement les puissances du signal à l'émission et à la réception, G_s et G_r les gains des antennes (dépendant de leur directivité) à l'émission et la réception respectivement, d la distance séparant l'antenne émettrice de celle du récepteur en mètre, λ la longueur d'onde en mètre, et α un paramètre reflétant le niveau d'atténuation de la propagation. De nombreuses campagnes de mesures ont été effectuées pour établir des modèles empiriques caractérisant les pertes en puissance moyenne en fonction du type d'environnement. Dans le cas d'une propagation en espace libre, α est égal à 2. Et dans le cas d'une non visibilité directe (NLOS pour *Non Line Of Sight*) entre l'émetteur et le récepteur, ce paramètre varie entre 2 et 5 [13]. L'expression de l'atténuation en puissance du signal peut être simplifiée ainsi :

$$\mathrm{Att}\,(d) = 32,44 + 10\,\alpha\,\log_{10}\left(f_{\mathrm{TX}}\right) + 10\,\alpha\,\log_{10}\left(d\right) - 10\,\log_{10}\left(G_s G_r\right), \tag{1.2}$$

avec f_{TX} la fréquence de l'onde émise en MHz et d la distance exprimée en km.

Le masquage

L'effet de masquage (*shadowing* en anglais) est généralement causé par une obstruction importante des ondes, ce qui provoque une atténuation plus ou moins prononcée de la puissance du signal. De nombreuses études modélisent cet évanouissement par une variable aléatoire de loi log-normale [14] qui vient apporter une certaine incertitude sur l'atténuation.

Les trajets multiples

L'existence de trajets multiples (*multipath* en anglais) empruntés par les ondes transmises est occasionnée par leurs réflexions, réfractions, diffractions et diffusions sur des obstacles rencontrés dans l'environnement comme le montre la figure 1.1. Ceci a pour conséquence la réception d'une multitude de répliques du signal transmis et de leur superposition au niveau

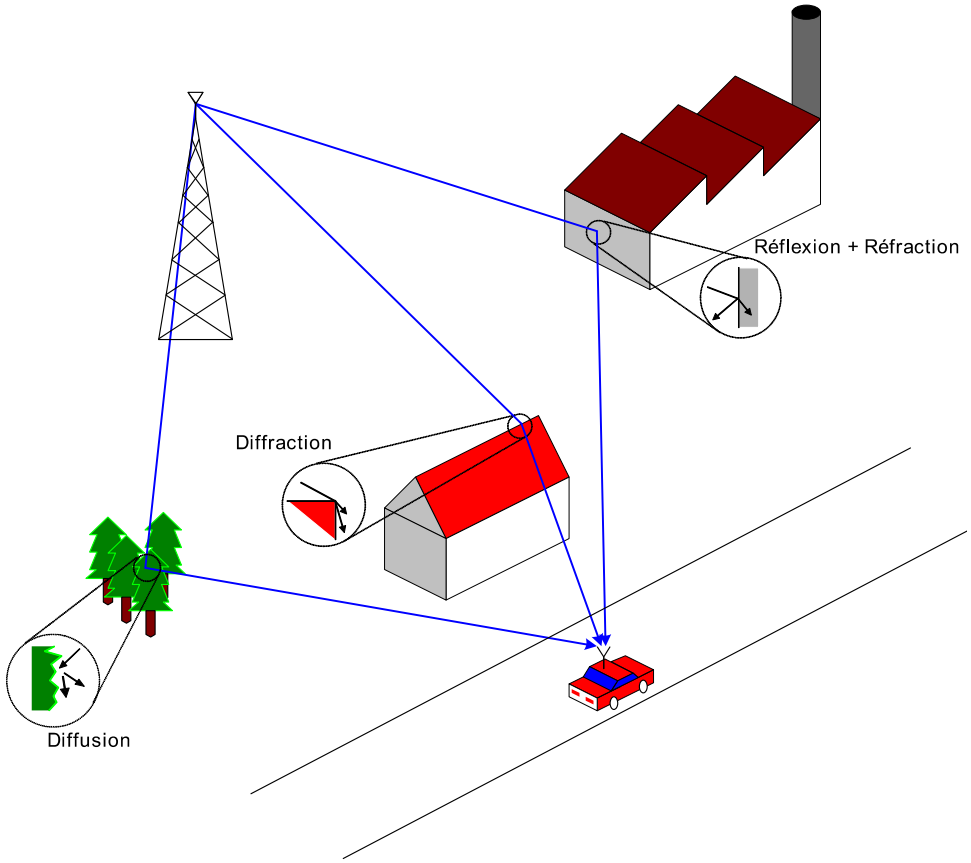


FIG. 1.1 – Propagation radio-mobile (exemple d'une zone rurale)

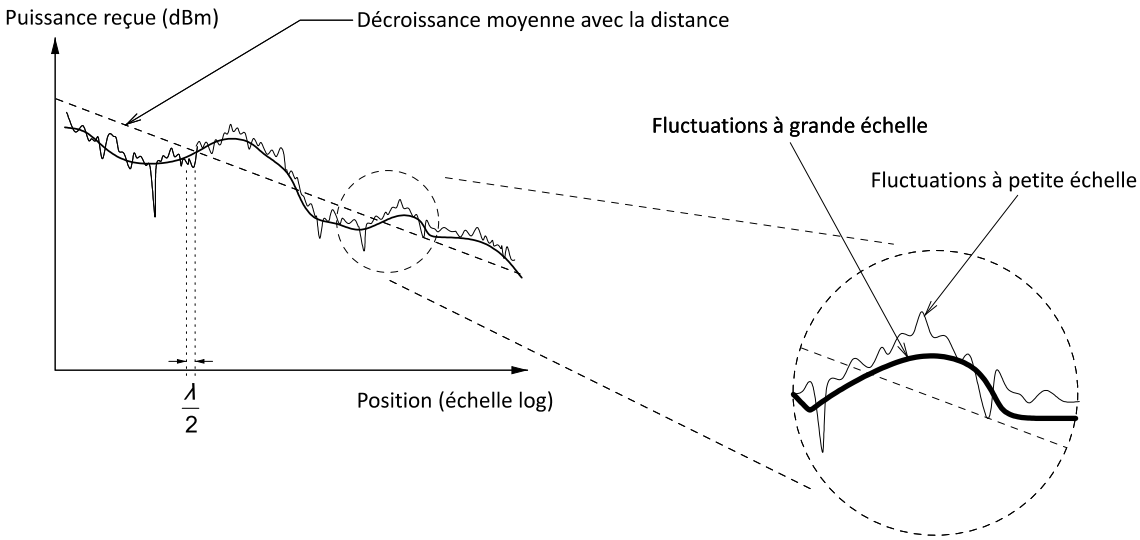


FIG. 1.2 – Fluctuations à petite et à grande échelle de la réponse du canal - Impact sur l'évolution de la puissance reçue en fonction de l'éloignement de l'émetteur

du récepteur. Chacune de ces répliques ayant suivi un trajet différent, a par conséquent une amplitude, une phase et un retard différents. Le signal émis se retrouve donc étalé dans le temps au niveau du récepteur. Ce phénomène est couramment dénommé dispersion temporelle.

La combinaison de ces différents signaux reçus peut s'effectuer de façon constructive ou destructive donnant naissance à des évanouissements rapides (*fast fadding* en anglais) du signal. Ainsi, un léger déplacement de l'émetteur ou du récepteur, de l'ordre d'une demi-longueur d'onde $\frac{\lambda}{2}$ ou une modification de l'environnement, peut entraîner une fluctuation notable de l'intensité du signal reçu.

Les trois phénomènes physiques décrits précédemment sont les causes de la fluctuation de la puissance d'un signal hertzien reçu dépendant de la position de l'antenne du récepteur. Ces variations de puissance sont généralement séparées en deux familles comme le montre la figure 1.2. Les évanouissements à grande échelle incluant les pertes en fonction de la distance (*path loss* en anglais) et les effets de masquage (*shadowing* en anglais) sont les fluctuations de la puissance du signal reçu observables sur un grand déplacement seulement (de l'ordre de plusieurs dizaines de longueurs d'onde au moins). Les évanouissements à petite échelle (*fast fadding* en anglais) quant à eux, ont pour seule cause les trajets multiples. Ces distorsions du signal sont mesurables sur un déplacement suffisamment petit (de l'ordre d'une demi-longueur d'onde) pour pouvoir négliger les variations à grande échelle.

La mobilité

Dans le cas d'une réception radio-mobile, le canal, et donc, les amplitudes et les phases des signaux reçus via les différents trajets, évoluent dans le temps. La mobilité provoque un décalage du spectre fréquentiel des signaux, nommé décalage Doppler. Ces décalages fréquentiels Doppler f_d sont d'autant plus importants que les vitesses de déplacement sont élevées. Ainsi, un signal émis à la fréquence f_{TX} sera reçu à la fréquence $(f_{\mathrm{TX}} + f_d)$ telle que :

$$f_d = \frac{v f_{\mathrm{TX}}}{c} \cos(\alpha_p), \tag{1.3}$$

où c, v et α_p sont respectivement la vitesse de propagation de l'onde radio, la vitesse du mobile et l'angle d'arrivée de l'onde incidente par rapport à la direction de déplacement du mobile. Notons que cette expression du décalage Doppler repose sur l'hypothèse d'une propagation des ondes sur un plan horizontal [15]. Une expression du décalage fréquentiel Doppler plus générale prenant en considération la direction d'arrivée de l'onde en trois dimensions est donnée dans [14].

Le bruit radioélectrique

Le bruit présent dans un signal reçu peut être soit d'origine externe, soit interne. Celui émanant de sources externes provient de signaux générés en dehors du système qui pénètrent soit par défaut d'isolation (blindage ou filtrage des alimentations insuffisantes), soit parce qu'il n'est pas possible de s'en isoler (transmission en milieu ouvert). Ce type de bruit étant peu fréquent n'est généralement pas pris en compte dans un modèle de canal radio. Quant au bruit interne, il est principalement dû à l'agitation thermique des

électrons rencontrée en particulier lors de l'amplification de puissance du signal et dans les antennes. Il est systématiquement présent dans tous les systèmes.

Les électrons étant présents en très grand nombre dans la matière et évoluant indépendamment les uns des autres, il est possible, d'après le théorème de la limite centrale [16] de modéliser ce bruit par un processus Gaussien. Les modèles de canaux utilisés dans la suite, prennent en compte le bruit interne dans une source unique $w(t)$ située en amont du récepteur, modélisée par un bruit blanc additif Gaussien (AWGN pour *Additive White Gaussian Noise*) de moyenne nulle, stationnaire et de densité spectrale de puissance (DSP) monolatérale N_0 uniforme sur toute la bande passante. Aux fréquences radio, la DSP (exprimée en Watt/Hz) peut être modélisée par la loi de Planck et approximée par :

$$\gamma_w = K_B T, \tag{1.4}$$

où $K_B = 1,38.10^{-23}$Joules.K^{-1} est la constante de Boltzmann et T est la température exprimée en degré Kelvin du corps rayonnant le bruit thermique.

1.1.2 Modèle mathématique en bande de base

Après avoir identifié les différents phénomènes physiques de la propagation radioélectrique, il convient de modéliser mathématiquement le canal de transmission. Il peut se représenter dans le domaine des retards τ, en raison des différents temps de propagation des trajets, et dans le domaine temporel t, la mobilité de l'émetteur ou du récepteur faisant varier la réponse du canal au cours du temps :

$$h(\tau, t) = \sum_{p=0}^{P-1} \beta_p(t)\, e^{j\theta_p(t)} \delta(\tau - \tau_p), \tag{1.5}$$

avec P le nombre de trajets, $\beta_p(t)$ et $\theta_p(t)$ l'amplitude et le déphasage du signal reçu via le p-ième trajet potentiellement variable dans le temps. Plus précisément, l'équation (1.5) est l'expression analytique de la réponse impulsionnelle du canal. Ainsi, nous pouvons exprimer le signal reçu $r(t)$ dans le domaine temporel en effectuant un produit de convolution entre la réponse impulsionnelle du canal $h(\tau, t)$ et le signal transmis $s(t)$, et en y ajoutant un terme de bruit AWGN $w(t)$:

$$r(t) = (h * s)(t) + w(t) = \sum_{p=0}^{P-1} \beta_p(t)\, e^{j\theta_p(t)} s(t - \tau_p) + w(t). \tag{1.6}$$

Il est aussi possible de représenter mathématiquement le canal dans le domaine fréquentiel f. Pour cela, il suffit d'appliquer une simple transformée de Fourier (TF) à la réponse impulsionnelle $h(\tau, t)$ dans le domaine des retards τ, conduisant ainsi à la fonction de transfert du canal :

$$H(f, t) = \mathrm{TF}\{h(\tau, t)\}. \tag{1.7}$$

De même que pour la réponse impulsionnelle, la fonction de transfert du canal $H(f, t)$ permet de lier le signal transmis $S(f)$ et le signal reçu $R(f)$ dans le domaine fréquentiel par :

$$R(f, t) = H(f, t)\, S(f, t) + W(f, t), \tag{1.8}$$

où $W(f, t)$ est le terme de bruit AWGN dans le domaine fréquentiel.

1.1.3 Hypothèses et description du canal à l'ordre 2

La section 1.1.1 a mis en évidence les nombreux paramètres physiques à considérer dans l'environnement de propagation pour déterminer son influence sur le signal reçu. De cette analyse, nous avons implicitement déduit que les distorsions du signal varient en fonction de la position du récepteur, de l'instant considéré t et de la fréquence du signal f_{TX}. Effectivement, à une position et à un instant donnés, ces distorsions ne sont pas les mêmes en fonction de la fréquence puisqu'elles résultent de la superposition de signaux dont la phase dépend elle aussi de la fréquence. De même, à une fréquence et une position données, ces distorsions évoluent dans le temps du fait que certains des obstacles ou diffuseurs de l'environnement peuvent être mobiles. Aussi, pour un instant et une fréquence donnés, un déplacement du récepteur ou de l'émetteur correspondant à une modification de l'environnement engendre une variation de ces distorsions. Ces variations du canal causées par de nombreux phénomènes complexes et imprévisibles dans l'espace tridimensionnel temps-fréquence-espace, rendent impossible la modélisation du canal de manière déterministe. En revanche, dans l'hypothèse d'un environnement riche en diffuseurs, une modélisation stochastique du canal à l'aide des moments d'ordre 1 et 2 est envisageable.

L'une des hypothèses souvent considérée est celle de la stationnarité au sens large (WSS pour *Wide Sense Stationnary*) du canal de propagation vis-à-vis des variations rapides (*fast fadding*). En effet, sur un temps d'observation assez bref du canal, les variations lentes (*path loss* et *shadowing*) peuvent être considérées comme négligeables et les variations rapides stationnaires à l'ordre 2. Ceci signifie que la moyenne et la fonction d'autocorrélation de la réponse impulsionnelle et de la fonction de transfert du canal ne varient pas dans le temps. Une autre hypothèse fréquemment utilisée est celle de la décorrélation totale entre les diffuseurs (US pour *Uncorrelated Scattering*) du canal. Puisque la nature et la position des diffuseurs déterminent les trajets empruntés par les ondes, alors les amplitudes, phases et retards des signaux reçus sont eux aussi décorrélés. Bien que ces hypothèses soient largement utilisées, elles peuvent s'avérer difficiles à vérifier en pratique. A l'échelle des communications et donc dans ce document, nous les supposons comme valides [17].

L'analyse statistique à l'ordre 2 correspond à une description énergétique des signaux. En effet, cette description est déduite de la connaissance de la densité spectrale de puissance, elle-même obtenue par transformée Fourrier de la fonction d'autocorrélation (principe de dualité dans la modélisation du canal énoncé par Bello [18]). Cette propriété est déduite du théorème de Wiener-Khinchine qui permet de calculer la densité spectrale de puissance $S_x(v)$ d'un processus aléatoire $x(u)$ à partir de sa fonction d'autocorrélation $R_x(\Delta u)$. Donc, si on considère que Δu est un décalage du paramètre réel scalaire u, correspondant au retard, à la fréquence ou à la position, et que v est la variable duale de u par transformée de Fourrier, on peut appliquer ces expressions au processus aléatoire représentant la réponse impulsionnelle du canal $h(u)$ pour exprimer sa fonction d'autocorrélation par :

$$R_h(\Delta u) = \mathrm{E}\left\{h(u)\, h^*(u + \Delta u)\right\}, \tag{1.9}$$

et sa densité spectrale de puissance par :

$$\begin{aligned} S_h(v) &= \mathrm{TF}\left\{R_h(\Delta u)\right\} \\ &= \int R_h(\Delta u)\,\mathrm{e}^{-2j\pi v \Delta u}\mathrm{d}\Delta u \\ &= \mathrm{E}\left\{|H(v)|^2\right\}. \end{aligned} \tag{1.10}$$

où $\mathrm{E}\{x^n\}$ désigne le moment d'ordre n de la variable aléatoire x.

1.1.4 Dispersion et cohérence

La fonction d'autocorrélation $R_h(\Delta u)$ permet d'évaluer la dépendance linéaire entre les différents échantillons de l'axe u (fréquentiel, des retards ou spatial) de la réponse impulsionnelle du canal $h(u)$. Grâce à cette fonction, il est possible de mesurer un intervalle au delà duquel les valeurs prises sont faiblement corrélées. Cet intervalle appelé intervalle de cohérence correspond dans le domaine dual v (des retards, fréquentiel ou des angles d'arrivée des ondes) à la dispersion d'énergie. Il permet de quantifier la vitesse de variation du canal suivant la dimension u.

Dispersion temporelle et cohérence fréquentielle

Une caractéristique importante du canal de propagation déduite des trajets multiples est l'étalement maximal des retards (*maximum delay* en anglais). Cet étalement noté $\tau_{\max}$ est la durée écoulée entre la réception du premier et du dernier trajet. Notons qu'un seuil de puissance au-dessous duquel les trajets sont considérés comme négligeables est défini, donnant ainsi une valeur finie à $\tau_{\max}$.

En admettant l'hypothèse de diffuseurs décorrélés (US) dans le canal (engendrant ainsi des retards τ_p décorrélés), nous pouvons considérer la variable des retards τ comme aléatoire. Ainsi, il est possible d'effectuer une étude statistique du premier et du second ordre des retards. Pour cela, il faut tout d'abord exprimer la densité de probabilité des retards. Elle est obtenue à partir de la réponse impulsionnelle $h(\tau, t)$ et s'écrit :

$$p_\tau(\tau, t) = \frac{h(\tau, t)}{\int_0^{\tau_{\max}} h(\tau, t)\,\mathrm{d}\tau}. \tag{1.11}$$

Cette densité de probabilité varie dans le temps t. En moyennant suivant l'axe temporel, il est possible de définir une densité de probabilité moyenne :

$$p_\tau(\tau) = \frac{\mathrm{E}\{h(\tau, t)\}}{\int_0^{\tau_{\max}} \mathrm{E}\{h(\tau, t)\}\,\mathrm{d}\tau} = \frac{h(\tau)}{\int_0^{\tau_{\max}} h(\tau)\,\mathrm{d}\tau}. \tag{1.12}$$

A partir de cette équation, nous pouvons maintenant développer le moment d'ordre 1 des retards, correspondant au retard moyen (*mean delay* en anglais) :

$$\mathrm{E}\{\tau\} = \bar{\tau} = \int_{-\infty}^{+\infty} \tau\, p_\tau(\tau)\,\mathrm{d}\tau = \frac{\int_0^{\tau_{\max}} \tau\, h(\tau)\,\mathrm{d}\tau}{\int_0^{\tau_{\max}} h(\tau)}, \tag{1.13}$$

ainsi que le moment d'ordre 2 correspondant à la variance ou l'écart-type σ_τ des retards τ_p, aussi appelé dispersion des retards :

$$\sigma_\tau = \mathrm{E}\left\{(\tau - \mathrm{E}[\tau])^2\right\} = \mathrm{E}\left\{\tau^2\right\} - \bar{\tau}^2 = \frac{\int_0^{\tau_{\max}} (\tau - \bar{\tau})^2\, h(\tau)\,\mathrm{d}\tau}{\int_0^{\tau_{\max}} h(\tau)\,\mathrm{d}\tau}. \tag{1.14}$$

En modélisant mathématiquement la réponse impulsionnelle du canal dans le paragraphe 1.1.2, nous avons vu que le domaine dual des retards par transformée de Fourier est le domaine fréquentiel. Ainsi, la dispersion des retards σ_τ permet de définir l'intervalle de cohérence dans le domaine fréquentiel appelé bande de cohérence B_{coh} du canal. La bande de cohérence (*coherence bandwidth* en anglais) correspond à l'écart en fréquence au dessus duquel les distorsions du canal, subies par le signal, sont considérées comme décorrélées ou indépendantes. En d'autres termes, si un même signal est émis à la fois sur deux fréquences f_1 et f_2, et que $B_{\text{coh}} << |f_1 - f_2|$, alors les signaux reçus sur ces fréquences sont décorrélés.

La bande de cohérence B_{coh} est inversement proportionnelle à la dispersion des retards σ_τ. Elle dépend de la valeur du coefficient de corrélation ϱ_f défini, au dessous duquel il est considéré qu'il n'y a plus corrélation. Dans la littérature, quelques formules empiriques mettent en relation la dispersion des retards et la bande de cohérence par l'intermédiaire de ce seuil de corrélation fréquentielle ϱ_f :

$$\begin{aligned} B_{\text{coh}} &\approx \frac{1}{5\,\sigma_\tau} \quad (\text{pour } \varrho_f = 0,5) \\ B_{\text{coh}} &\approx \frac{1}{50\,\sigma_\tau} \quad (\text{pour } \varrho_f = 0,9). \end{aligned} \tag{1.15}$$

D'après cette relation, plus la dispersion des retards σ_τ est élevée, plus la bande de cohérence B_{coh} est étroite et donc plus le canal présente des variations rapides suivant l'axe fréquentiel et plus le canal est sélectif dans le domaine fréquentiel.

Dispersion fréquentielle et cohérence temporelle

Dans la section 1.1.1, nous avons vu que la mobilité du récepteur ou de l'émetteur lors d'une communication hertzienne engendrait de l'effet Doppler. Ce phénomène dont la caractéristique est un décalage fréquentiel f_d du signal transmis au niveau du récepteur, dépend de la vitesse de déplacement v, de la fréquence porteuse du signal f_{TX} et de l'angle d'arrivée de l'onde α_p par rapport à la direction de déplacement d'après l'équation (1.3).

Puisque différentes ondes arrivent au récepteur suivant des trajets décorrélés (selon l'hypothèse d'un canal US), autant de décalages fréquentiels Doppler f_d que de trajets sont observés dans le signal reçu. Ceci a pour conséquence de disperser fréquentiellement un signal à l'origine émis sur une fréquence f_{TX}. Cette dispersion fréquentielle aussi appelée "étalement Doppler" peut être au maximum égale à :

$$B_d = 2 f_{d\max} \;\text{ avec }\; f_{d\max} = \frac{v f_{\text{TX}}}{c} \tag{1.16}$$

correspondant au décalage fréquentiel Doppler maximal obtenu avec une onde dont le trajet est parallèle à la direction de déplacement. Dans le cas où les angles d'arrivée des ondes α_p sont uniformément répartis sur $[0, 2\pi[$ (correspondant à l'hypothèse d'un canal US) et exclusivement sur un plan horizontal, l'étalement Doppler prend la forme en 'U' de Jakes [19].

De la même manière que la bande de cohérence est déduite de la dispersion des retards, le temps de cohérence (*coherence time* en anglais) T_{coh} est obtenu à partir de l'étalement fréquentiel Doppler B_d. Ce temps de cohérence correspond au temps au-dessus duquel

les distorsions du canal, subies par le signal, sont considérées comme décorrélées ou indépendantes. Il est inversement proportionnel au décalage fréquentiel Doppler maximal $f_{d\max}$:

$$T_{\text{coh}} \propto \frac{1}{f_{d\max}}. \tag{1.17}$$

Cette relation exprime le fait qu'une augmentation de la vitesse de déplacement du récepteur, de l'émetteur ou d'obstacles de l'environnement (engendrant ainsi de plus grands décalages fréquentiels Doppler), entraîne une diminution du temps de cohérence du canal T_{coh}. Ceci se comprend facilement par le fait que plus nous sommes en situation de forte mobilité, plus le canal varie rapidement dans le temps et plus le canal est sélectif dans le domaine temporel.

Dispersion angulaire et cohérence spatiale

Les dispersions angulaires sont liées à la dispersion des angles d'arrivée au récepteur (ou de départ de l'émetteur) des trajets multiples. Elles fournissent une information sur la corrélation des variations du canal de propagation suivant les dimensions spatiales. L'étalement angulaire des signaux correspond à la quantité de puissance présentée par ces signaux, pour des angles d'arrivée ou de départ donnés. Il est complètement décrit par la distribution de la densité spectrale de puissance angulaire (*angular power density* en anglais). De ces grandeurs, nous pouvons définir les distances de cohérence (*coherence distance* en anglais) du canal D_{coh_x}, D_{coh_y} et D_{coh_z} mesurées à un instant et une fréquence donnés par :

$$D_{\text{coh}_x} \propto \frac{1}{\sigma_{d_x}} \quad D_{\text{coh}_y} \propto \frac{1}{\sigma_{d_y}} \quad D_{\text{coh}_z} \propto \frac{1}{\sigma_{d_z}}, \tag{1.18}$$

où σ_{d_x}, σ_{d_x} et σ_{d_z} sont les corrélations spatiales suivant les directions x, y et z respectivement.

Ces relations expriment le fait qu'une augmentation de la distance séparant deux antennes du récepteur ou de l'émetteur provoque une diminution de la corrélation entre les signaux reçus sur ces antennes. Elles expriment aussi le fait que cette diminution est plus rapide si les ondes arrivent de (ou partent de) toutes les directions sur les (à partir des) deux antennes et moins rapide si les ondes arrivent (partent) d'un angle restreint. En effet, nous comprenons bien que des signaux provenant de trajets arrivant (partant) de directions voisines, ont subi des distorsions très semblables. De nombreuses campagnes de mesures effectuées dans le contexte des réseaux cellulaires ont ainsi déterminé que la distance de cohérence d'un récepteur noyé dans des réflecteurs est généralement mesurée aux alentours d'une demi-longueur d'onde $\frac{\lambda}{2}$.

1.1.5 Influence du canal sur les systèmes de communication

Dans la section précédente, nous avons analysé plus en détails les effets des trajets multiples et de la mobilité sur un signal. Les trajets multiples ont pour conséquence directe d'étaler dans le temps le signal émis au niveau du récepteur, engendrant ainsi une sélectivité fréquentielle. La mobilité quant à elle, provoque un étalement du signal dans le domaine fréquentiel à cause de l'effet Doppler, ayant comme conséquence une sélectivité temporelle. Ces conséquences ont des effets plus ou moins prononcés sur un système de communication en fonction de son dimensionnement.

1.1.5.1 La notion de sélectivité

La notion de sélectivité du canal vis-à-vis d'un système de communication est définie en fonction des rapports bande de fréquence du signal B_s sur bande de cohérence B_{coh}, temps symbole T_s sur temps de cohérence T_{coh}, et distance entre antennes du récepteur (si le récepteur possède plus d'une antenne) sur distance de cohérence D_{coh}.

- **Sélectivité en fréquence**
  - $B_s < B_{\text{coh}} \Leftrightarrow T_s > \sigma_\tau$: Un canal est dit non-sélectif en fréquence vis-à-vis d'un système de transmission si la bande de fréquence $B_s = \frac{1}{T_s}$ du signal émis est inférieure à la bande de cohérence B_{coh} du canal. Dans ce cas, toutes les composantes fréquentielles du signal subissent des évanouissements fortement corrélés (*flat fadding* en anglais). Ceci peut être un inconvénient lors d'un évanouissement profond. En effet, dans cette situation, tout le signal reçu est fortement atténué et par conséquent, le rapport signal à bruit en réception est faible.
  - $B_s > B_{\text{coh}} \Leftrightarrow T_s < \sigma_\tau$: Dans le cas contraire, les composantes fréquentielles du signal subissent des distorsions différentes. Le canal est sélectif en fréquence vis-à-vis du signal transmis. De plus, l'étalement des retards est supérieur à la durée d'un symbole. Ceci provoque l'étalement d'un symbole sur les symboles qui le suivent, et donc, de l'interférence entre symboles (ISI pour *Inter Symbol Interference*).

- **Sélectivité en temps**
  - $T_s < T_{\text{coh}} \Leftrightarrow B_s > B_d$: Lorsque l'étalement Doppler B_d est inférieur à la bande de fréquence du signal B_s, le temps de cohérence du canal T_{coh} est supérieur au temps symbole T_s. Par conséquent, la réponse du canal pour ainsi dire ne varie pas pendant plusieurs symboles. Le canal est dit à évanouissements lents parcequ'il varie lentement dans le temps. Il est non-sélectif en temps.
  - $T_s > T_{\text{coh}} \Leftrightarrow B_s < B_d$: A l'inverse, lorsque l'effet Doppler est important au point que le temps symbole T_s est inférieur au temps de cohérence T_{coh}, le canal varie de façon significative pendant la durée d'un symbole. Le canal est dit à évanouissements rapides et sélectif en temps.

- **Sélectivité en espace**
  La notion de sélectivité spatiale n'a d'importance que dans le cas d'un système à plusieurs antennes d'émission et/ou de réception.
  - Si la distance séparant les antennes de réception ou d'émission est inférieure à la distance de cohérence D_{coh} alors les signaux reçus sur les antennes sont corrélés et le canal est dit non-sélectif en espace. Dans cette situation, l'utilisation de plusieurs antennes a peu d'intérêt.
  - En revanche, dans le cas contraire, le canal devient alors sélectif en espace et les signaux reçus sur les (ou émis des) antennes sont décorrélés. Autrement dit, le récepteur reçoit autant de répliques différentes d'un même signal qu'il possède d'antennes, ce qui offre de la diversité au système.

1.1.5.2 La notion de diversité

Les techniques de diversité sont principalement utilisées pour combattre les évanouissements profonds du canal dans le temps, dans le domaine fréquentiel ou dans l'espace. Dans certains contextes, elles sont aussi utilisées pour combattre des bruits de fortes puissances très localisés dans le temps (bruit impulsif) ou dans une bande de fréquence étroite (bruit coloré). Effectivement, dans le cas d'un évanouissement profond ou d'un bruit à forte intensité, le rapport signal à bruit (SNR pour *Signal to Noise Ratio*) en réception est faible et il devient difficile d'extraire l'information du signal reçu.

Le principe de base des techniques de diversité est d'envoyer plusieurs répliques d'un même symbole à travers des réalisations du canal décorrélées ou indépendantes, appelées branches de diversité. Ainsi, plus le nombre de branches de diversité exploitées pour envoyer un symbole est important, plus la probabilité qu'au moins l'une de ces répliques arrive avec un bon SNR est élevée. Ces techniques sont des outils très puissants pour accroître la fiabilité de la liaison. La séparation du canal en différentes branches de diversité s'effectue en fonction de la bande de cohérence, du temps de cohérence et de la distance de cohérence du canal. Au résultat, le nombre de branches exploitées dans une dimension permet de définir l'ordre de diversité dans cette dimension.

La technique la plus courante pour obtenir de la diversité temporelle est l'utilisation conjointe d'un entrelacement temporel avec un code correcteur d'erreur (FEC pour *Forward Error Correction*). Un FEC offre de la diversité temporelle au système à la condition que la profondeur de l'entrelaceur temporel T_{π_t} soit plus élevé que le temps de cohérence T_{coh}. L'ordre de diversité temporel obtenu est égal à : $\frac{T_{\pi_t}}{T_{\text{coh}}}$.

La diversité fréquentielle quant à elle, peut être exploitée par cette même technique lorsqu'elle est combinée à une modulation multiporteuse ou avec de l'étalement de spectre. Pour cela, il faut bien sûr que la bande de fréquence occupée par le signal B_s soit supérieure à la bande de cohérence B_{coh}. Ainsi, l'ordre de diversité fréquentiel du système est égal à : $\frac{B_s}{B_{\text{coh}}}$.

La diversité spatiale correspond à la transmission de signaux à partir d'antennes séparées d'une distance supérieure à la distance de cohérence du canal D_{coh} ou à la réception de signaux sur des antennes distantes de la même manière. Avec M_T antennes d'émission et M_R antennes de réception, l'ordre de diversité spatiale peut atteindre une valeur maximale de $(M_T \times M_R)$. La diversité spatiale peut être calculée soit à l'émission, soit à la réception. On parle alors de diversité de transmission ou de réception. Si cette dernière peut être exploitée par une simple technique de combinaison au niveau du récepteur, il est loin d'en être aussi facile pour la diversité de transmission. En effet, pour offrir une diversité de transmission au système, il est nécessaire de connaître le canal au niveau de l'émetteur. Dans ce cas, les signaux peuvent être transmis de sorte que les répliques du signal arrivent en phase au niveau du récepteur. L'estimation de canal à l'émetteur étant peu fréquente dans les systèmes de communication (surtout dans les systèmes simplex où la communication ne s'effectue que dans un sens : en voie descendante, de l'émetteur vers le récepteur), des techniques de codage bidimensionnelles espace-temps ou espace-fréquence peuvent être mises en œuvre à l'émission. Ces techniques seront présentées dans la dernière section de ce chapitre.

1.1.5.3 La notion de multiplexage

Le multiplexage constitue une technique de transmission dont le principe consiste à partitionner le canal en différents sous-canaux indépendants pour y transmettre différents flux d'information. Cette technique peut par exemple être appliquée dans le cas où le canal a besoin d'être partagé entre plusieurs utilisateurs (accès multiple). Elle peut aussi être utilisée dans le but d'augmenter la capacité du canal (quantité maximale d'information pouvant être transmise sans erreur) et donc, le débit d'information. Ce partitionnement peut être effectué suivant une ou plusieurs dimensions. Si les multiplexages temporels et fréquentiels sont utilisés par presque tous les systèmes avec une grande simplicité, le multiplexage spatial quant à lui, est plus complexe.

Si le gain de diversité spatiale peut être obtenu par l'utilisation de plusieurs antennes à l'émission ou à la réception, la présence de plusieurs antennes de chaque côté du lien est indispensable pour obtenir un gain de multiplexage spatial. Dans un environnement de propagation riche en réflecteurs, l'utilisation de plusieurs antennes à l'émission et à la réception entraîne l'apparition de plusieurs sous-canaux spatiaux ou « tuyaux »(*pipes* en anglais) de données, indépendants les uns des autres dans une même bande de fréquence. Par conséquent, la capacité du canal s'en trouve très améliorée puisqu'elle croît linéairement avec le nombre d'antennes. Contrairement au multiplexage fréquentiel, cette augmentation de capacité ne requiert pas la consommation de bande de fréquence supplémentaire.

Dans l'hypothèse d'un espacement entre antennes supérieur à la distance de cohérence du canal, les distorsions causées par les trajets multiples attribueront aux données provenant des différentes antennes des signatures différentes. C'est en exploitant ces signatures que le récepteur peut distinguer les différents flux d'information.

1.1.6 Modèles de canaux spécifiques aux systèmes de diffusion

Afin d'évaluer la complexité et les performances des systèmes de communications numériques par le biais de la simulation logicielle, il est indispensable d'utiliser des modèles de canal de propagation qui reproduisent le plus fidèlement possible la réalité. Le modèle de canal le plus couramment utilisé quels que soient le contexte et le domaine d'application du système étudié est le canal à évanouissements de Rayleigh. Bien que son utilisation soit devenue fréquente pour comparer facilement les performances de différents systèmes, nous verrons dans la deuxième partie qu'il n'est pas exploitable pour évaluer les performances de certains algorithmes de réception tels que les techniques d'estimation de canal. De plus, les hypothèses prises en compte dans la définition de ce modèle restreignent son application à un environnement très spécifique, marqué par la présence d'un grand nombre de réflecteurs (*scatterers* en anglais) à proximité du récepteur. Ce modèle se rapproche plus d'une situation de réception en milieu urbain très dense sans présence de trajet direct (NLOS).

Dans le contexte d'un système de communication par diffusion (*broadcast* en anglais), la communication n'a lieu qu'en voie descendante (de l'émetteur couvrant une certaine zone ou cellule vers les utilisateurs). Une autre spécificité très particulière à la TNT est qu'en réception fixe avec une antenne râteau sur le toit, il y a souvent présence d'un trajet direct (LOS) dont la puissance prédomine largement celle des autres trajets. De plus, la

taille des cellules par émetteur est bien plus grande que dans beaucoup d'autres réseaux de communications tels que la téléphonie mobile par exemple. Ceci a pour conséquence de générer de grandes valeurs d'étalement des retards et donc des étalements temporels du signal élevés au niveau du récepteur.

Toutes ces spécificités liées au contexte de la TNT ont amené les spécialistes de la modélisation de canaux à réfléchir à de nouveaux modèles de canal de propagation adaptés à la TNT. Deux modèles bien connus sont les canaux F1 et P1 correspondant respectivement à une réception fixe et portable. Ceux-ci sont des canaux invariants dans le temps. Le modèle de canal le plus fréquemment utilisé pour la réception mobile est le canal TU6 (*6-tap Typical Urbain*). D'autres modèles [20] moins connus existent tels que les canaux PI (*Pedestrian Indoor*) et PO (*Pedestrian Outdoor*) correspondant à une réception en faible mobilité (3 km/h), le canal VU (*Vehicular Urbain*) correspondant à une réception dans un véhicule en zone urbaine (30 km/h), ou encore le canal MR (*Motorway*) correspondant à une réception à forte mobilité. Pour évaluer les performances des algorithmes proposés dans la deuxième et troisième partie, nous utiliserons essentiellement les modèles de canaux F1, P1 et TU6.

1.1.6.1 Modèle de Rayleigh théorique

Ce modèle est basé sur l'hypothèse d'un grand nombre de réflecteurs autour du récepteur provoquant des trajets multiples. Chacun de ces trajets est supposé être constitué d'une somme de sous-trajets indépendants affectés par des variations statistiquement identiques. En appliquant le théorème de la limite centrale, l'effet des évanouissements peut être modélisé par un processus Gaussien complexe. Ainsi, dans l'équation (1.5) de la réponse impulsionnelle d'un canal multitrajets, l'amplitude $\beta_p(t)$ suit une loi de Rayleigh [16] dont la densité de probabilité est définie par :

$$p_{\beta_p}(\beta_p) = \frac{2\beta_p}{\sigma^2_{\beta_p}} \, \mathrm{e}^{-\beta_p^2/\sigma^2_{\beta_p}}, \tag{1.19}$$

avec

$$\mathrm{E}\{\beta_p\} = \sqrt{\frac{\pi\sigma^2_{\beta_p}}{4}}, \tag{1.20}$$

$$\mathrm{E}\left\{\beta_p^2\right\} = \sigma^2_{\beta_p}. \tag{1.21}$$

La phase $\theta(t)$ quant à elle, suit une loi uniforme sur $[0, 2\pi[$. Ces équations sous-entendent qu'il n'y a pas de trajet dominant. Dans le cas contraire, $\beta_p(t)$ suit une loi de Rice [16] caractérisée par le rapport entre la puissance du trajet dominant et la somme de la puissance des autres trajets.

1.1.6.2 Modèles de canaux pour la réception fixe

Lors de la normalisation du standard DVB-T conçu pour la réception fixe de TN, les modèles de canaux F1 et P1 [2] invariants dans le temps ont été définis. Le canal F1 correspond à un modèle de Rice (présence d'un trajet direct - LOS). A l'inverse, le canal P1 est un modèle de Rayleigh et ne possède donc pas de trajet direct.

TAB. 1.1 – Profil des amplitudes, retards et phases des trajets des canaux F1 et P1

p	β_p	τ_p [μs]	θ_p [rad]
1	0.057 662	1.003 019	4.855 121
2	0.176 809	5.422 091	3.419 109
3	0.407 163	0.518 650	5.864 470
4	0.303 585	2.751 772	2.215 894
5	0.258 782	0.602 895	3.758 058
6	0.061 831	1.016 585	5.430 202
7	0.150 340	0.143 556	3.985 093
8	0.051 534	0.153 832	1.093 586
9	0.185 074	3.324 866	5.775 198
10	0.400 967	1.935 570	0.154 459
11	0.295 723	0.429 948	5.928 383
12	0.350 825	3.228 872	3.053 023
13	0.262 909	0.848 831	0.628 578
14	0.225 894	0.073 883	2.128 544
15	0.170 996	0.203 952	1.099 463
16	0.149 723	0.194 207	3.462 951
17	0.240 140	0.924 450	3.664 773
18	0.116 587	1.381 320	2.833 799
19	0.221 155	0.640 512	3.334 290
20	0.259 730	1.368 671	0.393 889

La réponse impulsionnelle du canal F1 présente un trajet direct ($p = 0$) et 20 échos ($p \in [1, 20]$). Les valeurs d'amplitude, de retard et de phase de ces 20 échos sont données dans le tableau 1.1. Le trajet direct sert de référence et a donc un retard et un déphasage nuls. Son amplitude dépend de la valeur du facteur de Rice K représentant le rapport entre la puissance du trajet direct et la somme de puissance des échos :

$$K = \frac{\beta_0^2}{\sum_{p=1}^{P-1} \beta_p^2}. \tag{1.22}$$

Dans la norme DVB-T [2], les résultats de simulations sont donnés pour $K = 10$ dB. Ainsi l'amplitude du trajet direct est égale à :

$$\beta_0 = \sqrt{10 \sum_{p=1}^{P-1} \beta_p^2}. \tag{1.23}$$

TAB. 1.2 – Profil des retards et puissances moyennes des trajets du canal TU6

Puissance moyenne en dB	-3	0	-2	-6	-8	-10
Retard en μs	0.0	0.2	0.5	1.6	2.3	5.0

Nous conserverons cette valeur de K dans le reste du document. Le canal P1 quant à lui, ne possédant pas de trajet direct implique $\beta_0 = 0$.

Enfin, notons que pour que la puissance totale du signal soit la même à l'émission et à la réception, il est important de normaliser le canal en puissance. Ainsi, pour un signal émis $x(t)$, le signal reçu $r(t)$ s'écrit :

$$r(t) = \frac{1}{\sqrt{\sum_{p=0}^{P-1} \beta_p^2}} \beta_p \, \mathrm{e}^{j\theta_p} s(t - \tau_p) + w(t) . \tag{1.24}$$

1.1.6.3 Modèle de canal urbain pour la réception mobile

Lors de la conception du standard DVB-H pour la réception mobile de la TNT, il était nécessaire de développer un nouveau modèle de canal de propagation. Pour cela, le projet européen COST 207 [21] a développé en 1989 le modèle de canal TU6. Bien que ce modèle ait été largement utilisé depuis, des études [20] dans le projet européen CELTIC Wing-TV [22] ont proposé en 2006 d'autres modèles de canaux pour intégrer de nouvelles caractéristiques de spectre Doppler en réception mobile. Dans notre étude, nous avons tout de même décidé d'utiliser le canal TU6 dans nos simulations du fait que ces modèles de canal n'étaient pas standardisés et très peu utilisés dans la littérature.

Les retards et puissances moyennes des 6 trajets du canal TU6 sont donnés dans le tableau 1.2. L'hypothèse prise en compte pour ce canal, et discutée dans [20], est celui d'une réception des trajets avec des angles d'arrivée suivant une distribution uniforme sur $[0, 2\pi[$ sur un plan horizontal. Ainsi, le spectre fréquentiel Doppler modélisant l'étalement fréquentiel du signal en réception est le classique spectre de Jakes en forme de 'U' [19].

1.2 Les modulations multiporteuses

1.2.1 Principe

Nous avons vu dans le paragraphe précédent que le canal de propagation engendrait des trajets multiples provoquant la réception d'une multitude de répliques du signal transmis avec différents retards et amplitudes complexes. Ces échos ont pour conséquence l'étalement d'un symbole sur les symboles qui le suivent comme le montre la figure 1.3(a). Les techniques de modulation classiques sont très sensibles à ce phénomène appelé interférence entre symboles (ISI pour *intersymbol interference*). Une solution pour réduire l'ISI est d'augmenter la durée du temps symbole T_u de sorte qu'elle soit beaucoup plus grande que l'étalement maximal des retards $\tau_{\max}$ (figure 1.3(b)) . Cependant, augmenter le temps symbole réduit le débit de donnée. L'idée de la modulation multiporteuse (FDM pour *Frequency Division Multiplex*) proposée pour la première fois dans les années 1950 [23]

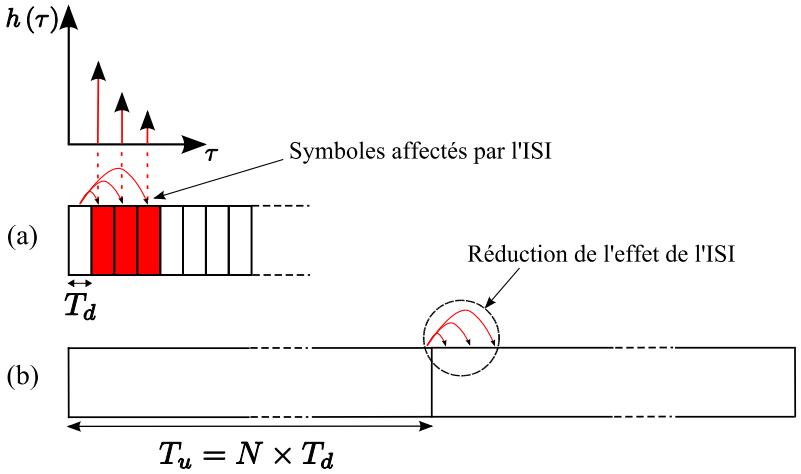


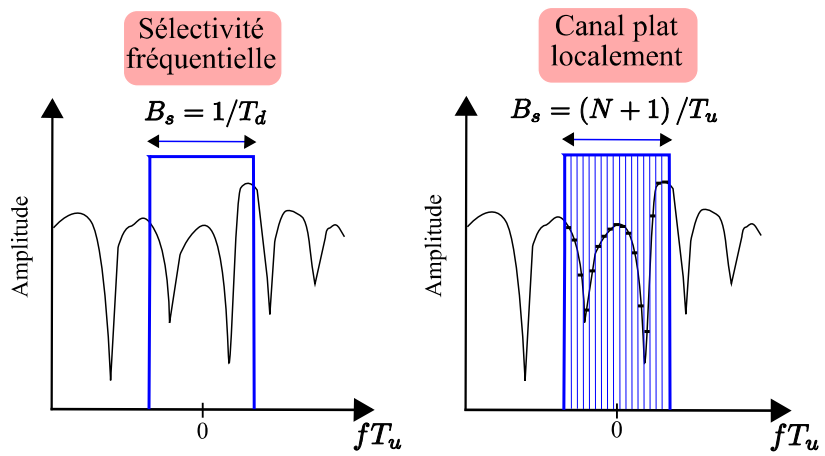
FIG. 1.3 – Effets d'un canal à trajets multiples sur des symboles reçus dans le cas d'un signal monoporteuse (a) et multi-porteuses (b)

est de transmettre simultanément plusieurs données en les multiplexant dans le domaine fréquentiel pour conserver le même débit. Ainsi, si nous considérons une transmission monoporteuse où les données sont envoyées successivement dans le temps (une donnée par temps symbole T_d) à un débit $1/T_d$, une modulation à N porteuses dont le temps symbole $T_u = N \times T_d$, possède le même débit de donnée $1/T_d$. La forme d'onde d'un signal à porteuses multiples présente donc des sous-canaux fréquentiels appelés sous-porteuses, modulés à bas débit, équivalant dans le domaine temporel à la superposition de sinusoïdes de fréquences différentes.

Un autre avantage majeur des modulations multiporteuses est leur simplicité dans leur technique d'égalisation de canal. D'après l'équation (1.6), le signal reçu $r(t)$ est égal à la convolution du signal émis $s(t)$ avec la réponse impulsionnelle du canal $h(\tau, t)$. La méthode classique pour égaliser les distorsions engendrées par le canal dans un signal monoporteuse est d'effectuer une déconvolution du signal reçu par la réponse impulsionnelle du canal dans le domaine temporel. Cependant, ces approches induisent des traitements dont la complexité croît rapidement, en particulier avec l'augmentation de l'étalement de la réponse impulsionnelle du canal et de la vitesse du récepteur. En revanche, dans le cas d'une modulation multiporteuse, si la bande passante du signal B_s a été subdivisée en un assez grand nombre N de sous-porteuses, la largeur Δf de chacune d'entre elles devient suffisamment étroite pour pouvoir considérer la réponse fréquentielle du canal $H(f, t)$ comme localement plate, c'est-à-dire $\Delta f << B_{\text{coh}}$ (figure 1.4). Dans ce cas, le canal devient non-sélectif en fréquence vis-à-vis des sous-canaux et l'opération d'égalisation de canal consiste en une simple multiplication de la donnée reçue sur chaque sous-porteuse par un cœfficient d'égalisation.

1.2.2 Le concept d'orthogonalité

Les modulations multiporteuses sont de bonnes solutions pour réduire l'ISI. Cependant, un nouveau terme d'interférence, l'interférence entre sous-porteuses (ICI pour *intercarrier*



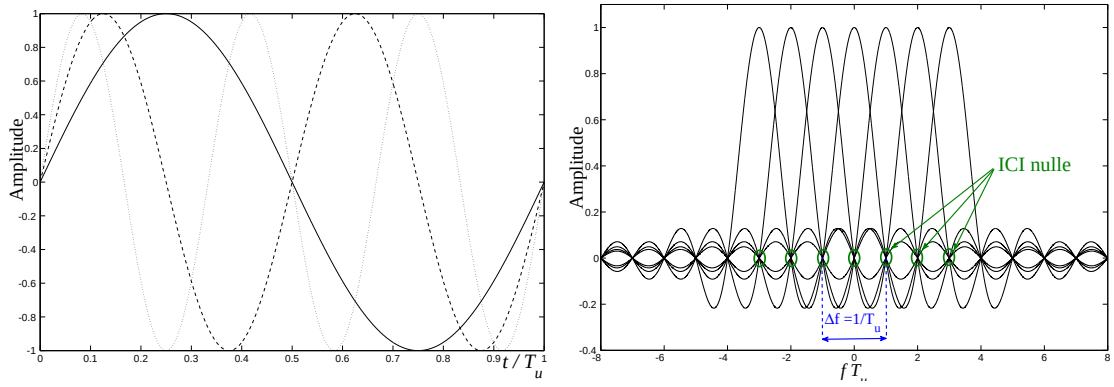
(a) signal monoporteuse (b) signal multiporteuses

FIG. 1.4 – Occupation spectrale d'un signal monoporteuse et d'un signal multiporteuses

interference), peut apparaître. Celle-ci résulte de la difficulté à séparer parfaitement les informations transmises simultanément sur les différentes sous-porteuses. Une solution serait d'augmenter l'espace fréquentiel entre les sous-porteuses pour réduire l'ICI. Cependant, ceci réduit sévèrement l'efficacité spectrale (rapport de la quantité de données binaires envoyée sur la bande de fréquence du signal) du système. Le maintien de cette efficacité spectrale sans engendrer d'ICI peut être obtenu en formant un multiplex fréquentiel de telle sorte que les spectres des sous-porteuses se recouvrent tout en formant une base de fonctions orthogonales. C'est ainsi que sont apparus les premiers systèmes OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplex*) [24] dans les années 1960.

L'orthogonalité des fonctions de base est directement liée à la fonction de *mise en forme* utilisée comme support temporel des symboles de modulation [24]. Parmi les nombreuses possibilités proposées dans la littérature [25], la fonction porte s'avère être la plus fréquemment employée pour sa simplicité de mise en œuvre. Elle correspond dans le domaine temporel à un fenêtrage rectangulaire des symboles OFDM de durée T_u. Dans le domaine fréquentiel, elle correspond à un sinus cardinal dont la largeur du lobe principal est égale à l'inverse de la durée de la fenêtre temporelle, c'est-à-dire $1/T_u$. On montre alors que l'espacement minimal entre deux sous-porteuses adjacentes qui permet de conserver l'orthogonalité entre celles-ci est $\Delta f = 1/T_u$. Par la suite, la fonction porte sera utilisée comme fonction de mise en forme.

Nous remarquons sur la figure 1.5(b) qu'un signal OFDM occupe une bande fréquentielle infinie à cause des lobes secondaires de ses sinus cardinaux. Il est donc souvent nécessaire de limiter la contribution hors bande de ces lobes secondaires par filtrage. Selon la sévérité du filtre, une telle opération introduit une distorsion plus ou moins importante des sous-porteuses localisées en bordure de spectre, distorsion visible dans le domaine temporel par l'apparition d'ISI. Même si ces perturbations restent mineures comparées à celles engendrées par le canal de propagation, une solution permettant de limiter leur influence consiste à ne rien émettre sur quelques sous-porteuses de chaque côté du spectre. L'extinc-



(a) Domaine temporel (b) Domaine fréquentiel

FIG. 1.5 – Exemple d'un signal OFDM

tion de ces sous-porteuses, appelées *sous-porteuses de garde*, permet d'obtenir exactement le spectre désiré au prix d'une légère perte d'efficacité spectrale.

1.2.3 Le signal OFDM

Comme nous venons de le voir, un signal OFDM se compose de N sous-porteuses de fréquences $f_n = f_0 + n\Delta f$, avec $n \in [0, \ldots, N-1]$ et f_0 la fréquence origine, utilisées pour la transmission de N symboles. Ces symboles, notés $X[n]$, sont des éléments complexes prenant leurs valeurs dans un alphabet fini correspondant à une modulation donnée comme par exemple une modulation de phase. L'expression du signal OFDM généré durant l'intervalle $[0, T_u[$ est donnée par :

$$x(t) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} R\left\{ X[n]\, \Pi(t)\, \mathrm{e}^{2j\pi\left(f_0 + \frac{n}{T_u}\right)t} \right\}, \tag{1.25}$$

où $\Pi(t)$ est la fonction porte. Le facteur $1/\sqrt{N}$ permet de normaliser l'énergie du signal qui n'est dans ce cas pas modifiée par l'opération de modulation OFDM. En posant f_c la fréquence centrale du signal telle que $f_c = f_0 + N/2T_u$, on obtient :

$$x(t) = R\left\{ \Pi(t)\, \mathrm{e}^{2j\pi f_c t} \sum_{n=0}^{N-1} \frac{X[n]}{\sqrt{N}} \mathrm{e}^{2j\pi\left(n - \frac{N}{2}\right)\frac{t}{T_u}} \right\}, \tag{1.26}$$

que l'on peut encore écrire :

$$x(t) = R\left\{ \Pi(t)\, \tilde{x}(t)\, \mathrm{e}^{2j\pi f_c t} \right\}, \tag{1.27}$$

où $\tilde{x}(t)$ est l'envoloppe complexe du signal $x(t)$ avant fenêtrage par la fonction porte. Son spectre étant limité à l'intervalle $[-N/2T_u, N/2T_u]$, le signal $\tilde{x}(t)$ peut être échantillonné à une fréquence N/T_u sans qu'il n'y ait de repliement de spectre. L'expression des

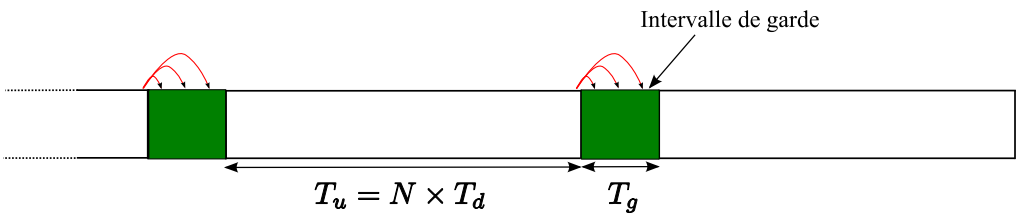


FIG. 1.6 – Illustration de l'effet de l'intervalle de garde précédent chaque symbole OFDM

échantillons obtenus après échantillonnage ont pour expression :

$$\begin{aligned}\tilde{x}\left(kT_u/N\right) &= \sum_{n=0}^{N-1} \frac{X\left[n\right]}{\sqrt{N}}\, \mathrm{e}^{2j\pi\left(n-\frac{N}{2}\right)\frac{k}{N}} \\ &= (-1)^k \sum_{n=0}^{N-1} \frac{X\left[n\right]}{\sqrt{N}}\, \mathrm{e}^{2j\pi\frac{nk}{N}}. \end{aligned} \tag{1.28}$$

Ce résultat met en évidence le fait que le signal peut être facilement généré en utilisant une transformée de Fourier discrète inverse (DFT pour *Discrete Fourier Transform*). A la réception, une transformation de Fourier discrète directe des échantillons reçus est réalisée de la même manière pour retrouver les symboles émis. Notons que les algorithmes de transformée de Fourier rapide directe et inverse (FFT et IFFT pour *Fast Fourier Transform* et *Inverse* FFT) disponibles aujourd'hui, permettent une mise en œuvre efficace des DFT. La multiplication par $(-1)^k$ effectue un recentrage du spectre autour de la fréquence nulle afin d'obtenir la représentation en bande de base du signal émis. En sortie de la IFFT, c'est donc le signal analytique OFDM en première fréquence intermédiaire qui est récupéré, c'est-à-dire le signal analytique calculé pour $f_c = 0$. Il peut être exprimé sous forme matricielle par :

$$\mathbf{x} = \mathbf{F}_{\text{fft}}^{-1}\, \mathbf{X}, \tag{1.29}$$

où $\mathbf{x} = \left[x\left[0\right]\ x\left[1\right] \ldots x\left[k\right] \ldots x\left[N-1\right]\right]^T$ est le vecteur d'échantillons temporels du symbole OFDM, $\mathbf{X} = \left[X\left[0\right]\ X\left[1\right] \ldots X\left[n\right] \ldots X\left[N-1\right]\right]^T$ est le vecteur des symboles de modulations émis sur chaque sous-porteuse, et $\mathbf{F}_{\text{fft}}$ est la matrice de Fourier de taille $[N \times N]$ définie par :

$$\mathbf{F}_{\text{fft}} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & \ldots & 1 \\ 1 & \mathrm{e}^{-\frac{2j\pi}{N}} & \ldots & \mathrm{e}^{-\frac{2j\pi(N-1)}{N}} \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ 1 & \mathrm{e}^{-\frac{2j\pi(N-1)}{N}} & \ldots & \mathrm{e}^{-\frac{2j\pi(N-1)^2}{N}} \end{bmatrix}. \tag{1.30}$$

Notons que la matrice de Fourier est unitaire, ce qui implique $\mathbf{F}_{\text{fft}}^{-1} = \mathbf{F}_{\text{fft}}^{\text{H}}$.

1.2.4 Insertion d'un intervalle de garde

Nous avons vu que pour un signal OFDM, une façon simple de réduire au maximum l'ISI est d'augmenter le nombre de sous-porteuses N, équivalant dans le domaine temporel à

augmenter la durée du temps symbole OFDM $T_u = N \times T_d$. Cependant, cette méthode est limitée par le temps de cohérence du canal T_{coh}. En effet, il est important que $T_u < T_{\text{coh}}$ afin que le canal ne varie pas durant un symbole OFDM. De plus, même si la durée d'un temps symbole OFDM T_u est bien plus grande que l'étalement maximal des retards $\tau_{\max}$ de la réponse impulsionnelle du canal, une ISI résiduelle provenant du symbole OFDM précédent reste présente. Une solution pour éliminer totalement cette ISI résiduelle est de sacrifier délibérément une partie de l'énergie émise en insérant entre chaque symbole OFDM un intervalle de garde comme le montre la figure 1.6.

Pour pouvoir absorber toute l'ISI, la durée de l'intervalle de garde T_g doit être supérieure à l'étalement maximal des retards $\tau_{\max}$. Ainsi, la partie utile du symbole OFDM de durée T_u ne sera pas affectée d'ISI. Notons que puisqu'aucune information utile n'est transmise durant l'intervalle de garde, l'efficacité spectrale du système diminue d'un facteur égale à : $(T_u + T_g)/T_u$.

Il existe plusieurs méthodes de construction de l'intervalle de garde. La plus classique et la plus répandue est celle du préfixe cyclique (CP pour *Cyclic Prefix*), consistant à recopier les derniers échantillons de la partie utile du symbole OFDM dans l'intervalle de garde. D'autres techniques plus récentes telles que le *zero-padding* (ZP) [26] ou le *pseudo random prefixe* (PRP) [27] offrent certains avantages supplémentaires mais au prix d'une plus grande complexité algorithmique en réception.

Après insertion de l'intervalle de garde, la fonction porte est appliquée sur chaque symbole OFDM de durée $T_{\text{ofdm}} = T_u + T_g$ et non plus T_u. Dans le cas d'un intervalle de garde en préfixe cyclique (CP), ceci a pour conséquence d'augmenter (dans le domaine fréquentiel) la largeur du lobe principal des sinus cardinaux, engendrant une perte d'orthogonalité entre les sous-porteuses. Cette orthogonalité peut être restaurée en réception sous réserve que durant la fenêtre rectangulaire de durée T_u sur laquelle est appliquée la FFT, le nombre de périodes de chacun des signaux sinusoïdaux composant le signal OFDM soit entier.

Préfixe cyclique

Pour mettre en évidence l'intérêt du préfixe cyclique, il est intéressant d'exprimer le signal reçu sous forme matricielle. Soit ν le nombre d'échantillons correspondant à l'étalement maximal des retards et Δ le nombre d'échantillons utilisé pour l'intervalle de garde. Le signal temporel transmis incluant le préfixe cyclique peut s'écrire $\mathbf{x}_q^{\text{cp}} = [x_q[N-\Delta] \ldots x_q[N-1]\, x_q[0] \ldots x_q[N-1]]^T$ avec q l'indice du symbole OFDM. Après convolution avec le vecteur $\mathbf{h}_q = [h_q[0] \ldots h_q[\nu-1] \;\; 0 \ldots 0]]^T$ de taille N représentant la réponse impulsionnelle du canal et en négligeant le bruit, le signal reçu s'écrit :

$$\mathbf{r}_q^{\text{cp}} = \begin{bmatrix} r_q^{\text{cp}}[0] \\ r_q^{\text{cp}}[1] \\ \vdots \\ \vdots \\ \vdots \\ r_q^{\text{cp}}[N+\Delta-1] \end{bmatrix}_{(N+\Delta)\times 1} = \underline{\mathbf{h}}_q^{\text{IES}} \begin{bmatrix} x_{q-1}^{\text{cp}}[N-\Delta] \\ \vdots \\ x_{q-1}^{\text{cp}}[N-1] \\ x_{q-1}^{\text{cp}}[0] \\ \vdots \\ \vdots \\ x_{q-1}^{\text{cp}}[N-1] \end{bmatrix}_{(N+\Delta)\times 1} + \underline{\mathbf{h}}_q \begin{bmatrix} x_q^{\text{cp}}[N-\Delta] \\ \vdots \\ x_q^{\text{cp}}[N-1] \\ x_q^{\text{cp}}[0] \\ \vdots \\ \vdots \\ x_q^{\text{cp}}[N-1] \end{bmatrix}_{(N+\Delta)\times 1} \tag{1.31}$$

avec

$$\underline{\mathbf{h}}_q^{\mathrm{IES}} = \begin{bmatrix} 0 & \dots & 0 & h_{q-1}[\nu-1] & \dots & h_{q-1}[1] \\ \vdots & \ddots & & \ddots & \ddots & \vdots \\ \vdots & & \ddots & & \ddots & h_{q-1}[\nu-1] \\ \vdots & & & \ddots & & 0 \\ \vdots & & & & \ddots & \vdots \\ 0 & \dots & \dots & \dots & \dots & 0 \end{bmatrix}_{(N+\Delta)\times(N+\Delta)} \tag{1.32}$$

la matrice représentant l'interférence provenant du symbole OFDM précédent $(q-1)$ sur le symbole OFDM q et

$$\underline{\mathbf{h}}_q = \begin{bmatrix} h_q[0] & 0 & \dots & \dots & \dots & 0 \\ \vdots & \ddots & \ddots & & & \vdots \\ h_q[\nu-1] & \ddots & \ddots & \ddots & & \vdots \\ 0 & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & 0 \\ 0 & \cdots & 0 & h_q[\nu-1] & \cdots & h_q[0] \end{bmatrix}_{(N+\Delta)\times(N+\Delta)} \tag{1.33}$$

la matrice représentant l'interférence intra symbole. Après suppression des Δ premiers échantillons représentant l'intervalle de garde, l'IES est totalement éliminée et le signal obtenu peut s'écrire :

$$\begin{bmatrix} r_q^{\mathrm{cp}}[\Delta] \\ \vdots \\ \vdots \\ \vdots \\ r_q^{\mathrm{cp}}[N+\Delta-1] \end{bmatrix}_{N\times 1} = \begin{bmatrix} 0 & \cdots & 0 & h_q[\nu-1] & \cdots & h_q[0] & 0 & \cdots & 0 \\ \vdots & & & & \ddots & & \ddots & & \vdots \\ \vdots & & & & & \ddots & & \ddots & \vdots \\ 0 & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & h_q[\nu-1] & \cdots & h_q[0] \end{bmatrix}_{N\times(N+\Delta)}$$

$$\times \begin{bmatrix} x_q[N-\Delta] \\ \vdots \\ x_q[N-1] \\ x_q[0] \\ \vdots \\ \vdots \\ x_q[N-1] \end{bmatrix}_{(N+\Delta)\times 1} \tag{1.34}$$

Après quelques manipulations, l'équation (1.34) peut se réécrire :

$$\mathbf{r}_q = \begin{bmatrix} r_q[0] \\ \vdots \\ \vdots \\ \vdots \\ \vdots \\ r_q[N-1] \end{bmatrix}_{N\times 1} = \begin{bmatrix} h_q[0] & 0 & \cdots & 0 & h_q[\nu-1] & \cdots & h_q[1] \\ \vdots & \ddots & \ddots & & \ddots & \ddots & \vdots \\ \vdots & & \ddots & \ddots & & \ddots & h_q[\nu-1] \\ h_q[\nu-1] & & & \ddots & \ddots & \ddots & 0 \\ 0 & \ddots & & & \ddots & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & & & \ddots & 0 \\ 0 & \cdots & 0 & h_q[\nu-1] & \cdots & \cdots & h_q[0] \end{bmatrix}_{N\times N}$$

$$\times \mathbf{F}_{\text{fft}}^{\text{H}} \times \begin{bmatrix} x_q[0] \\ \vdots \\ \vdots \\ \vdots \\ \vdots \\ x_q[N-1] \end{bmatrix}_{N\times 1} \tag{1.35}$$

L'équation (1.35) montre que l'utilisation du préfixe cyclique a permis de transformer la matrice de convolution linéaire du canal en une matrice circulante. Cette matrice circulante est alors diagonalisable dans la base de Fourier [28]. Ainsi, en appliquant une FFT au signal temporel obtenu $\mathbf{r}_q$, nous obtenons dans le domaine fréquentiel :

$$\mathbf{R}_q = \mathbf{F}_{\text{fft}} \times \mathbf{r}_q = \begin{bmatrix} H_q[0] & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & H_q[1] & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & 0 \\ 0 & \cdots & 0 & H_q[N-1] \end{bmatrix}_{N\times N} \times \begin{bmatrix} X_q[0] \\ \vdots \\ \vdots \\ X_q[N-1] \end{bmatrix}_{N\times 1} \tag{1.36}$$

L'équation (1.36) démontre que les symboles $X_q[n]$ émis sur chaque sous-porteuse n ne sont affectés que par un seul cœfficient de canal fréquentiel $H_q[n]$. Pour compenser cette distorsion provoquée par le canal, une simple multiplication par un cœfficient d'égalisation $G_q[n]$ est suffisante.

1.2.5 Egalisation d'un signal OFDM

A l'origine, les premières techniques d'égalisation ont été développées pour les modulations monoporteuses selon différents critères. Le critère plus simple, le *zero forcing* (ZF), consiste à inverser la réponse du canal, c'est-à-dire à effectuer l'exacte opération inverse de celle résultante des effets des trajets multiples du canal de propagation sur le signal émis. Plus précisément, pour un signal monoporteuse, un égaliseur ZF effectue une déconvolution du signal reçu par la réponse impulsionnelle du canal. Cependant, cette technique présente l'inconvénient de fortement amplifier le bruit dans le cas d'évanouissements profonds. Pour éviter cet inconvénient, une égalisation MMSE (*Minimum Mean Square Error*) peut être préférée. Son principe est de minimiser l'erreur quadratique moyenne des symboles estimés

en prenant en compte le rapport signal à bruit (SNR pour *Signal to Noise Ratio*) du signal reçu. Cette technique d'égalisation est plus performante que celle du ZF mais implique néanmoins une complexité supplémentaire du fait qu'elle requiert l'estimation du SNR en réception.

Durant les études menées sur les systèmes OFDM, des égaliseurs basés sur les mêmes principes que ceux des systèmes monoporteuses ont été proposés. Leur principale différence est que la fonction d'égalisation n'a pas lieu dans le domaine temporel mais dans le domaine fréquentiel. Nous verrons dans la suite que ceci a pour conséquence de modifier certaines conclusions effectuées sur les égaliseurs à partir des études menées sur les modulations monoporteuses.

Nous proposons dans cette section d'exprimer les symboles de données estimés d'un signal OFDM, après une égalisation ZF ou MMSE, dans le cas d'une connaissance parfaite du canal en réception. Tout d'abord, développons l'expression des symboles de données reçus. D'après l'équation (1.36), en prenant en compte le terme de bruit $W_q[n]$, un symbole complexe $Z_q[n]$ reçu sur une sous-porteuse n durant le q-ième symbole OFDM s'exprime par :

$$Z_q[n] = H_q[n] X_q[n] + W_q[n]. \tag{1.37}$$

Pour estimer le symbole de donnée émis $X_q[n]$, il faut compenser les distorsions de canal avec un cœfficient d'égalisation $G_q[n]$. En fonction du type d'égaliseur utilisé, ce cœfficient prendra des valeurs différentes. Dans ce chapitre, nous supposerons une connaissance parfaite du canal de propagation en réception pour le calcul des cœfficients d'égalisation.

Critère du "*zero forcing*" (ZF)

Le principe de la technique ZF est d'annuler totalement la distorsion apportée par le canal. Pour cela, les cœfficients d'égalisation doivent être égaux à l'inverse des cœfficients de canal fréquentiels.

$$G_q[n] = \frac{1}{H_q[n]} \tag{1.38}$$

En égalisant le symbole reçu $Z_q[n]$ (équation (1.37)) par le cœfficient $G_q[n]$, nous obtenons le symbole de donnée estimé après égalisation ZF :

$$\hat{X}_q[n] = X_q[n] + \frac{W_q[n]}{H_q[n]}. \tag{1.39}$$

Le symbole estimé $\hat{X}_q[n]$ est égal au symbole émis $X_q[n]$ plus un terme de bruit inversement proportionnel au cœfficient de canal fréquentiel $H_q[n]$. Remarquons que si la sous-porteuse considérée est localisée dans un évanouissement de canal profond, c'est-à-dire si $|H_q[n]|$ est très faible, alors le terme de bruit sera fortement amplifié et les performances du système seront dégradées. Afin d'éviter une amplification de bruit excessive, une limitation du coefficient d'égalisation peut être appliquée. En d'autres termes, si la valeur $|H_q[n]|$ est au-dessus d'une certaine valeur α, alors l'égalisation ZF est normalement appliquée suivant l'équation (1.38). Dans le cas contraire, si $|H_q[n]| < \alpha$, le cœfficient d'égalisation prend la valeur maximale suivante : $G_q[n] = 1/\alpha$.

Critère du "*minimum mean square error*" (MMSE)

Résultant de l'application du filtrage de Wiener [29], le critère MMSE réalise un compromis entre la compensation des distorsions engendrées par le canal et l'amplification du bruit mentionnée précédemment. Ainsi, les cœfficients d'égalisation MMSE sont calculés afin de minimiser la valeur de l'erreur quadratique moyenne des symboles estimés par rapport aux symboles émis. Ils dépendent non seulement de la réponse fréquentielle du canal $H_q[n]$ mais aussi du rapport signal à bruit (SNR) $\Lambda_q[n]$ sur la sous-porteuse considérée. Ils s'expriment :

$$G_q[n] = \frac{H_q^*[n]}{|H_q[n]|^2 + \frac{1}{\Lambda_q[n]}}, \tag{1.40}$$

avec

$$\Lambda_q[n] = \frac{\mathrm{E}\left\{|H_q[n]\, X_q[n]|^2\right\}}{\mathrm{E}\left\{|W_q[n]|^2\right\}}. \tag{1.41}$$

Dans le cas d'un bruit blanc sur toute la bande passante du signal, la variance du bruit est la même sur l'ensemble des sous-porteuses et donc $\mathrm{E}\left\{|W_q[n]|^2\right\} = \sigma_w^2$. De plus, les cœfficients de canal étant indépendants des symboles transmis, ceci implique : $\mathrm{E}\left\{|H_q[n]\, X_q[n]|^2\right\} = \mathrm{E}\left\{|H_q[n]|^2\right\} \mathrm{E}\left\{|X_q[n]|^2\right\}$. Enfin, en supposant que les symboles transmis sont normalisés en puissance, c'est-à-dire $\mathrm{E}\left\{|X_q[n]|^2\right\} = 1$, l'expression du SNR peut être simplifiée ainsi :

$$\Lambda_q[n] = \frac{|H_q[n]|^2}{\sigma_w^2}. \tag{1.42}$$

Pour de fortes valeurs de $|H_q[n]|^2$, le terme $1/\Lambda_q[n]$ devient négligeable et le cœfficient d'égalisation MMSE (équation (1.40)) tend à devenir égal à celui du ZF (équation (1.38)). Inversement, pour de faibles valeurs de $|H_q[n]|^2$ correspondant à des évanouissements de canal profonds, le terme $1/\Lambda_q[n]$ n'est plus négligeable ce qui a pour conséquence de ne pas compenser totalement la réponse fréquentielle du canal mais également d'éviter une amplification trop importante du bruit.

Cette technique d'égalisation présente l'inconvénient majeur de l'estimation permanente du SNR par sous-porteuse. Pour simplifier cela, nous pouvons considérer le canal normalisé en puissance ($\mathrm{E}\left\{|H_q[n]|^2\right\} = 1$) et utiliser la valeur moyenne des SNR $\bar{\Lambda}_q[n]$ de l'ensemble des sous-porteuses, ce qui offre l'avantage de n'avoir à estimer en réception qu'un seul SNR. Il est aussi possible de remplacer la valeur du SNR $\Lambda_q[n]$ par une constante Λ optimisée afin de minimiser le taux d'erreurs binaires.

Après égalisation MMSE du symbole reçu $Z_q[n]$ (équation (1.37)) par le cœfficient $G_q[n]$ (équation (1.40)), le symbole de donné estimé s'exprime par :

$$X_q'[n] = \frac{|H_q[n]|^2}{|H_q[n]|^2 + \frac{1}{\Lambda_q[n]}} X_q[n] + \frac{H_q^*[n]}{|H_q[n]|^2 + \frac{1}{\Lambda_q[n]}} W_q[n]. \tag{1.43}$$

Dans le cas de symboles de données modulés suivant une constellation QAM (*Quadrature Amplitude Modulation*), l'information est portée par la phase du symbole mais aussi par

son amplitude. Afin de détecter correctement les données en réception, il faut connaître les seuils d'amplitude utilisés par les constellations et normaliser les symboles qui arrivent au niveau du démodulateur après avoir subi des distorsions d'amplitude. Certaines techniques d'égalisation modifient l'amplitude des symboles. C'est le cas de la technique MMSE mais pas de la technique ZF. Effectivement, dans l'équation (1.43), le symbole estimé $X'_q[n]$ n'est pas correctement normalisé en amplitude à cause du cœfficient présent devant $S_q[n]$. Il faut donc appliquer un cœfficient de normalisation ρ_{MMSE} juste avant l'opération de démodulation ou *demapping*.

$$\rho_{\text{MMSE}} = \frac{|H_q[n]|^2 + \frac{1}{\Lambda_q[n]}}{|H_q[n]|^2} \tag{1.44}$$

En normalisant $X'_q[n]$ avec ρ_{MMSE}, nous obtenons finalement le symbole de donnée estimé :

$$\hat{X}_q[n] = X_q[n] + \frac{W_q[n]}{H_q[n]}. \tag{1.45}$$

Contrairement à une modulation monoporteuse, les symboles de données de modulation QAM estimés avec un égaliseur MMSE (équation (1.45)) possèdent finalement exactement la même expression que ceux obtenus avec un égaliseur ZF (équation (1.39)). Ceci démontre le fait qu'un égaliseur ZF est strictement équivalent à un égaliseur MMSE pour un signal OFDM classique transmettant des symboles de données QAM sur ses sous-porteuses.

1.3 La modulation OFDM précodée

1.3.1 Intérêts du précodage linéaire

Les techniques de précodage linéaire combinées à l'OFDM conduisent à une modulation LP-ODFM (pour *Linear Precoded*-OFDM) [30]. Elles sont inspirées des techniques à étalement de spectre. Ce dernier doit son apparition aux travaux de Wiener et Shannon qui, dans les années 1940, ont grandement contribué au développement de la théorie de l'information. Tout d'abord destinées aux communications numériques sécurisées telles que les télécommunications militaires [31], les techniques d'étalement de spectre sont peu à peu devenues d'un grand intérêt pour les applications grand public. Récemment, elles ont été retenues dans différents standards tels que IS-95, UMTS et IEEE 802.11.

L'utilisation conjointe de l'OFDM et de l'étalement de spectre peut donner lieu à un grand nombre de variantes, regroupées sous l'appellation MC-SS (pour *Multicarrier Spread Spectrum*) [32] qui ont fait l'objet d'un grand nombre d'études ces dix dernières années. Tout d'abord, la modulation MC-SS offre la possibilité d'exploiter une nouvelle dimension, celle des codes. Ceci permet dans un système de communication multi-utilisateurs d'effectuer un accès multiple du canal suivant la dimension des codes (CDMA pour *Code Division Multiple Access*). Comparé à l'OFDM où seul un multiplexage fréquentiel (FDMA *Frequency Division Multiple Access*) et temporel (TDMA *Time Division Multiple Access*) des utilisateurs est possible, un système MC-CDMA (*Multicarrier*-CDMA) permet à tous les utilisateurs de profiter de toute la diversité fréquentielle liée à la bande totale et de toute la diversité temporelle. De plus, contrairement à un système OFDM classique où chaque symbole de données est transmis sur une seule sous-porteuse, la fonction d'étalement permet de répartir chaque symbole sur une ou deux dimensions suivant l'axe fréquentiel (sur

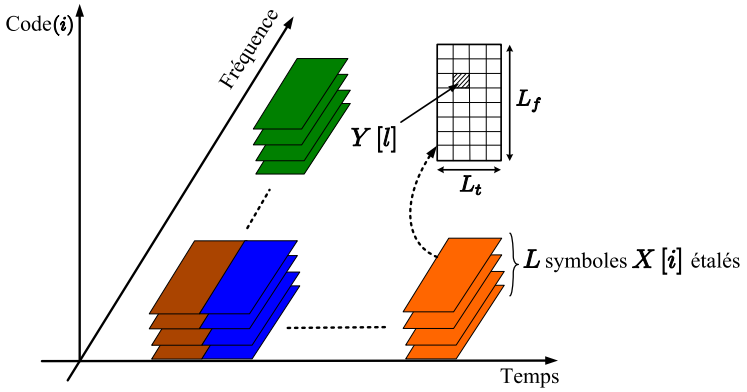


FIG. 1.7 – Représentation d'un signal LP-OFDM suivant les dimensions temps/fréquence/code

plusieurs sous-porteuses) et/ou temporel (sur plusieurs symboles OFDM). Ainsi, chaque symbole peut profiter d'une diversité fréquentielle et temporelle le rendant plus robuste aux évanouissements profonds du canal, aux bruits et interférences à bande étroite. Néanmoins, ces avantages peuvent s'accompagner d'une nouvelle interférence appelée interférence d'accès multiple (MAI pour *Multiple Access Interference*) dans le cas d'un système multi-utilisateurs ou interférence entre codes (MCI *Multiple Code Interference*) dans le cas d'un système mono-utilisateur. Notons que pour limiter la MAI ou la MCI, il est intéressant d'utiliser des codes orthogonaux tels que les codes de Walsh-Hadamard (WH). D'autres familles de codes non orthogonaux offrant d'autres avantages existent [30]. Dans notre étude, nous utiliserons exclusivement les codes de WH.

La dénomination LP-OFDM correspond au cas particulier d'une modulation MC-SS où tous les codes répartis sur un jeu donné de sous-porteuses sont exploités par un seul et même utilisateur. Notre étude s'appliquant exclusivement aux systèmes de diffusion, équivalant à des communications mono-utilisateurs, nous ne discuterons pas des différentes variantes d'accès multiples existantes avec un système MC-SS. Pour plus de détails sur ce sujet, le lecteur pourra se reporter aux références [33] [34] [35].

On note L_f et L_t le nombre de sous-porteuses adjacentes et le nombre de symboles OFDM consécutifs respectivement, sur lesquels sont étalés les symboles de données, où $L = (L_t \times L_f)$ est la longueur du code d'étalement. Les ordres de diversité fréquentielle D_f et temporelle D_t apportés par la fonction de précodage sont définis par :

$$D_f = \frac{L_f \times \Delta f}{B_{\text{coh}}} \tag{1.46}$$

$$D_t = \frac{L_t \times T_{\text{ofdm}}}{T_{\text{coh}}} \tag{1.47}$$

avec Δf et T_{ofdm} l'espacement inter-porteuses et la durée d'un symbole OFDM respectivement.

1.3.2 Principes

La fonction de précodage permet d'étaler chaque symbole de donnée $X[i]$ en L chips à l'aide d'un code ou d'une séquence d'étalement $\mathbf{c}_i$ parmi les L disponibles. Les L chips obtenus sont ensuite positionnés sur L différentes sous-porteuses grâce à une fonction de "*chip mapping*". La même opération est simultanément effectuée avec $(L-1)$ autres symboles de données en utilisant les $(L-1)$ autres codes disponibles. Finalement, L symboles de données sont superposés les uns aux autres et étalés sur L sous-porteuses différentes comme le montre la figure 1.7. Ceci équivaut à la multiplication d'un vecteur symbole $\mathbf{X} = [X[0] \dots X[i] \dots X[L-1]]^T$ par une matrice de précodage $\mathbf{C} = [\mathbf{c}_0 \dots \mathbf{c}_i \dots \mathbf{c}_{L-1}]$. Le vecteur $\mathbf{Y}$ de L chips résultant de cette opération s'écrit donc :

$$\mathbf{Y} = \mathbf{C}\,\mathbf{X}. \tag{1.48}$$

De cette équation, nous pouvons aussi exprimer le symbole émis $Y[l]$ sur la l-ième sous-porteuse de l'ensemble des L sous-porteuses sur lesquelles sont étalés les symboles $X[i]$ par :

$$Y[l] = \sum_{i=0}^{L-1} c_i[l]\ X[i]\,. \tag{1.49}$$

Notons que pour que l'opération de précodage ne modifie pas la puissance du signal, il faut que les chips des séquences d'étalement soient normalisés en puissance, c'est-à-dire $|c_i[l]|^2 = 1/L$.

De la même manière que pour un signal OFDM classique, chaque symbole reçu $Z[l]$ est affecté d'un cœfficient de canal fréquentiel $H[l]$ et d'un terme de bruit $W[l]$.

$$\begin{aligned} Z[l] &= H[l]\ Y[l] + W[l] \\ &= H[l] \sum_{i=0}^{L-1} c_i[l]\ X[i] + W[l] \end{aligned} \tag{1.50}$$

En réception, si les opérations de "*chip demapping*" et de désétalement sont effectuées directement après la démodulation OFDM, un symbole de donnée obtenu $X'[i]$ s'écrit :

$$\begin{aligned} X'[i] &= \sum_{l=0}^{L-1} c_i^*[l]\, Z[l] \\ &= \sum_{l=0}^{L-1} c_i^*[l] \left(H[l] \sum_{j=0}^{L-1} c_j[l]\, X[j] + W[l] \right) \\ &= X[i]\, \frac{1}{L} \sum_{l=0}^{L-1} H[l] + \underbrace{\sum_{\substack{j \neq i \\ j=0}}^{L-1} X[j] \sum_{l=0}^{L-1} c_i^*[l]\, c_j[l]\, H[l]}_{\textit{Multiple Code Interference}\ (\mathrm{MCI})} + \sum_{l=0}^{L-1} c_i^*[l]\, W[l]\,. \end{aligned} \tag{1.51}$$

Le premier terme correspond au symbole utile $X[i]$ multiplié par le cœfficient de canal moyen de l'ensemble des sous-porteuses considérées. Le second terme représente la MCI causée par les $(L-1)$ autres symboles de donnée superposés au symbole utile. Cette

interférence est due à la perte d'orthogonalité entre codes causée par la variation de la réponse fréquentielle du canal sur la surface considérée. En effet, si le canal est totalement plat sur l'ensemble des L sous-porteuses, alors $H[l] = \bar{H}$ n'est plus dépendant de l'indice sous-porteuse l. Nous aboutissons alors à la relation suivante :

$$\sum_{\substack{j\neq i\\ j=0}}^{L-1} X[j] \sum_{l=0}^{L-1} c_i^*[l]\, c_j[l]\, H[l] = \bar{H} \sum_{\substack{j\neq i\\ j=0}}^{L-1} X[j] \sum_{l=0}^{L-1} c_i^*[l]\, c_j[l] = 0 \tag{1.52}$$

et la MCI devient nulle. Pour ne pas avoir de terme de MCI dans le symbole estimé, il faut donc annuler les distorsions de canal par sous-porteuse avant la fonction de désétalement.

1.3.3 Egalisation d'un signal LP-OFDM

Les techniques d'égalisation d'un signal LP-OFDM en réception sont semblables à celles de l'OFDM précédemment décrites. Cependant, nous verrons que les symboles de données estimés après égalisation sont différents de ceux obtenus avec un signal OFDM.

La combinaison à restauration d'orthogonalité ou ZF

Similairement à un système OFDM, l'égalisation ZF d'un signal LP-OFDM consiste à totalement compenser les distorsions du canal, permettant par la même occasion une restauration de l'orthogonalité entre codes. Le cœfficient d'égalisation de la sous-porteuse l est donné par :

$$G[l] = \frac{1}{H[l]}. \tag{1.53}$$

L'égalisation ZF du symbole reçu $Z[l]$ (équation (1.50)) donne une estimation du symbole émis sur la l-ième sous-porteuse :

$$\begin{aligned}
\hat{Y}[l] &= G[l]\ Z[l] \\
&= G[l]\ H[l] \sum_{i=0}^{L-1} c_i[l]\ X[i] + G[l]\ W[l] \\
&= \sum_{i=0}^{L-1} c_i[l]\ X[i] + \frac{W[l]}{H[l]}.
\end{aligned} \tag{1.54}$$

Le signal reçu égalisé, nous pouvons appliquer la fonction de déprécodage sur les chips égalisés pour estimer le symbole émis $X[i]$:

$$\begin{aligned}
\hat{X}[i] &= \sum_{l=0}^{L-1} c_i^*[l]\, \hat{Y}[l] \\
&= \sum_{l=0}^{L-1} |c_i[l]|^2\, X[i] + \sum_{\substack{j\neq i\\ j=0}}^{L-1} X[j] \sum_{l=0}^{L-1} c_i^*[l]\, c_j[l] + \sum_{l=0}^{L-1} c_i^*[l]\, \frac{W[l]}{H[l]} \\
&= X[i] + \sum_{l=0}^{L-1} c_i^*[l]\, \frac{W[l]}{H[l]}.
\end{aligned} \tag{1.55}$$

Le symbole de donnée estimé $\hat{X}[i]$ est égal au symbole de données émis $X[i]$ plus un terme de bruit. Il n'y a aucune présence de MCI étant donné que l'égalisation a permis de restaurer l'orthogonalité entre les séquences d'étalement.

Identiquement à l'égalisation d'un signal OFDM (équation (1.39)), nous remarquons que le terme de bruit est inversement proportionnel à la réponse fréquentielle du canal $H[l]$. Bien que l'orthogonalité entre codes ait été restaurée, dans le cas d'un évanouissement profond de certaines sous-porteuses, c'est-à-dire si $|H[l]|$ est très faible, le terme de bruit sera fortement amplifié avec un égaliseur ZF.

Même si cette solution est optimale vis-à-vis de la MCI, elle souffre d'une mauvaise exploitation de la diversité. En effet, en rendant le canal plat sur l'ensemble des sous-porteuses sur lesquelles ont été étalés les symboles de données par la correction parfaite des distorsions du canal, la technique ZF n'exploite pas la diversité. Le terme du signal utile de l'équation (1.55) est $X[i]$, ce qui signifie que le récepteur ne dispose pas de plusieurs répliques du même symbole avant de prendre sa décision, même si celle qu'il possède n'est pas affectée par les évanouissements.

La combinaison à erreur quadratique moyenne minimale ou MMSE par sous-porteuse

Reposant sur le principe de la minimisation de l'erreur quadratique moyenne, la technique MMSE réalise un compromis entre la réduction de la MCI et l'amplification du bruit. Ses cœfficients d'égalisation $G[l]$ sont les mêmes que pour un signal OFDM :

$$G[l] = \frac{H^*[l]}{|H[l]|^2 + \frac{1}{\Lambda[l]}}, \tag{1.56}$$

avec $\Lambda[l]$ le SNR sur la sous-porteuse l. Après égalisation du symbole reçu $Z[l]$ (équation (1.50)), nous obtenons :

$$\begin{aligned}
\hat{Y}[l] &= G[l]\,Z[l] \\
&= \frac{H^*[l]}{|H[l]|^2 + \frac{1}{\Lambda[l]}} \left(H[l] \sum_{i=0}^{L-1} c_i[l]\,X[i] + W[l] \right) \\
&= \frac{|H[l]|^2}{|H[l]|^2 + \frac{1}{\Lambda[l]}} \sum_{i=0}^{L-1} c_i[l]\,X[i] + \frac{H^*[l]}{|H[l]|^2 + \frac{1}{\Lambda[l]}} W[l]\,.
\end{aligned} \tag{1.57}$$

Enfin, en désétalant les L chips obtenus $\hat{Y}[l]$ avec la séquence $\mathbf{c}_i$, nous pouvons estimer le symbole de donnée $X[i]$:

$$\begin{aligned} X'[i] &= \sum_{l=0}^{L-1} c_i^*[l]\,\hat{Y}[l] \\ &= X[i]\,\frac{1}{L}\sum_{l=0}^{L-1}\frac{|H[l]|^2}{|H[l]|^2+\frac{1}{\Lambda[l]}} + \underbrace{\sum_{\substack{j\neq i\\ j=0}}^{L-1} X[j]\sum_{l=0}^{L-1} c_i^*[l]\,c_j[l]\,\frac{|H[l]|^2}{|H[l]|^2+\frac{1}{\Lambda[l]}}}_{\textit{Multiple Code Interference}\ (\mathrm{MCI})} \qquad (1.58) \\ &\quad + \sum_{l=0}^{L-1} c_i^*[l]\,\frac{H^*[l]}{|H[l]|^2+\frac{1}{\Lambda[l]}}W[l]\,. \qquad (1.59) \end{aligned}$$

De la même manière que pour un signal OFDM, si les valeurs de $|H[l]|^2$ sont élevées, l'égaliseur MMSE se comportera comme un égaliseur ZF et l'expression du symbole de donnée estimé $X'[i]$ se rapprochera de celle de l'équation (1.55) obtenue avec un égaliseur ZF. Dans le cas contraire, pour de faibles valeurs de $|H[l]|^2$, les distorsions du canal ne sont pas tout à fait corrigées, évitant ainsi une amplification excessive du bruit au prix de l'apparition d'un terme de MCI mais également au bénéfice d'une exploitation de la diversité. Le critère MMSE permet donc un bon compromis entre diversité et réduction d'interférence.

Nous remarquons que l'amplitude du symbole de donnée à estimer $X[i]$ dans l'équation (1.58) est modifiée. De la même manière que l'égalisation MMSE d'un signal OFDM, dans le cas de symboles de données QAM, il est donc nécessaire de normaliser $X'[i]$ par le cœfficient suivant :

$$\rho_{\mathrm{MMSE}} = \frac{L}{\sum_{l=0}^{L-1}\frac{|H[l]|^2}{|H[l]|^2+1/\Lambda[l]}}. \qquad (1.60)$$

Finalement, les symboles de modulation QAM estimés s'écrivent :

$$\hat{X}[i] = X[i] + \rho_{\mathrm{MMSE}}\left(\underbrace{\sum_{\substack{j\neq i\\ j=0}}^{L-1} X[j]\sum_{l=0}^{L-1} c_i^*[l]\,c_j[l]\,\frac{|H[l]|^2}{|H[l]|^2+\frac{1}{\Lambda[l]}}}_{\textit{Multiple Code Interference}\ (\mathrm{MCI})} + \sum_{l=0}^{L-1} c_i^*[l]\,\frac{H^*[l]}{|H[l]|^2+\frac{1}{\Lambda[l]}}W[l]\right). \qquad (1.61)$$

Le terme de MCI reste présent dans le symbole estimé $\hat{X}[i]$. Sa puissance est d'autant plus élevée que les évanouissements de canal sont importants. Cependant, d'après le critère MMSE, la puissance de la MCI sommée avec celle du bruit sera toujours inférieure ou égale à la puissance du bruit résultant d'une égalisation ZF.

En résumé, dans le cas d'un signal OFDM sans précodage, le choix d'une technique de détection ZF est approprié. En présence de codage de canal, ce qui correspond au cas rencontré en pratique, l'amplification du bruit, qui caractérise la technique ZF, est compensée par une normalisation des métriques générées par le décodeur de canal. En

revanche, dans le cas d'un signal OFDM avec précodage, la technique MMSE offre un meilleur compromis que la technique ZF, même en présence de codage de canal.

1.4 Les techniques multi-antennes

L'idée d'utiliser plusieurs antennes à l'émission et à la réception dans les transmissions sans fil afin de mieux exploiter les caractéristiques du canal de propagation, repose sur l'un des concepts les plus simples de la théorie de la communication qui consiste à exploiter la dimension spatiale. Ceci a permis l'ouverture d'un tout nouveau champ d'exploration attestée par une riche production scientifique ces dernières années. Les systèmes MIMO (*Multiple Input Multiple Output*) qui en découlent, se différencient des systèmes traditionnels SISO (*Single Input Single Output*), utilisant une seule antenne à l'émission et à la réception, et de manière intermédiaire, des systèmes MISO et SIMO qui utilisent respectivement plusieurs antennes à l'émission et à la réception. Cette nouvelle technologie suscite aujourd'hui le plus vif intérêt des concepteurs de systèmes de communications sans fil. En effet, en transmission SISO, l'optimisation des débits et de la fiabilité de transmission de données ne s'appuyaient que sur les dimensions temporelles et fréquentielles. Les techniques MIMO permettent d'exploiter une dimension supplémentaire : la dimension spatiale. Ceci offre la possibilité d'accroître considérablement l'ordre de diversité et/ou la capacité du canal sans pour autant augmenter l'occupation spectrale.

Les nombreuses techniques MIMO existantes peuvent être efficacement classifiées selon la connaissance ou non de l'état du canal ou "*channel state information*" (CSI) à l'émission et/ou à la réception. Dans ce document, nous nous focaliserons exclusivement sur les techniques basées sur l'hypothèse de la connaissance du canal en réception. Pour une présentation plus riche des différentes familles de techniques MIMO, le lecteur pourra se reporter aux références [36] et [37].

Notons que les techniques MIMO n'ont d'intérêt que si l'environnement est suffisamment riche en réflecteurs engendrant ainsi une faible distance de cohérence. Le dimensionnement du réseau d'antennes de l'émetteur et du récepteur doit être effectué afin que la distance séparant chaque antenne soit supérieure à la distance de cohérence du canal. Ces conditions respectées, deux approches sont possibles pour exploiter le potentiel des canaux MIMO. La première consiste à multiplexer spatialement l'information à transmettre en différents flux de données, à travers différents sous-canaux spatiaux, dans le but d'augmenter la capacité du canal et le débit de donnée. La deuxième quant à elle, repose sur l'exploitation de la diversité spatiale du canal offrant ainsi une meilleure fiabilité de communication.

Dans la suite, nous considérons un système MIMO composé de M_T antennes d'émission et M_R antennes de réception.

1.4.1 Maximisation du débit : multiplexage spatial

1.4.1.1 Schémas d'émission

Le principe du multiplexage spatial est l'agencement sans redondance de la séquence d'information suivant l'axe spatial, c'est-à-dire entre les M_T antennes d'émission. Le système transmet alors M_T fois plus de symboles de données par unité de temps qu'un système SISO [38]. Comme ce type de schéma MIMO ne présente aucune redondance, chaque

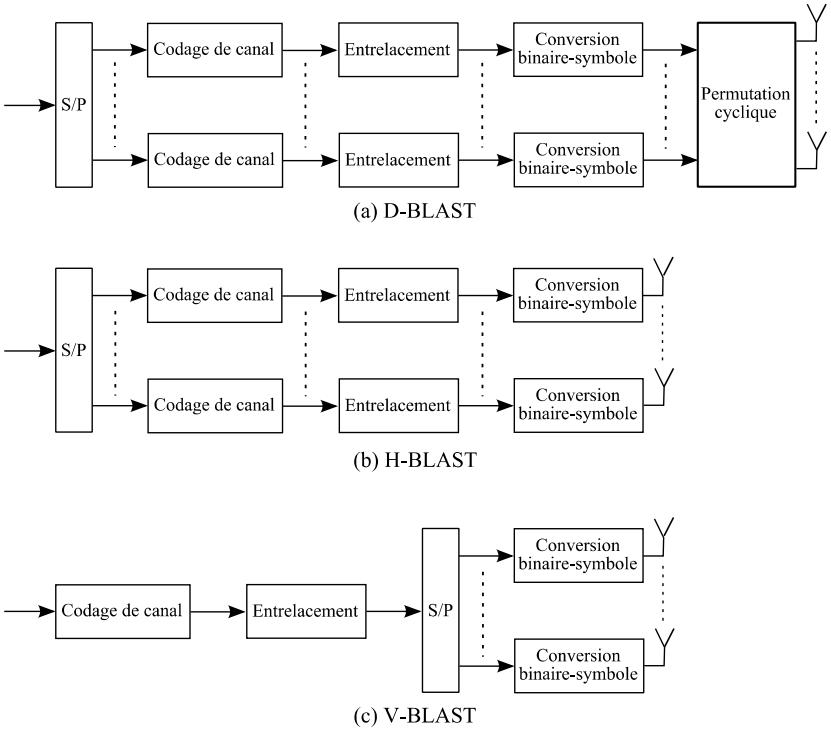


FIG. 1.8 – Différentes architectures d'émission de multiplexage spatial

symbole de données est émis une seule fois sur une seule antenne. Il n'y a donc aucune exploitation de la diversité spatiale à l'émission. Cependant, comme chaque antenne de reception recoit une superposition des signaux transmis par les M_T antennes de l'émetteur sur la même bande de fréquence, une diversité spatiale à la réception peut être exploitée.

L'opération de multiplexage spatial peut être simplement effectuée à l'aide d'un convertisseur série parallèle. Plusieurs schémas de multiplexage spatial existent. Ils sont différenciés par le positionnement des fonctions de codage de canal, de conversion binaire à symbole et d'entrelacement dans la chaîne d'émission comme le montre la figure 1.8. Le plus connu et le moins complexe d'entre eux, le V-BLAST [39], effectue un codage de canal et un entrelacement du flux d'information binaire avant sa conversion série parallèle. Contrairement aux schémas D-BLAST et H-BLAST, celui-ci offre l'avantage de lier les antennes entre elles grâce au codage de canal, permettant ainsi de lutter efficacement contre la sélectivité spatiale.

En réception, les signaux émis par les différentes antennes d'émission étant superposés entre eux, le récepteur doit séparer ces différents signaux afin de retrouver le flux d'information initial. C'est cette étape de séparation qui déterminera la complexité et l'efficacité du récepteur.

1.4.1.2 Algorithmes de détection

Soient $\mathbf{X} = [X[0] \dots X[m_T] \dots X[M_T - 1]]^T$ le vecteur de données émises simultanément sur les différentes antennes et $\mathbf{H}$ la matrice de canal MIMO de taille $[M_R \times M_T]$. Le signal

reçu sur les M_R antennes s'exprime par :

$$\mathbf{Z} = \mathbf{H}\ \mathbf{X}. \tag{1.62}$$

Chaque élément $Z\left[m_R\right]$ du vecteur $\mathbf{Z}$ résulte d'une combinaison linéaire des M_T symboles de données du vecteur $\mathbf{X}$. En d'autres termes, les signaux envoyés par les différentes antennes interfèrent entre eux au niveau du récepteur. Ce phénomène s'appelle l'interférence entre antennes (IAI pour *Inter Antenna Interference*). Dans ce qui suit, nous décrivons les principaux algorithmes de détection en commencant par les plus performants qui se révèlent être les plus complexes.

Maximum de vraisemblance (ML)

La technique de détection optimale en terme de minimisation du taux d'erreurs binaires est le détecteur à maximum de vraisemblance ou "*maximum likelyhood*" (ML). Il consiste à comparer toutes les séquences susceptibles d'être reçues et à sélectionner la plus vraisemblable d'entre elles suivant l'équation suivante :

$$\hat{\mathbf{X}} = \arg\ \min_{X} ||Z - HX||^2 . \tag{1.63}$$

La complexité de cet algorithme croît de façon exponentielle avec le nombre d'états de modulation et le nombre d'antennes d'émission et de réception. Par conséquent, l'utilisation de ce type de récepteur se limite à de petits réseaux d'antennes [16]. Un décodage sphérique, basé sur le même principe, conduit à une complexité moins importante [40] car le nombre de points du réseau à tester est réduit par rapport à une recherche exhaustive.

Annulation d'interférences entre antennes d'émission

L'annulation d'interférences est un algorithme emprunté aux techniques de détection multi-utilisateurs pour le CDMA. L'analogie avec les systèmes MIMO peut être faite en considérant que chaque antenne d'émission correspond à un utilisateur virtuel. Le principe consiste à soustraire de façon itérative les contributions apportées par chaque antenne.

L'annulation d'interférences entre antennes d'émission la plus optimale est la technique OSIC (*Ordonnancement Successive Interference Cancellation*). Au lieu de détecter conjointement tous les signaux transmis des M_T antennes d'émission, l'idée de base de cette technique est de décoder dans un premier temps le signal le plus fiable pour ensuite le soustraire au signal reçu. Le même traitement est ensuite réitéré, c'est-à-dire que le signal le plus fiable parmi les signaux superposés restants est à son tour décodé et soustrait. Ce processus est répété jusqu'à décoder le dernier signal, correspondant à celui qui était le moins fiable dans le signal global initialement reçu.

En considérant la connaissance de la matrice de canal $\mathbf{H}$ par le récepteur, l'estimation du premier signal transmis est obtenue par une technique de détection ZF ou MMSE en considérant les signaux transmis simultanément par les $(M_T - 1)$ autres antennes comme interférences. Le signal estimé est ensuite détecté pour obtenir les données binaires transmises tandis que le signal interférant est reconstitué après les opérations de codage binaire à symbole ou "*soft mapper*" [41] et de multiplication par la réponse du canal. Ce signal reconstitué est alors soustrait au signal reçu et le processus peut retourner à la première

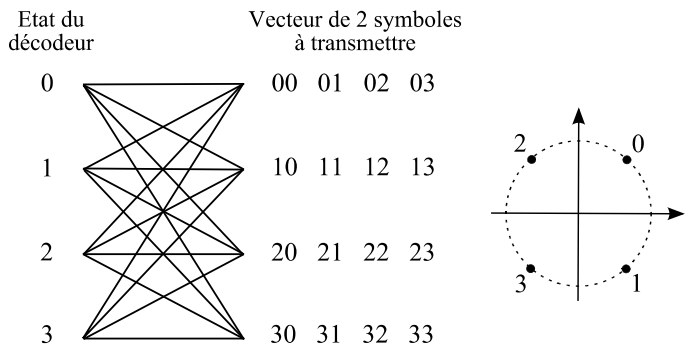


FIG. 1.9 – Code espace-temps en treillis pour 2 antennes émettrices, constellation 4-PSK, treillis à 4 états

étape de détection. Sachant que le nombre de signaux interférants diminue à chaque étape, la diversité spatiale virtuelle de réception (matérialisée par la différence $M_R - (M_T - N)$ entre le nombre d'antennes de réception et la quantité $(M_T - N)$ représentant le nombre de flux déjà détectés) s'accroît. Les données les moins fiables bénéficient donc de plus de diversité et l'équilibre en terme de performance entre les données est préservé, assurant ainsi une amélioration des performances par rapport aux simples techniques ZF et MMSE.

L'annulation d'interférence entre antennes d'émission peut aussi être effectuée en parallèle (PIC pour *Parallel Interference Cancellation*), c'est-à-dire que les symboles émis par les différentes antennes sont détectés simultanément. Généralement, un récepteur PIC se caractérise par une complexité de réalisation plus élevée du fait de la parallélisation des fonctions, mais conduit également à un temps de traitement plus faible que celui du récepteur SIC qui introduit une latence due à l'annulation successive des interférents.

1.4.2 Maximisation des performances : exploitation de la diversité spatiale de transmission

Nous avons vu dans la section précédente que si le réseau d'antennes de réception est bien dimensionné, alors chaque antenne de réception reçoit une version différente de la superposition des signaux émis. Ceci permet d'exploiter facilement la diversité spatiale de réception par de simples techniques de détection. L'exploitation de la diversité spatiale de transmission requiert quant à elle, l'utilisation de techniques plus sophistiquées. De nombreuses études ont démontré que même sans disposer de la connaissance du canal au niveau de l'émetteur, certaines techniques permettent de profiter de la diversité de transmission. Les plus populaires d'entre elles sont les codes temps-espace. Ils sont classifiés selon deux familles : les codes en treillis (STTC pour *Space-Time Trellis Code*) et les codes en blocs (STBC pour *Space-Time Bloc Code*).

1.4.2.1 Codage espace-temps en treillis (STTC)

Introduit dans [42], les STTCs sont une généralisation au cas MIMO des modulations codées en treillis (TCM pour *Trellis Coded Modulations*) développées pour le cas SISO.

Les techniques STTC permettent de bénéficier à la fois d'un gain de diversité spatiale et d'un gain de codage en réunissant les opérations de décodage et de démodulation et en conservant un rendement généralement unitaire.

L'information à transmettre présentée sous forme de train binaire, est tout d'abord convertie en symboles complexes suivant la constellation considérée, puis encodée en mots de longueur M_T regroupant les symboles émis par les M_T antennes à un instant donné. Plus précisément, les symboles émis par chaque antenne dépendent à la fois des symboles précédemment émis sur la même antenne et des symboles émis sur les $(M_T - 1)$ autres antennes. La corrélation entre symboles est donc présente à la fois dans l'espace et dans le temps. Les données sont réunies en blocs de $(M_T \times T)$ symboles avec T le nombre de symboles consécutifs dans le temps utilisés par le code, pour lesquels le canal est considéré comme constant.

Dans un treillis, ceci équivaut à chaque instant t, à ce que l'encodeur espace-temps sélectionne une des branches de transition du treillis en fonction de l'état courant de l'encodeur et de la séquence binaire en entrée de cet encodeur. L'exemple de treillis présenté figure 1.9 a été conçu selon les critères de construction définis dans [42]. Pour ce STTC, la séquence d'entrée [0 2 1 3] conduit au mot de code espace-temps suivant :

$$\mathbf{X} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 2 & 1 \\ 0 & 2 & 1 & 3 \end{bmatrix}. \tag{1.64}$$

En réception, un algorithme de Viterbi est classiquement utilisé pour rechercher le chemin dans le treillis avec la métrique la plus faible et donc la plus probable. La complexité de cet algorithme croît exponentiellement avec le nombre d'états du treillis, ce qui rend les STTCs difficilement utilisables pour des symboles à grand nombre d'états.

Depuis l'article fondateur des STTCs [42], de nombreux travaux ont été effectués dans le but d'améliorer les performances des STTCs. Les articles [43] et [44] par exemple, proposent des optimisations portant sur la construction des codes suivant plusieurs configurations d'antennes et d'états du treillis.

Dans notre étude, nous préférerons utiliser les techniques STBCs présentant dans la plupart des cas de moins bonnes performances, mais une plus grande simplicité de décodage.

1.4.2.2 Codage espace-temps en bloc orthogonal (OSTBC)

La complexité de décodage des STTCs a amené la communauté scientifique à s'intéresser à d'autres schémas de codage MIMO. C'est ainsi qu'en 1998, S. Alamouti propose un schéma de codage temps-espace pour deux antennes d'émission et une antenne de réception dont le détecteur ML correspondant est équivalent à un simple égaliseur linéaire [45]. Du fait de sa simplicité d'implémentation, ce schéma de codage MIMO a connu un très vif succès dès son apparition. Il est effectivement rapidement intégré dans les standards W-CDMA (*Wideband Code Division Multiple Access*) et CDMA-2000. En 1999, V. Tarokh *et al.* généralisent le schéma d'Alamouti à un nombre arbitraire d'antennes d'émission et de réception et formalisent par la même occasion le concept de codage temps-espace en bloc (STBC) [46] [47]. Contrairement aux STTCs, les STBCs ne génèrent aucun gain de codage et se

focalisent principalement sur le traitement optimal de la diversité spatiale de transmission.

Nous avons vu dans la section précédente que les STTCs encodent les symboles de données un par un en fonction des symboles précédemment encodés, ce qui peut être schématisé par un treillis. A l'inverse, les STBCs découpent le flux de symboles de données en paquets de Q symboles s_q, pour les encoder un par un indépendamment des paquets précédents. A chaque opération de codage, chaque paquet de symboles de données est codé générant ainsi un bloc de $(M_T \times T)$ symboles $x_{m_T,t}$, avec T la latence du code STBC représentant le nombre de symboles par bloc que chaque antenne transmet. La transmission d'un bloc codé correspond donc à la transmission successive de T vecteurs de dimension $[M_T \times 1]$. Ces vecteurs sont constitués de M_T symboles $x_{m_T,t}$ résultants d'une combinaison linéaire des parties réelles et imaginaires des Q symboles de données s_q. Ainsi, un STBC peut être représenté par une matrice à deux dimensions de taille $[M_T \times T]$ où chaque ligne et colonne correspond respectivement aux symboles d'un bloc transmis par une antenne m_T et aux symboles transmis par toutes les antennes à un instant t :

$$\mathbf{X} = \begin{bmatrix} x_{0,0} & \dots & x_{0,T} \\ \vdots & x_{m_T,t} & \vdots \\ x_{M_T,0} & \dots & x_{M_T,T} \end{bmatrix}_{M_T \times T} . \tag{1.65}$$

Sachant que Q symboles de données sont transmis pendant T durées symbole, le rendement du code est alors égal à $R_{\text{mimo}} = Q/T$. Si le rendement est égal au nombre d'antennes d'émission, soit $R_{\text{mimo}} = M_T$, le code est dit de rang plein, c'est-à-dire que le gain de multiplexage spatial est maximal. Les schémas BLAST par exemple sont des STBCs de rang plein.

La construction des STBCs est dirigée par les objectifs et les contraintes en termes de diversité, de complexité, de performance et de rendement.

- Lorsque l'objectif est de profiter de la diversité spatiale de transmission totale, la contrainte est que chaque symbole de donnée s_q soit transmis sur l'ensemble des antennes afin d'expérimenter toutes les branches de diversité.
- L'orthogonalité des vecteurs de la matrice $\mathbf{X}$ dans la dimension temporelle, ainsi que la conservation de cette orthogonalité au niveau du récepteur, permet d'éviter toute interférence entre symboles de données lors de leurs détections contrairement aux techniques BLAST. Cette propriété d'orthogonalité offre l'avantage de réduire fortement la complexité du récepteur. Les codes STBC respectant cette contrainte sont nommés STBC orthogonaux (OSTBC).
- Enfin, le rendement du code doit aussi être pris en compte.

Le respect de l'ensemble de ces contraintes est souvent délicat. Le rendement d'un STBC exploitant la diversité spatiale de transmission maximale est toujours inférieur ou égal à un. D'ailleurs, il n'existe pas de STBC permettant le traitement optimal de la diversité tout en conservant l'orthogonalité et un rendement égal à un pour un nombre d'antennes d'émission supérieur à deux. Dans le cas d'un système MIMO à plus de deux antennes d'émission, il faut alors faire des concessions soit sur le rendement comme les codes de Tarokh à trois et quatre antennes d'émission [46], soit sur l'orthogonalité des codes et l'exploitation de la diversité comme pour les codes non-orthogonaux [48].

Parmi les STBCs, seuls ceux qui sont orthogonaux exploitent une diversité spatiale maximale égale à $(M_T \times M_R)$. Ils vérifient la propriété algébrique suivante : $XX^H = c\left(|s_1|^2 + |s_2|^2 + \cdots + |s_Q|^2\right)\mathbf{I}_{M_T}$, où c est une constante réelle. Les codes OSTBC que nous utiliserons dans les deuxième et troisième parties du document sont le code d'Alamouti pour deux antennes d'émission et les codes de Tarokh à trois antennes d'émission.

Le code d'Alamouti possède un rendement unitaire $R_{\text{mimo}} = 1$. Sa matrice de mots de code s'écrit :

$$\mathbf{X}_{\text{Al}} = \begin{bmatrix} s_1 & -s_2^* \\ s_2 & s_1^* \end{bmatrix}. \tag{1.66}$$

Les codes OSTBC de Tarokh à trois antennes d'émission ont tous un rendement égal à 3/4, ce qui engendre une perte d'efficacité spectrale et du débit utile. L'un d'entre eux présente des zéros dans sa matrice d'encodage, c'est-à-dire qu'à certains instants, certaines antennes n'émettent aucun signal :

$$\mathbf{X}_{\text{Tar1}} = \sqrt{\frac{4}{3}} \begin{bmatrix} s_1 & s_2^* & s_3^* & 0 \\ -s_2 & s_1^* & 0 & -s_3^* \\ s_3 & 0 & s_1^* & s_2^* \end{bmatrix}. \tag{1.67}$$

Le cœfficient présent devant la matrice sert à normaliser la puissance moyenne d'émission de chaque antenne sur les $T = 4$ temps symbole. Notons qu'en pratique, ceci est un inconvénient du fait que ce n'est pas la puissance moyenne durant les T temps symbole qui importe vis-à-vis du dimensionnement des amplificateurs de puissance, mais la puissance émise par temps symbole. Ce cœfficient de normalisation équivaut en pratique à émettre des signaux de puissance non pas unitaire mais égale à 4/3 durant trois temps symboles sur quatre. Si l'on utilise ce code OSTBC, l'amplificateur de puissance a donc besoin d'être surdimensionné par rapport au cas où l'on utiliserait des codes STBC normalisés en puissance mais ne présentant pas de zéro dans leur matrice d'encodage.

Pour éviter cet inconvénient, un autre code de Tarokh à trois antennes d'émission non perforé peut être utilisé. Sa matrice d'encodage est donnée par :

$$\mathbf{X}_{\text{Tar2}} = \begin{bmatrix} s_1 & -s_2^* & s_3^*/\sqrt{2} & s_3^*/\sqrt{2} \\ s_2 & s_1^* & s_3^*/\sqrt{2} & -s_3^*/\sqrt{2} \\ s_3/\sqrt{2} & s_3/\sqrt{2} & \left(-s_1 - s_1^* + s_2 - s_2^*\right)/2 & \left(s_2 + s_2^* + s_1 - s_1^*\right)/2 \end{bmatrix}. \tag{1.68}$$

1.4.3 Les codes espace-temps à dispersion linéaire

Nous avons vu que le multiplexage spatial permettait d'exploiter la capacité du canal MIMO. Cependant, le schéma de codage impose un nombre d'antennes de réception au moins aussi important que celui d'émission et ne permet pas l'exploitation de la diversité spatiale d'émission. Les OSTBCs quant à eux, ont une construction indépendante du nombre d'antennes de réception et exploitent de façon optimale la diversité d'émission mais ne permettent aucun gain en terme d'efficacité spectrale et de débit utile. Les codes à dispersion linéaire espace-temps (LDSTC pour *Linear Dispersion Space-Time Code*) initialement proposés par B. Hassibi et B. M. Hochwald [49] offrent un compromis entre le gain de multiplexage spatial et l'exploitation de la diversité d'émission. En revanche, ce ne

sont pas des codes orthogonaux et impliquent donc une plus grande complexité algorithmique en réception que les OSTBCs. L'idée originale est de proposer une représentation commune pour tous les STBCs et ainsi de procéder à une optimisation commune au sens de la capacité et de la probabilité d'erreur. En d'autres termes, ils sont construits afin d'optimiser l'information mutuelle entre l'émetteur et le récepteur.

Un schéma de codage à dispersion linéaire répartit en temps et en espace un vecteur de Q symboles complexes $\mathbf{s} = [s_1 \dots s_q \dots s_Q]^T$ appartenant à une constellation linéaire (M-QAM ou M-PSK). La matrice de codage espace-temps $\mathbf{X}$ correspondante vérifie :

$$\mathbf{X} = \sum_{q=1}^{Q} \left(\mathrm{Re}\left\{s_q\right\} \mathbf{A}_q + j \ \mathrm{Im}\left\{s_q\right\} \mathbf{B}_q \right), \tag{1.69}$$

où $\mathbf{X}$, $\mathbf{A}_q$ et $\mathbf{B}_q$ sont des matrices d'éléments complexes de taille $[M_T \times T]$. Pour deux antennes d'émission, la matrice d'encodage du code LDSTC est donnée par :

$$\mathbf{X} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} s_1 + s_3 & s_2 - s_4 \\ s_2 + s_4 & s_1 - s_3 \end{bmatrix}. \tag{1.70}$$

De la même manière que pour le code de Tarokh à trois antennes d'émission, le cœfficient présent devant la matrice assure la normalisation en puissance du codage MIMO. Ce code profite bien de la diversité de transmission totale puisque chaque symbole est transmis sur les deux antennes d'émission, et possède un rendement plein $R_{\text{mimo}} = M_T = 2$ offrant ainsi un gain en termes de débit et d'efficacité spectrale.

1.4.4 Les codes espace-temps algébriques

Les codes espace-temps algébriques [50] sont des STBCs basés sur la théorie algébrique des nombres. Contrairement aux LDSTCs, ils ne sont pas construits en optimisant l'information mutuelle entre l'émetteur et le récepteur, mais en maximisant le rendement tel que le gain de diversité soit préservé. Ce sont en fait une généralisation des modulations à constellations tournées [51] au cas MIMO, c'est-à-dire que des rotations de phase sont effectuées sur les symboles de données. Ils existent pour 2, 3, 4 et 6 antennes d'émission.

Le Golden code [52] [53] que nous utiliserons dans la troisième partie du document, est certainement le code algébrique à deux antennes d'émission le plus connu aujourd'hui. Sa matrice d'encodage est donnée par :

$$\mathbf{X} = \frac{1}{\sqrt{5}} \begin{bmatrix} \beta\left(s_1 + \theta s_2\right) & \beta\left(s_3 + \theta s_4\right) \\ j\bar{\beta}\left(s_3 + \bar{\theta} s_4\right) & \bar{\beta}\left(s_1 + \theta s_2\right) \end{bmatrix}, \tag{1.71}$$

avec $\theta = \frac{1+\sqrt{5}}{2}$ le fameux nombre d'or qui a donné son nom au Golden code, $\bar{\theta} = 1-\theta$, $\beta = 1+j\left(1-\theta\right)$ et $\bar{\theta} = 1+j\left(1-\bar{\theta}\right)$. Contrairement aux autres STBCs, les symboles de données s_q subissent une rotation de phase en étant multipliés par les cœfficients complexes β et θ. De même que les codes LD, le Golden code exploite pleinement la diversité spatiale de transmission et possède un rendement plein $R_{\text{mimo}} = M_T = 2$, ce qui justifie le qualificatif souvent employé de code "parfait".

1.5 Conclusion

Ce chapitre, dont l'objectif était de décrire les principes des techniques de transmissions sur lesquelles se basent les solutions proposées dans cette thèse, se présente finalement comme un préambule à la réflexion que nous allons mener dans les chapitres suivants. En effet, le chapitre 1.3 nous servira de base pour la compréhension de la technique du pilote étalé utilisée pour l'estimation de canal et la synchronisation fréquentielle dans la deuxième partie. Les différents schémas STBC que nous avons succinctement décrits dans le chapitre 1.4 quant à eux, seront utilisés dans la dernière partie du document consacrée à l'optimisation des schémas MIMO dans un réseau SFN.

Chapitre 2

Analyse du standard DVB-T et de ses algorithmes de réception

Le système DVB-T étant la première norme de TNT à avoir été standardisée dans le monde, ses performances et les algorithmes de réception qui lui sont associés sont souvent donnés en référence. En effet, il a servi d'élément de comparaison pour le développement des normes DVB-H conçue pour la réception mobile, DMB-T dont les algorithmes d'estimation de canal et de synchronisation diffèrent de ceux de DVB-T, ainsi que DVB-T2. De la même manière, nous comparerons systématiquement les performances des algorithmes et des systèmes que nous proposerons dans les chapitres suivants à celles du système DVB-T. Pour cela, nous décrivons et analysons dans ce chapitre le standard DVB-T [2] et les algorithmes d'estimation de canal et de synchronisation fréquentielle classiquement mis en œuvre en réception.

2.1 Présentation du standard DVB-T

Dans ce paragraphe, nous décrivons les traitements de codage de canal, de mise en trame et de modulation effectués sur l'information binaire à transmettre dans un émetteur DVB-T. Nous définissons également le lien mathématique entre le rapport signal à bruit $\frac{S}{N}$ et le rapport énergie par bit utile sur densité spectrale de puissance du bruit $\frac{E_b}{N_0}$.

La figure 2.1 représente de façon schématique la structure d'un émetteur DVB-T. Le flux d'information binaire obtenu après codage de source MPEG-2 est tout d'abord encodé et entrelacé à l'aide de deux codages de canal et des entrelaceurs qui leurs sont associés. Le codage de canal externe utilise un code de Reed-Solomon raccourci conjointement avec un entrelaceur convolutif de type Forney [54]. Il encode 188 octets d'information en 204 octets. Le rendement de ce code est donc égal à 188/204.

Le codage de canal interne qui le suit est un codeur convolutif. Son rendement peut prendre les valeurs 1/2, 2/3, 3/4, 5/6 et 7/8 grâce à une fonction de poinçonnage. En réception, un algorithme de Viterbi est classiquement utilisé pour le décodage de canal. Un entrelacement binaire et un entrelacement symbole sont procédés après le codeur convolutif. La taille de l'entrelaceur symbole est égale au nombre de sous-porteuses utiles (sous-porteuses transmettant des symboles de données). Par conséquent, cet entrelaceur effectue

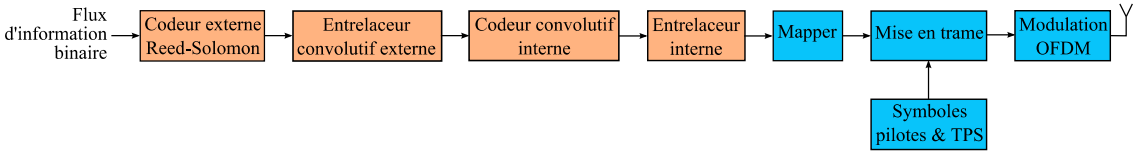


FIG. 2.1 – Schéma fonctionnel de l'émetteur DVB-T

un entrelacement fréquentiel des symboles de données. Notons qu'aucun entrelacement temporel n'est mis en œuvre dans le système DVB-T.

En résumé, le désentrelaceur en sortie du décodeur de Viterbi, associé à l'entrelaceur convolutif et mis en œuvre dans le récepteur, permet de briser et de disperser les longues suites d'erreurs susceptibles d'être générées en sortie du décodeur de Viterbi. Le désentrelaceur binaire et le désentrelaceur symbole mis en œuvre dans le récepteur ou en entrée du décodeur de Viterbi permettent au récepteur de tirer pleinement parti de la diversité fréquentielle du canal.

Au-dessous d'un taux d'erreurs binaires (BER pour *Bit Error Rate*) égal à 2.10^{-4} à l'entrée du décodeur de Reed-Solomon, le BER à sa sortie est inférieur à 10^{-11}. Il est admis dans ce cas qu'il n'y a presque plus d'erreur dans la détection des données en réception et que la qualité de la vidéo reçue est parfaite. C'est pourquoi, les performances du système DVB-T données dans [2] sont les valeurs du rapport signal à bruit nécessaires pour obtenir un BER égal à 2.10^{-4} en sortie du décodeur de Viterbi. Dans les différents systèmes que nous proposerons dans les chapitres suivants, nous présenterons donc de la même manière le BER en sortie du décodeur de Viterbi. De plus, nous utiliserons le même codeur convolutif ainsi que les mêmes entrelaceurs internes pour pouvoir comparer de façon objective les performances des systèmes et des algorithmes que nous proposerons avec celles de DVB-T.

Après les opérations de codage de canal et d'entrelacement, les données binaires sont modulées. Une fonction de *mapping* est tout d'abord effectuée pour convertir chaque paquet de 2, 4 ou 6 bits respectivement en un symbole complexe selon une constellation QPSK, 16QAM ou 64QAM. Cette conversion binaire à symbole est classiquement effectuée suivant un codage de Gray. Notons que le standard DVB-T propose aussi, dans le cas d'une transmission simultanée de deux flux, d'effectuer cette conversion suivant une modulation hiérarchique, qui permet de privilégier et de rendre plus robuste un flux binaire par rapport à l'autre. Bien que cette option existe dans le standard, elle n'est pas utilisée en pratique aujourd'hui. Dans la suite de notre étude, nous utiliserons donc seulement le codage de Gray pour la fonction de *mapping*.

Les symboles de données obtenus sont ensuite multiplexés avec des symboles pilotes et des symboles TPS (*Transmission Parameter Signalling*). Les symboles TPS sont utilisés pour signaler aux récepteurs les paramètres de transmission tels que la taille de la FFT, la taille de l'intervalle de garde, le rendement du codage de canal interne et le nombre de bits par symbole de données. Dans la suite, nous considérerons les symboles TPS comme des symboles de données. Les symboles pilotes quant à eux, sont des symboles de référence connus du récepteur, modulés selon une constellation BPSK. Ils sont utilisés pour l'estimation de canal et la synchronisation fréquentielle en réception. Leur puissance est 16/9 fois plus importante que celle des autres symboles. Ils sont transmis sur des sous-

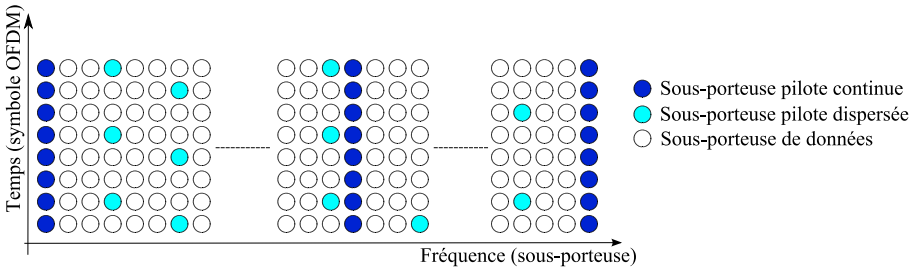


FIG. 2.2 – Répartition des symboles de données et des symboles pilotes dans la trame DVB-T

porteuses pilotes que l'on distingue en deux catégories comme le montre la figure 2.2. Les sous-porteuses pilotes continues (*continual pilots* en anglais) sont des sous-porteuses qui transmettent des symboles pilotes de façon continue, quel que soit le symbole OFDM. Les sous-porteuses pilotes dispersées (*scattered pilots* en anglais) quant à elles, transmettent un symbole pilote tous les quatre symboles OFDM et des symboles de données durant les autres symboles OFDM.

Pour la suite, nous définissons $N^{(\mathrm{data})}$ et $N^{(\mathrm{cp})}$ respectivement comme le nombre de sous-porteuses de données et le nombre de sous-porteuses pilotes continues (tous deux constants quel que soit le symbole OFDM), ainsi que $N_q^{(\mathrm{sp})}$ le nombre de sous-porteuses pilotes dispersées du q-ième symbole OFDM. Afin de localiser les différents types de sous-porteuses sur l'axe fréquentiel, nous définissons aussi les indices $n_{q,d}$ et $n_{q,p}^{(\mathrm{sp})}$ (dépendants de l'indice q) représentant respectivement la d-ième sous-porteuse de données et la p-ième sous-porteuse pilote dispersée, ainsi que l'indice $n_p^{(\mathrm{cp})}$ (indépendant du symbole OFDM) représentant la p-ième sous-porteuse pilote continue. Les sous-porteuses pilotes dispersées sont positionnées en quinconce sur la grille temps/fréquence selon l'équation suivante :

$$n_{q,p}^{(\mathrm{sp})} = 3 \times (q \bmod 4) + 12 \times p, \text{ avec } p \in \left[0; N_q^{(\mathrm{sp})} - 1\right]. \tag{2.1}$$

Comme nous l'avons vu dans le paragraphe 1.2.3, la modulation OFDM qui suit l'opération de mise en trame est effectuée à l'aide de l'opérateur IFFT. Dans le standard DVB-T, deux tailles de IFFT sont disponibles. Elles correspondent aux modes 2K (IFFT à 2048 échantillons) et 8K (IFFT à 8196 échantillons). Dans ce document, nous n'utiliserons que le mode 2K, où 45 sous-porteuses pilotes continues sont définies. Leurs emplacements sont mentionnés dans le standard DVB-T [2]. Au final, nous rappelons de façon synthétique les principaux paramètres du standard DVB-T dans le tableau 2.1.

Les performances d'un système de transmission sont souvent données en terme de BER en fonction du rapport signal à bruit $\frac{S}{N}$. Ce dernier correspond au rapport entre la puissance du signal émis dans le domaine temporel et la puissance du bruit. Pour comparer judicieusement les performances de différents systèmes, il est important de considérer l'efficacité spectrale du système. Pour cela, le rapport énergie par bit utile sur densité spectrale de puissance du bruit $\frac{E_b}{N_0}$ doit être utilisé au lieu du $\frac{S}{N}$. L'équation suivante établit le lien

TAB. 2.1 – Principaux paramètres du standard DVB-T

Bande passante	8 MHz	
Fréquence d'échantillonnage	9,14 MHz	
Taille de la FFT : N_{FFT}	2048	8192
Nombre de sous-porteuses actives : N_u	1705	6817
Nombre de sous-porteuses de données (incluant les TPS) : $N^{(\text{data})}$	1529	6116
Nombre total de sous-porteuses pilotes : $N^{(\text{p})}$	176	701
Nombre de sous-porteuses pilotes continues : $N^{(\text{cp})}$	45	177

Constellations des symboles de données	QPSK - 16QAM - 64QAM
Constellation des symboles pilotes	BPSK
Facteur de *boost* des symboles pilotes : P_p	(16/9)
Taille de l'intervalle de garde : Δ	($N_{\text{FFT}}/4$) - ($N_{\text{FFT}}/8$) - ($N_{\text{FFT}}/16$) - ($N_{\text{FFT}}/32$)
Rendement du code externe	(188/204)
Rendements du code convolutif : R_c	(1/2) - (2/3) - (3/4) - (5/6) - (7/8)

mathématique entre $\frac{E_b}{N_0}$ et $\frac{S}{N}$ pour le système DVB-T :

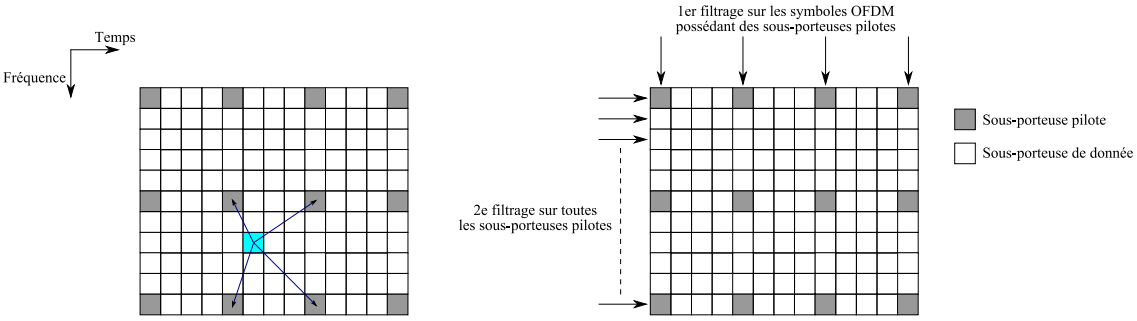
$$\left(\frac{E_b}{N_0}\right)_{\text{dB}} = \left(\frac{S}{N}\right)_{\text{dB}} - 10\log(N_b) + 10\log\left(\frac{N_{\text{FFT}}+\Delta}{N_{\text{FFT}}}\right) + 10\log\left(\frac{N_{\text{FFT}}}{N_u}\right) - 10\log(R_c) + 10\log\left(\frac{N^{(\text{data})} + N^{(\text{p})} \times P_p}{N^{(\text{data})}}\right), \tag{2.2}$$

avec N_b le nombre de bits par symbole de données, Δ le nombre d'échantillons utilisés pour la construction de l'intervalle de garde, R_c le rendement du codage de canal convolutif, $N^{(\text{p})}$ le nombre total de sous-porteuses pilotes et P_p la puissance allouée aux symboles pilotes (les symboles de données ont une puissance unitaire). Le rendement du code externe n'intervient pas dans cette équation puisque nous mesurons le BER à la sortie du décodeur de Viterbi et que nous considérons donc le flux binaire à la sortie du codeur externe comme l'information utile à transmettre.

2.2 Algorithmes d'estimation de canal à base de sous-porteuses pilotes

2.2.1 Généralités

Nous avons vu dans le paragraphe 1.2.5 qu'il était nécessaire de compenser ou d'égaliser les distorsions engendrées par le canal de propagation sur un signal OFDM reçu avec des cœfficients d'égalisation fréquentiels. Quelle que soit la technique d'égalisation mise en œuvre,



(a) Interpolation 2D (b) Interpolation 2x1D

FIG. 2.3 – Estimation de canal à base de sous-porteuses pilotes pour un signal OFDM

ces cœfficients dépendent de la réponse fréquentielle du canal. Il est donc indispensable d'estimer la réponse fréquentielle du canal en réception.

Pour un système OFDM, la méthode la plus classique pour estimer le canal en réception est d'utiliser des sous-porteuses pilotes comme dans le standard DVB-T. Ces sous-porteuses pilotes transmettent des symboles connus à l'avance par le récepteur, appelés symboles pilotes. Ceci permet donc d'estimer en réception la réponse fréquentielle du canal sur toutes les sous-porteuses pilotes. Ensuite, une technique d'interpolation est mise en œuvre pour estimer les cœfficients de canal fréquentiels des sous-porteuses situées entre les sous-porteuses pilotes. Plusieurs techniques d'interpolation existent. La plus connue d'entre elles est le filtrage de Wiener [32]. Elle repose sur le critère de la minimisation de l'erreur quadratique moyenne (MMSE) des cœfficients de canal estimés.

Dans le cas où seulement certains symboles OFDM possèdent des sous-porteuses pilotes, le filtrage de Wiener peut être appliqué en deux dimensions (2D), en temps et en fréquence comme le montre la figure 2.3(a). Cependant, le filtrage de Wiener 2D présente une forte complexité de calcul. C'est pourquoi, appliquer le filtrage de Wiener deux fois de suite en une dimension (2×1D), suivant la dimension fréquentielle sur les symboles OFDM possédant des symboles pilotes puis suivant l'axe temporel, comme le montre la figure 2.3(b), est souvent préféré.

2.2.2 Estimation de canal dans un récepteur DVB-T

Dans le standard DVB-T, tous les symboles OFDM possèdent des sous-porteuses pilotes (figure 2.2). Un filtre interpolateur (1D) appliqué suivant l'axe fréquentiel est donc suffisant pour estimer la réponse fréquentielle du canal sur toutes les sous-porteuses. Classiquement, pour une plus grande simplicité de calcul et d'implémentation, ce sont les sous-porteuses pilotes dispersées qui sont exploitées pour l'estimation de canal d'un récepteur DVB-T.

Tout d'abord, les cœfficients fréquentiels du canal associés aux sous-porteuses pilotes dispersées $H_q\left[n_{q,p}^{(\mathrm{sp})}\right]$ sont estimés en appliquant une estimation au sens du critère des moindres carrés (LS pour *Least Square*), ce qui revient à diviser les symboles reçus

$R_q\left[n_{q,p}^{(\mathrm{sp})}\right]$ par les symboles pilotes émis $S_q\left[n_{q,p}^{(\mathrm{sp})}\right]$.

$$\begin{aligned}\hat{H}_q\left[n_{q,p}^{(\mathrm{sp})}\right] &= \frac{R_q\left[n_{q,p}^{(\mathrm{sp})}\right]}{S_q\left[n_{q,p}^{(\mathrm{sp})}\right]} \\ &= H_q\left[n_{q,p}^{(\mathrm{sp})}\right] + \frac{W_q\left[n_{q,p}^{(\mathrm{sp})}\right]}{S_q\left[n_{q,p}^{(\mathrm{sp})}\right]} \end{aligned} \tag{2.3}$$

L'estimation de canal pour un symbole OFDM q ne dépendant pas des autres symboles OFDM, nous faisons dans la suite abstraction de l'indice q dans les équations.

La réponse fréquentielle du canal sur les autres sous-porteuses n_d est estimée à l'aide des cœfficients $\omega[d,p]$ du filtre interpolateur et des cœfficients de canal estimés $\hat{H}\left[n_p^{(\mathrm{sp})}\right]$ sur les sous-porteuses pilotes dispersées :

$$\hat{H}[n_d] = \sum_{p=0}^{N^{(\mathrm{sp})}-1} \omega[d,p]\ \hat{H}\left[n_p^{(\mathrm{sp})}\right], \forall d \in \left[0, N^{(\mathrm{data})}-1\right]. \tag{2.4}$$

L'estimation de canal sur toutes les sous-porteuses de données équivaut donc à une multiplication entre la matrice des cœfficients du filtre interpolateur $\underline{\Omega}$, de taille $\left[N^{(\mathrm{data})} \times N^{(\mathrm{sp})}\right]$ et le vecteur des cœfficients de canal estimés sur les sous-porteuses pilotes dispersées $\hat{\mathbf{H}}^{(\mathrm{sp})}$:

$$\hat{\mathbf{H}}^{(\mathrm{data})} = \underline{\Omega}\ \hat{\mathbf{H}}^{(\mathrm{sp})}, \tag{2.5}$$

avec $\hat{\mathbf{H}}^{(\mathrm{sp})}$ vecteur de taille $\left[N^{(\mathrm{sp})} \times 1\right]$ et $\hat{\mathbf{H}}^{(\mathrm{data})}$ vecteur des cœfficients de canal estimés sur les sous-porteuses de données, de taille $\left[N^{(\mathrm{data})} \times 1\right]$.

Calcul des cœfficients du filtre interpolateur

Selon la technique d'interpolation mise en œuvre, les cœfficients $\omega[d,p]$ du filtre interpolateur prendront des valeurs différentes. Nous décrivons ici le filtre interpolateur le plus couramment utilisé pour l'estimation de canal en réception de signaux DVB-T : le filtre de Wiener 1D. Ses cœfficients sont calculés afin de minimiser l'erreur quadratique moyenne (MSE pour *Mean Square Error*) des cœfficients de canal estimés :

$$\mathrm{MSE}\left\{\hat{H}[n_d]\right\} = \mathrm{E}\left\{|\epsilon[n_d]|^2\right\},\ \text{avec } \epsilon[n_d] = H[n_d] - \hat{H}[n_d]. \tag{2.6}$$

Les cœfficients du filtre minimisant la MSE sont obtenus si les erreurs $\epsilon[n_d]$ sur les cœfficients de canal estimés à l'aide du filtre interpolateur sont orthogonales aux cœfficients de canal estimés sur les sous-porteuses pilotes dispersées [55] [56] :

$$\mathrm{E}\left\{\epsilon[n_d]\,\hat{H}^*\left[n_p^{(\mathrm{sp})}\right]\right\} = 0, \forall p \in \left[0, N_p^{(\mathrm{sp})}-1\right]. \tag{2.7}$$

Ce principe d'orthogonalité conduit à l'équation de Wiener-Hopf développée dans [56] :

$$\mathrm{E}\left\{H[n_d]\,\hat{H}^*\left[n_p^{(\mathrm{sp})}\right]\right\} = \sum_{p'=0}^{N^{(\mathrm{sp})}-1} \omega[d,p']\ \mathrm{E}\left\{\hat{H}\left[n_{p'}^{(\mathrm{sp})}\right]\hat{H}^*\left[n_p^{(\mathrm{sp})}\right]\right\}, \forall p \in \left[0, N^{(\mathrm{sp})}-1\right]. \tag{2.8}$$

Définissons la fonction d'intercorrélation $\mathrm{E}\left\{H\left[n_d\right]\hat{H}^*\left[n_p^{(\mathrm{sp})}\right]\right\}$ entre les cœfficients de canal des sous-porteuses de données et les cœfficients de canal estimés sur les sous-porteuses pilotes dispersées. D'après l'équation (2.3), en supposant que les termes de bruit $W\left[n_p^{(\mathrm{sp})}\right]$ ont une moyenne nulle et sont statistiquement indépendants des symboles pilotes $S\left[n_p^{(\mathrm{sp})}\right]$, la fonction d'intercorrélation peut être réécrite ainsi :

$$\theta_{n_p^{(\mathrm{sp})}-n_d} = \mathrm{E}\left\{H\left[n_d\right]H^*\left[n_p^{(\mathrm{sp})}\right]\right\}. \tag{2.9}$$

De même, nous introduisons la fonction d'autocorrélation entre les cœfficients de canal estimés sur les sous-porteuses pilotes dispersées par :

$$\begin{aligned}\phi_{n_{p'}^{(\mathrm{sp})}-n_p^{(\mathrm{sp})}} &= \mathrm{E}\left\{\hat{H}\left[n_{p'}^{(\mathrm{sp})}\right]\hat{H}^*\left[n_p^{(\mathrm{sp})}\right]\right\}\\ &= \mathrm{E}\left\{\left[H\left[n_{p'}^{(\mathrm{sp})}\right]+\frac{W\left[n_{p'}^{(\mathrm{sp})}\right]}{S\left[n_{p'}^{(\mathrm{sp})}\right]}\right]\left[H^*\left[n_p^{(\mathrm{sp})}\right]+\frac{W^*\left[n_p^{(\mathrm{sp})}\right]}{S^*\left[n_p^{(\mathrm{sp})}\right]}\right]\right\}.\end{aligned} \tag{2.10}$$

En reprenant les hypothèses utilisées pour le calcul de la fonction d'intercorrélation (2.9) et en supposant que la moyenne du rapport signal à bruit $\left(\sigma_s^2/\sigma_w^2\right)$ est la même sur toutes les sous-porteuses pilotes, la fonction d'autocorrélation peut être simplifiée ainsi :

$$\begin{aligned}\phi_{n_{p'}^{(\mathrm{sp})}-n_p^{(\mathrm{sp})}} &= \mathrm{E}\left\{H\left[n_{p'}^{(\mathrm{sp})}\right]H^*\left[n_p^{(\mathrm{sp})}\right]\right\}+\frac{\sigma_w^2}{\sigma_s^2}\,\delta\left(n_{p'}^{(\mathrm{sp})}-n_p^{(\mathrm{sp})}\right)\\ &= \theta_{n_{p'}^{(\mathrm{sp})}-n_p^{(\mathrm{sp})}}+\frac{\sigma_w^2}{\sigma_s^2}\,\delta\left(n_{p'}^{(\mathrm{sp})}-n_p^{(\mathrm{sp})}\right).\end{aligned} \tag{2.11}$$

Finalement, en combinant les équations (2.8), (2.9) et (2.11), nous obtenons :

$$\theta_{n_p^{(\mathrm{sp})}-n_d} = \sum_{p'=0}^{N^{(\mathrm{sp})}-1}\omega\left[d,p\right]\phi_{n_{p'}^{(\mathrm{sp})}-n_p^{(\mathrm{sp})}}, \tag{2.12}$$

qui peut être réécrite sous forme matricielle par :

$$\Theta_d = \Omega_d\,\Phi, \tag{2.13}$$

où Θ_d est le vecteur de taille $\left[1\times N^{(\mathrm{sp})}\right]$ des cœfficients d'intercorrélation entre toutes les sous-porteuses pilotes dispersées et la sous-porteuse de données n_d, Ω_d la d-ième ligne de la matrice $\underline{\Omega}$ et Φ la matrice d'autocorrélation entre toutes les sous-porteuses pilotes dispersées, de taille $\left[N^{(\mathrm{sp})}\times N^{(\mathrm{sp})}\right]$. Le vecteur Ω_d, dont les éléments sont les coefficients du filtre permettant d'estimer le coefficient de canal $H\left[n_d\right]$, est donc égal à :

$$\Omega_d = \Theta_d\,\Phi^{-1}. \tag{2.14}$$

Ceci nécessite bien sûr une connaissance parfaite des fonctions d'autocorrélation et d'intercorrélation du canal mais aussi une inversion de la matrice d'autocorrélation qui peut s'avérer complexe.

Calcul des cœfficients d'intercorrélation entre sous-porteuses

D'après les équations (2.9), (2.11) et (2.14), les cœfficients du filtre interpolateur dépendent de $\theta_{n_{p'}^{(\mathrm{sp})}-n_p^{(\mathrm{sp})}}$ et $\theta_{n_p^{(\mathrm{sp})}-n_d}$. Il est donc nécessaire de connaître tous les cœfficients d'intercorrélation entre deux sous-porteuses actives quelconques d'indice n et n', d'un même symbole OFDM. Ces cœfficients dépendent de l'espacement fréquentiel entre ces sous-porteuses et de la bande de cohérence liée à la réponse impulsionnelle du canal.

Une solution adéquate pour définir le filtre interporlateur est de considérer le spectre de densité de puissance de la réponse impulsionnelle comme uniforme. Ainsi, en choisissant comme paramètre du filtre τ_{filtre} égal à l'étalement maximal des retards de la réponse impulsionnelle, la fonction d'intercorrélation s'écrit :

$$\theta_{n-n'} = \operatorname{sinc}\left(\pi\tau_{\text{filtre}}\left(n-n'\right)f_s\right), \tag{2.15}$$

avec f_s la fréquence d'échantillonnage.

2.3 Algorithmes de synchronisation fréquentielle à base de sous-porteuses pilotes

Après avoir étudié l'estimation de canal classiquement mise en œuvre dans un récepteur DVB-T à l'aide des sous-porteuses pilotes dispersées, nous nous intéressons maintenant aux algorithmes de synchronisation fréquentielle. Pour des raisons que nous exposerons plus tard, les estimations de décalage de fréquence porteuse (CFO pour *Carrier Frequency Offset*) et de décalage de fréquence d'échantillonnage (SFO pour *Sampling Frequency Offset*) du récepteur par rapport à l'émetteur, sont effectuées exclusivement à l'aide des sous-porteuses pilotes continues.

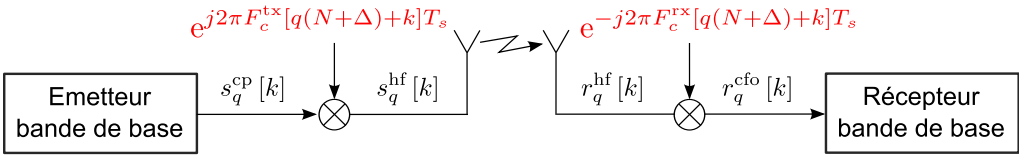


FIG. 2.4 – Chaîne de communication en présence de CFO

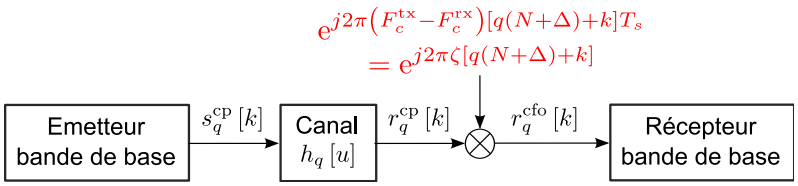


FIG. 2.5 – Chaîne de communication équivalente en présence de CFO

2.3.1 Estimation du décalage de fréquence porteuse (CFO)

Après modulation OFDM, le signal obtenu $\mathbf{s}_q^{\text{cp}}$ (développé dans le paragraphe 1.2.4) est transposé autour d'une fréquence porteuse F_c^{tx} à l'aide d'un oscillateur local et d'un mélangeur comme le montre la figure 2.4. En réception, avant les opérations de démodulation, le signal reçu en haute fréquence est retransposé en bande de base à l'aide d'un oscillateur local de fréquence F_c^{rx}, idéalement égale à F_c^{tx}. En pratique, la fréquence porteuse du récepteur est souvent décalée par rapport à celle de l'émetteur. Pour la suite, nous définissons $\zeta = \Delta F T_s = \left(F_c^{tx} - F_c^{rx}\right) T_s$ la CFO normalisée, avec T_s la période d'échantillonnage supposée la même à l'émetteur et au récepteur.

Signal reçu en présence de CFO

La figure 2.5 représente une chaîne de transmission en présence de CFO simplifiée et équivalente à celle de la figure 2.4. Elle permet d'exprimer le signal reçu en bande de base $r_q^{\text{cfo}}[k]$ sans avoir à développer les signaux temporels émis et reçus en haute fréquence :

$$r_q^{\text{cfo}}[k] = r_q^{\text{cp}}[k]\, \mathrm{e}^{j2\pi\zeta[q(N+\Delta)+k]}, \tag{2.16}$$

pour tout $k \in [0; N+\Delta-1]$. Après élimination de l'intervalle de garde, nous obtenons le signal temporel suivant :

$$r_q[k] = \left\{ \sum_{u=0}^{\nu-1} h_q[u]\, s_q^{\text{cp}}[\Delta + k - u] + w_q[k] \right\} \times \mathrm{e}^{j2\pi\zeta[q(N+\Delta)+\Delta+k]}, \tag{2.17}$$

pour tout $k \in [0; N-1]$.

Enfin, après l'opération de FFT, l'expression du symbole obtenu sur la n'-ième sous-porteuse du q-ième symbole OFDM (détaillée dans [57]) est donnée par :

$$\begin{aligned} & R_q\left[n'\right] \\ & = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} r_q[k]\, \mathrm{e}^{-j2\pi k \frac{n'}{N}} \\ & = \underbrace{S_q\left[n'\right] H_q\left[n'\right] \phi\left(n', n'\right) \mathrm{e}^{j2\pi q(N+\Delta)\zeta}}_{\text{signal utile}} + \underbrace{\sum_{\substack{n=0 \\ n \neq n'}}^{N-1} S_q[n]\, H_q[n]\, \phi\left(n, n'\right) \mathrm{e}^{j2\pi q(N+\Delta)\zeta}}_{\text{Interférence interporteuses (ICI)}} + w_q'\left[n'\right], \end{aligned} \tag{2.18}$$

où

$$\phi\left(n, n'\right) = \psi_N\left(\zeta + \frac{n'-n}{N}\right) \times \mathrm{e}^{j\pi(N-1)\left(\zeta + \frac{n'-n}{N}\right)}. \tag{2.19}$$

$\psi_N(x) = \frac{\sin(\pi N x)}{N \sin(\pi x)}$ est la fonction de Dirichlet représentant le cœfficient d'atténuation entre le symbole émis sur la n-ième sous-porteuse et son image, engendrée par la CFO, reçue sur la n'-ième sous-porteuse. D'après l'équation (2.18), le symbole reçu sur la n'-ième sous-porteuse est donc égal au symbole utile émis $S_q[n']$ distordu par un cœfficient de canal

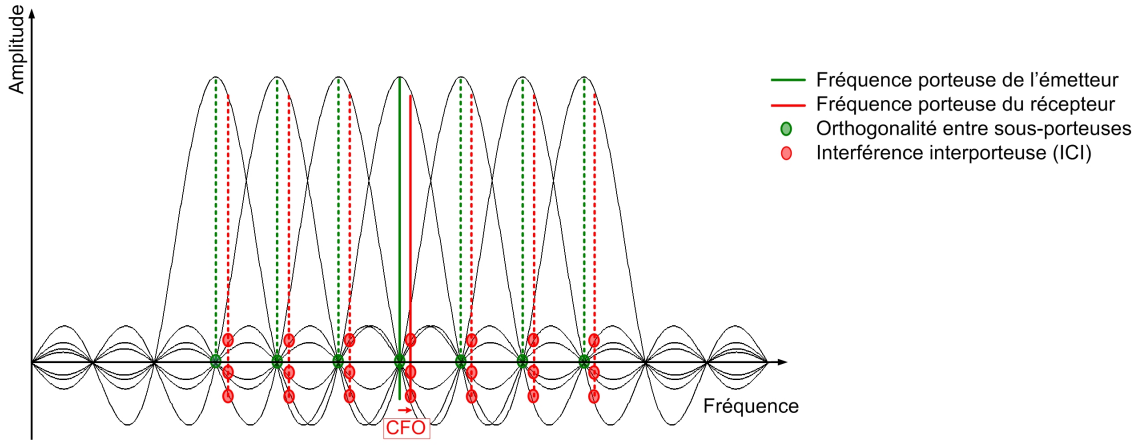


FIG. 2.6 – Influences de la CFO sur un signal OFDM

$H_q[n']$, atténué d'un cœfficient $\psi_N(\zeta)$, affecté d'une rotation de phase due à la CFO, et bruité par de l'interférence interporteuses (ICI pour *Inter-Carrier Interference*) en plus du bruit gaussien $w'_q[n']$. L'atténuation d'amplitude du symbole utile et l'ICI causées par la CFO sont illustrées sur la figure 2.6.

Métrique d'estimation de la CFO

Pour estimer la CFO, il est nécessaire de définir une métrique [58] [59] [60] à partir de l'équation (2.18). Classiquement, pour un système OFDM, cette métrique permet de mesurer la rotation de phase d'une sous-porteuse pilote continue $n_p^{(\mathrm{cp})}$ entre deux symboles OFDM consécutifs q et $(q+1)$ dépendant de ζ :

$$\begin{aligned}\Gamma_{q,n_p^{(\mathrm{cp})}}(\zeta) &= \frac{R_q^*\left[n_p^{(\mathrm{cp})}\right] R_{q+1}\left[n_p^{(\mathrm{cp})}\right]}{S_q^*\left[n_p^{(\mathrm{cp})}\right] S_{q+1}\left[n_p^{(\mathrm{cp})}\right]} \\ &= H_q^*\left[n_p^{(\mathrm{cp})}\right] H_{q+1}\left[n_p^{(\mathrm{cp})}\right] \left|\phi\left(n_p^{(\mathrm{cp})}, n_p^{(\mathrm{cp})}\right)\right|^2 \mathrm{e}^{j2\pi(N+\Delta)\zeta} + \Xi_{\mathrm{ICI}} + \Xi_{\mathrm{AWGN}}.\end{aligned} \tag{2.20}$$

Il a été démontré dans [61] que l'ICI due à la CFO suit une distribution gaussienne de moyenne nulle. Ainsi, en moyennant la métrique sur un nombre de sous-porteuses pilotes continues suffisamment élevé, les termes d'ICI et d'AWGN tendent vers 0 :

$$\begin{aligned}\Gamma_q(\zeta) &= \frac{1}{N^{(\mathrm{cp})}} \sum_{p=0}^{N^{(\mathrm{cp})}-1} \Gamma_{q,n_p^{(\mathrm{cp})}}(\zeta) \\ &\approx \frac{1}{N^{(\mathrm{cp})}} \sum_{p=0}^{N^{(\mathrm{cp})}-1} H_q^*\left[n_p^{(\mathrm{cp})}\right] H_{q+1}\left[n_p^{(\mathrm{cp})}\right] \left|\phi\left(n_p^{(\mathrm{cp})}, n_p^{(\mathrm{cp})}\right)\right|^2 \mathrm{e}^{j2\pi(N+\Delta)\zeta},\end{aligned} \tag{2.21}$$

avec $N^{(\mathrm{cp})}$ le nombre de sous-porteuses pilotes continues par symbole OFDM (soit 45 en mode 2K). Si l'on suppose que le canal est invariant durant deux symboles OFDM consécutifs, c'est-à-dire que $H_q\left[n_p^{(\mathrm{cp})}\right] = H_{q+1}\left[n_p^{(\mathrm{cp})}\right]$, alors l'équation (2.21) peut se réécrire :

$$\Gamma_q(\zeta) \approx \underbrace{\mathrm{e}^{j2\pi(N+\Delta)\zeta}}_{\text{Phase à estimer}} \times \frac{1}{N^{(\mathrm{cp})}} \sum_{p=0}^{N^{(\mathrm{cp})}-1} \left|H_q\left[n_p^{(\mathrm{cp})}\right]\right|^2 \left|\phi\left(n_p^{(\mathrm{cp})}, n_p^{(\mathrm{cp})}\right)\right|^2. \tag{2.22}$$

Notons que si nous avions exploité les sous-porteuses pilotes dispersées (figure 2.2), il aurait fallu supposer une invariance temporelle du canal sur 4 symboles OFDM. Cette contrainte étant plus forte, surtout dans le cas d'une réception mobile, ceci explique pourquoi les algorithmes d'estimation de CFO dans un récepteur DVB-T sont basés sur les sous-porteuses pilotes continues présentes dans tous les symboles OFDM. A partir de l'argument de $\Gamma_q(\zeta)$, représentant la rotation de phase des symboles reçus entre deux symboles OFDM consécutifs, nous pouvons maintenant estimer la CFO :

$$\hat{\zeta}_q = \frac{\mathrm{Arg}\left\{\Gamma_q(\zeta)\right\}}{2\pi(N+\Delta)}. \tag{2.23}$$

Les performances de cet estimateur sont principalement limitées par l'hypothèse utilisée dans l'équation (2.21). En effet, le moyennage de la métrique $\Gamma_{q,n_p^{(\mathrm{cp})}}(\zeta)$ n'est pas forcément effectué sur un nombre d'échantillons assez élevé (45 échantillons en mode 2K) pour pouvoir réellement négliger les termes d'ICI et de bruit gaussien, respectivement Ξ_{ICI} et Ξ_{AWGN}. Pour remédier à ce problème, un filtre de boucle consistant à prendre en compte les estimations antérieures de la CFO, est utilisé dans les récepteurs [58]. Ceci permet en quelque sorte de moyenner l'estimateur sur un plus grand nombre d'échantillons, améliorant ainsi l'estimation au fur et à mesure du nombre de symboles OFDM reçus.

2.3.2 Estimation du décalage de fréquence d'échantillonnage (SFO)

Nous nous intéressons maintenant à la synchronisation de fréquence d'échantillonnage. Dans un récepteur, celle-ci est toujours effectuée après la synchronisation de la fréquence porteuse. Dans un souci de simplicité de calcul, nous admettrons dans cette partie que l'étape de synchronisation de fréquence porteuse a été parfaitement procédée, sans que ceci n'altère l'algorithme d'estimation de la SFO. Pour la suite, nous définissons T_s la période d'échantillonnage de l'émetteur, ΔT la différence temporelle entre T_s et la période d'échantillonnage du récepteur, ainsi que $\xi = \frac{\Delta T}{T_s}$ la SFO normalisée.

Signal reçu en présence de SFO

D'après le paragraphe 1.2.2 et la figure 1.5(b), après élimination de son intervalle de garde, un signal OFDM reçu dans le domaine fréquentiel est une superposition de sinus cardinaux de lobe principal de largeur $\frac{1}{T_u} = \frac{1}{NT_s}$. Si la période d'échantillonnage du récepteur T_s' est différente de celle de l'émetteur T_s, l'espacement interporteuse vu par le récepteur est erroné et de l'ICI vient bruiter les symboles reçus, comme le montre la figure 2.7. Contrairement au cas de la CFO (figure 2.6), le décalage fréquentiel entre les fréquences d'émission des sous-porteuses et les fréquences des sous-porteuses vues par le récepteur

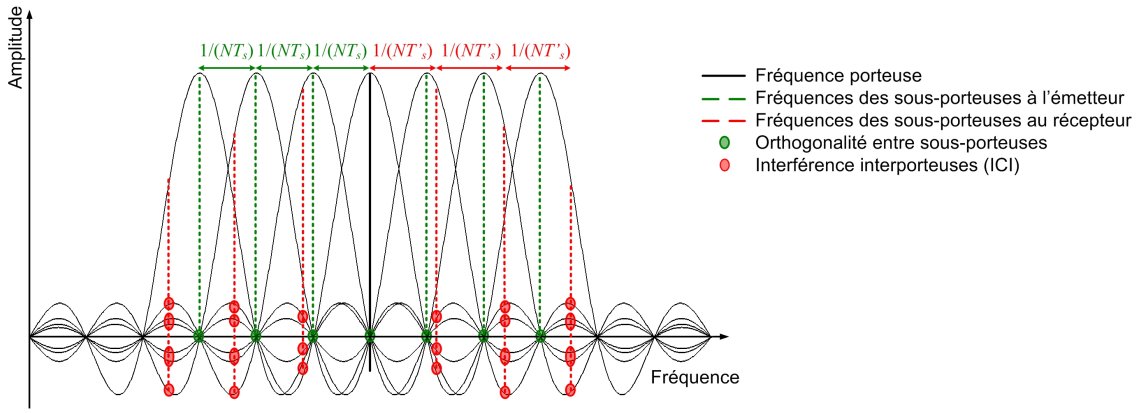


FIG. 2.7 – Influences de la SFO sur un signal OFDM

varie selon n. Il s'incrémente de façon linéaire au fur et à mesure que l'on s'écarte de la fréquence porteuse.

L'expression du symbole reçu sur la n'-ième sous-porteuse durant le q-ième symbole OFDM (développée dans [57]) est donnée par :

$$R_q\left[n'\right] = \underbrace{S_q\left[n'\right] H_q\left[n'\right] \phi\left(n',n'\right) \mathrm{e}^{j2\pi q(N+\Delta)\frac{n'}{N}\xi}}_{\text{signal utile}} + \underbrace{\sum_{\substack{n=0\\ n\neq n'}}^{N-1} S_q\left[n\right] H_q\left[n\right] \phi\left(n,n'\right) \mathrm{e}^{j2\pi q(N+\Delta)\frac{n'}{N}\xi}}_{\text{Interférence interporteuses (ICI)}} + w'_q\left[n'\right], \tag{2.24}$$

où

$$\phi\left(n,n'\right) = \psi_N\left(\frac{n}{N}\xi + \frac{n'-n}{N}\right) \times \mathrm{e}^{j\pi(N-1)\left(\frac{n}{N}\xi+\frac{n'-n}{N}\right)}. \tag{2.25}$$

Métrique d'estimation de la SFO

De la même manière que pour l'estimation de la CFO, nous pouvons définir une métrique $\Gamma_{q,n_p^{(\mathrm{cp})}}(\xi)$ dont l'argument est la rotation de phase de la sous-porteuse pilote $n_p^{(\mathrm{cp})}$ entre deux symboles OFDM consécutifs [62] [63], bruitée par de l'ICI et du bruit gaussien.

$$\begin{aligned}\Gamma_{q,n_p^{(\mathrm{cp})}}(\xi) &= \frac{R_q^*\left[n_p^{(\mathrm{cp})}\right] R_{q+1}\left[n_p^{(\mathrm{cp})}\right]}{S_q^*\left[n_p^{(\mathrm{cp})}\right] S_{q+1}\left[n_p^{(\mathrm{cp})}\right]} \\ &= H_q^*\left[n_p^{(\mathrm{cp})}\right] H_{q+1}\left[n_p^{(\mathrm{cp})}\right] \left|\phi\left(n_p^{(\mathrm{cp})},n_p^{(\mathrm{cp})}\right)\right|^2 \mathrm{e}^{j2\pi(N+\Delta)\frac{n_p^{(\mathrm{cp})}}{N}\xi} + \Xi_{\mathrm{ICI}} + \Xi_{\mathrm{AWGN}}\end{aligned} \tag{2.26}$$

En reprenant l'hypothèse utilisée pour l'obtention de l'équation (2.22), à savoir une invariance temporelle du canal durant deux symboles OFDM consécutifs, la métrique d'estimation de la SFO peut être simplifiée ainsi :

$$\Gamma_{q,n_p^{(\mathrm{cp})}}(\xi) \approx \mathrm{e}^{j2\pi(N+\Delta)\frac{n_p^{(\mathrm{cp})}}{N}\xi} \left|H_q\left[n_p^{(\mathrm{cp})}\right]\right|^2 + \Xi_{\mathrm{ICI}} + \Xi_{\mathrm{AWGN}}. \tag{2.27}$$

Définissons $\varphi\left(n_p^{(\mathrm{cp})}\right)$ la rotation de phase engendrée par la SFO, sur une même sous-porteuse $n_p^{(\mathrm{cp})}$, entre deux symboles OFDM consécutifs. Nous remarquons que cette rotation de phase est une fonction linéaire de l'indice de la sous-porteuse pilote étudiée :

$$\varphi\left(n_p^{(\mathrm{cp})}\right) = \left(2\pi\left(N+\Delta\right)\frac{\xi}{N}\right) \times n_p^{(\mathrm{cp})}. \tag{2.28}$$

En supposant que l'ICI suive une loi gausienne de moyenne nulle [61], d'après les équations (2.27) et (2.28), nous pouvons estimer la SFO en effectuant une régression linéaire de $\Gamma_{q,n_p^{(\mathrm{cp})}}(\xi)$:

$$\hat{\xi}_q = \frac{\sum_{p=0}^{N^{(\mathrm{cp})}-1}\left(n_p^{(\mathrm{cp})} - \bar{n}^{(\mathrm{cp})}\right)\left(\Gamma'_{q,n_p^{(\mathrm{cp})}}(\xi) - \bar{\Gamma}'_q(\xi)\right)}{\sum_{p=0}^{N^{(\mathrm{cp})}-1}\left(n_p^{(\mathrm{cp})} - \bar{n}^{(\mathrm{cp})}\right)^2}, \tag{2.29}$$

avec $\bar{n}^{(\mathrm{cp})}$ la valeur moyenne des $n_p^{(\mathrm{cp})}$, $\Gamma'_{q,n_p^{(\mathrm{cp})}}(\xi) = \mathrm{Arg}\left\{\Gamma_{q,n_p^{(\mathrm{cp})}}(\xi)\right\} / \left\{2\pi\left(N+\Delta\right)/N\right\}$ et $\bar{\Gamma}'_q(\xi)$ la valeur moyenne des $\Gamma'_{q,n_p^{(\mathrm{cp})}}(\xi)$.

Les performances de l'estimateur de la SFO sont comme celles de l'estimateur de la CFO, principalement limitées par l'ICI et le bruit gaussien. Un deuxième filtre de boucle destiné aux estimateurs de la SFO [58] est mis en œuvre pour améliorer l'estimateur final de la SFO au fur et mesure des symboles OFDM reçus.

2.4 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté le standard de TNT de référence DVB-T, et développé les algorithmes classiques d'estimation de canal, de CFO et de SFO qui lui sont associés. Ces techniques d'estimation sont basées sur des sous-porteuses pilotes transmettant des symboles connus du récepteur. Deux catégories de sous-porteuses pilotes sont définies dans le standard. La première, relative aux sous-porteuses pilotes dispersées, est définie pour l'estimation de canal. La deuxième, relative aux sous-porteuses pilotes continues, est utilisée pour l'estimation de la CFO et de la SFO. Nous constatons que l'exploitation de différentes catégories de sous-porteuses pilotes pour l'estimation de canal et pour la synchronisation fréquentielle, présente l'inconvénient d'engendrer une réduction du débit utile du système DVB-T. Dans les chapitres 4 et 5, ces algorithmes de réception seront comparés à ceux que nous proposerons, en termes de complexité, de débit utile, de taux d'erreur binaire et d'erreur quadrique moyenne.

Notations mathématiques des chapitres 3 et 4

Paramètres liées à la fonction OFDM

N_{FFT}	Taille de la FFT
N_u	Nombre de sous-porteuses actives
Δ	Taille de l'intervalle de garde
Δf	Espacement interporteuse
T_{ofdm}	Durée totale d'un symbole OFDM (avec l'intervalle de garde)

Rendements

R_c	Rendement du codage de canal convolutif
R_{MIMO}	Rendement de codage MIMO

Paramètres liés à la dimension spatiale (MIMO)

M_T	Nombre d'antennes d'émission
M_R	Nombre d'antennes de réception
m_T	Indice d'antenne d'émission
m_R	Indice d'antenne de réception

Paramètres et indices relatifs à la fonction d'étalement ou de précodage

L	Longueur totale d'étalement
L_t	Longueur d'étalement temporel

L_f	Longueur d'étalement fréquentiel
m	Indice du bloc de L_t symboles OFDM
b	Indice de sous-bande de L_f sous-porteuses
n	Indice de sous-porteuse dans une sous-bande
n_{eq}	Indice de sous-porteuse équivalente
q	Indice de symbole OFDM dans un bloc de symboles OFDM
l	Indice de chip
i	Indice de séquence de précodage ou de code
p	Indice de la séquence de précodage ou du code alloué aux symboles pilotes
p_1	Indice du premier code pilote dans le cas SCBC
p_2	Indice du deuxième code pilote dans le cas SCBC
$\mathbf{C}$	Matrice de précodage de taille $[L \times L]$
$\mathbf{C}_{(u)}$	Matrice des $(L-1)$ séquences de précodage allouées aux symboles de données
$\mathbf{c}_i$	i-ème séquence de précodage
$c_i\,[l]$	l-ième chip de la i-ème séquence de précodage
$\mathbf{P}$	Matrice diagonale de taille $[L \times L]$ des puissances allouées aux séquences de précodage
$\mathbf{P}_{(u)}$	Matrice diagonale de taille $[(L-1) \times (L-1)]$ des puissances allouées aux symboles de données
P_i	Puissance allouée à la i-ème séquence de précodage
$P_{(u)}$	Puissance allouée aux séquences de précodage utilisées pour les symboles de données

Notations des symboles

Scénario mono-antenne (SISO)

$\mathbf{S}_{m,b}$	Vecteur de L symboles complexes obtenus après fonction de mapping
$\mathbf{S}_{m,b}^{(u)}$	Vecteur des $(L-1)$ symboles de données du vecteur $\mathbf{S}_{m,b}$
$S_{m,b}\,[i]$	i-ème symbole du vecteur $\mathbf{S}_{m,b}$

$\mathbf{X}_{m,b}$	Vecteur de L chips obtenus après fonction de précodage
$X_{m,b}[l]$	l-ième chip du vecteur $\mathbf{X}_{m,b}$
$X_{m,b}[q,n]$	Chip du vecteur $\mathbf{X}_{m,b}$ positionné sur la n-ième sous-porteuse du q-ième symbole OFDM de l'ensemble de sous-porteuses (m,b)
$\mathbf{Y}_{m,b}$	Vecteur des L symboles reçus sur l'ensemble de sous-porteuses (m,b)
$Y_{m,b}[l]$	l-ième chip du vecteur $\mathbf{Y}_{m,b}$
$Y_{m,b}[q,n]$	Chip du vecteur $\mathbf{Y}_{m,b}$ positionné sur la n-ième sous-porteuse du q-ième symbole OFDM de l'ensemble de sous-porteuses (m,b)
$\mathbf{Z}_{m,b}$	Vecteur de L symboles obtenus après déprécodage
$Z_{m,b}[i]$	i-ème symbole du vecteur $\mathbf{Z}_{m,b}$

Scénario multi-antennes (MIMO)

$\mathbf{X}_{m,b}^{m_T}$	Vecteur de L symboles obtenus après codage MIMO associés à la m_T-ième antenne d'émission
$X_{m,b}^{m_T}[i]$	i-ème symbole du vecteur $\mathbf{X}_{m,b}^{m_T}$
$\mathbf{Y}_{m,b}^{m_T}$	Vecteur de L chips obtenus après fonction de précodage associés à la m_T-ième antenne d'émission
$Y_{m,b}^{m_T}[l]$	l-ième chip du vecteur $\mathbf{Y}_{m,b}^{m_T}$
$Y_{m,b}^{m_T}[q,n]$	Chip du vecteur $\mathbf{Y}_{m,b}^{m_T}$ transmis sur la n-ième sous-porteuse du q-ième symbole OFDM
$\mathbf{Z}_{m,b}^{m_R}$	Vecteur de L symboles reçus sur la m_R-ième antenne de réception
$Z_{m,b}^{m_T}[l]$	l-ième chip du vecteur $\mathbf{Z}_{m,b}^{m_T}$
$Z_{m,b}^{m_R}[q,n]$	Symbole du vecteur $\mathbf{Z}_{m,b}^{m_R}$ reçu sur la n-ième sous-porteuse du q-ième symbole OFDM
$R_{m,b}^{m_R}[i]$	Symbole obtenu à partir du vecteur $\mathbf{Z}_{m,b}^{m_R}$ après fonction de déprécodage avec le code $\mathbf{c}_i$

Termes relatifs au modèle de canal

Scénario mono-antenne (SISO)

$\mathbf{H}_{m,b}$	Matrice diagonale de taille $[L \times L]$ des cœfficients de canal fréquentiels relatifs à l'ensemble de sous-porteuses (m, b)
$H_{m,b}[l]$	Cœfficient de canal fréquentiel subi par le chip $X_{m,b}[l]$
$H_{m,b}[q, n]$	Cœfficient de canal fréquentiel subi par le chip $X_{m,b}[q, n]$
$\bar{H}_{m,b}$	Cœfficient de canal moyen relatif à l'ensemble de sous-porteuses (m, b)
$\hat{H}_{m,b}$	Estimé du cœfficient de canal moyen $\bar{H}_{m,b}$
$\mathbf{W}_{m,b}$	Vecteur des L termes de bruits gaussiens (AWGN) présents sur l'ensemble de sous-porteuses (m, b)
$W_{m,b}[l]$	l-ième échantillon du vecteur $\mathbf{W}_{m,b}$
$W_{m,b}[q, n]$	Echantillon de bruit AWGN du vecteur $\mathbf{W}_{m,b}$ présent sur la n-ième sous-porteuse du q-ième symbole OFDM

Scénario multi-antennes (MIMO)

$\mathbf{H}_{m,b}^{m_T m_R}$	Matrice diagonale de taille $[L \times L]$ des cœfficients de canal fréquentiels relatifs à l'ensemble de sous-porteuses (m, b) et reliant la m_T-ième antenne d'émission à la m_R-ième antenne de réception
$H_{m,b}^{m_T m_R}[q, n]$	Cœfficient de canal fréquentiel de la matrice $\mathbf{H}_{m,b}^{m_T m_R}$ relatif à la n-ième sous-porteuse du q-ième symbole OFDM
$\bar{H}_{(m,m+1),b}^{m_T m_R}$	Cœfficient de canal moyen des ensembles de sous-porteuses (m, b) et $(m+1, b)$ reliant la m_T-ième antenne d'émission à la m_R-ième antenne de réception
$\hat{H}_{(m,m+1),b}^{m_T m_R}$	Estimé du cœfficient de canal moyen $\bar{H}_{(m,m+1),b}^{m_T m_R}$
$\bar{H}_{m,b}^{m_T m_R}$	Cœfficient de canal moyen de l'ensemble de sous-porteuses (m, b) reliant la m_T-ième antenne d'émission à la m_R-ième antenne de réception
$\hat{H}_{m,b}^{m_T m_R}$	Estimé du cœfficient de canal moyen $\bar{H}_{m,b}^{m_T m_R}$
$\mathbf{W}_{m,b}^{m_R}$	Vecteur de L termes de bruits gaussiens (AWGN) présents sur la m_R-ième antenne de réception

$W_{m,b}^{m_R}$	Echantillon de bruit AWGN du vecteur $\mathbf{W}_{m,b}^{m_R}$ présent sur la n-ième sous-porteuse du q-ième symbole OFDM

Termes d'interférences subies par les estimateurs

Scénario mono-antenne (SISO)

$\Xi_{\text{WGN}}(m,b)$	Bruit AWGN présent après fonction de déprécodage et relatif à l'ensemble de sous-porteuses (m,b)
$\Xi_{\text{MCI}}(m,b)$	Interférence entre codes (MCI) présente après fonction de déprécodage et relatif à l'ensemble de sous-porteuses (m,b)
$\Xi_{\text{data}}(m,b',q,n')$	Interférence en provenance des chips des symboles de données subie par la métrique de CFO et de SFO avant la fonction de déprécodage
$\Xi_{\text{ICI}}(m,b',q,n')$	Interférence entre sous-porteuses (ICI) subie par la métrique de CFO et de SFO avant la fonction de déprécodage

Scénario multi-antennes (MIMO)

$\text{WGN}_{(m,m+1),b}^{m_R}$	Bruit AWGN subi par les estimateurs de canal $\hat{H}_{(m,m+1),b}^{m_T m_R}$
$\text{WGN}_{m,b}^{m_R}$	Bruit AWGN subi par les estimateurs de canal $\hat{H}_{m,b}^{m_T m_R}$
$\text{MCI}_{(m,m+1),b}^{m_R}$	MCI subie par les estimateurs de canal $\hat{H}_{(m,m+1),b}^{m_T m_R}$
$\text{MCI}_{m,b}^{m_R}$	MCI subie par les estimateurs de canal $\hat{H}_{m,b}^{m_T m_R}$
$\text{IAI}_{(m,m+1),b}^{m_R}$	Interférence entre antennes (IAI) subie par les estimateurs de canal $\hat{H}_{(m,m+1),b}^{m_T m_R}$
$\text{IAI}_{m,b}^{m_R}$	IAI subie par les estimateurs de canal $\hat{H}_{m,b}^{m_T m_R}$

Paramètres liés à la désynchronisation fréquentielle

T_s	Période d'échantillonnage
F_c^{tx}	Fréquence porteuse de l'émetteur
F_c^{rx}	Fréquence porteuse du récepteur
ΔF	Décalage de la fréquence porteuse (CFO) du récepteur
ΔT	Décalage de la période d'échantillonnage du récepteur

ζ	CFO normalisée par rapport à Δf
ξ	Décalage de la période d'échantillonnage normalisée par rapport à T_s
$\Gamma\left(m, q, b', n'\right)$	Métrique de CFO et de SFO avant fonction de déprécodage
$\Theta\left(m, b'\right)$	Métrique de CFO et de SFO après fonction de déprécodage
$\hat{\zeta}_{m,q}^{(\mathrm{fine})}$	Estimateur de CFO à base de chips pilotes
$\hat{\xi}_{m,q}^{(\mathrm{fine})}$	Estimateur de SFO à base de chips pilotes
$\hat{\zeta}_{m}^{(\mathrm{res})}$	Estimateur de CFO résiduelle à base de symboles pilotes désétalés
$\hat{\xi}_{m}^{(\mathrm{res})}$	Estimateur de SFO résiduelle à base de symboles pilotes désétalés

Chapitre 3

Estimation de canal à base de symboles pilotes étalés

DANS ce chapitre, nous proposons un algorithme d'estimation de canal original à base de symboles pilotes étalés. Tout d'abord, nous présentons la structure de l'émetteur et développons l'expression du signal transmis. Ensuite, nous décrivons les principes de l'algorithme d'estimation de canal proposé dans le cas d'une transmission SISO. L'expression analytique de l'erreur quadratique moyenne (MSE pour *Mean Square Error*) de l'estimateur y est développée. Une comparaison du système proposé avec le standard DVB-T est effectuée en termes de taux d'erreur binaire (BER pour *Bit Error Rate*), de débit utile et de complexité. Enfin, nous clôturons ce chapitre en proposant une extension de cet algorithme à la dimension spatiale en exploitant le code MIMO en bloc d'Alamouti.

3.1 Structure de l'émetteur LP-OFDM à base de symboles pilotes étalés

Dans le système DVB-T, chaque symbole pilote est transmis sur une seule sous-porteuse qui lui est exclusivement réservée. Il en résulte que seulement certaines sous-porteuses transmettent les symboles pilotes. Nous proposons dans cette thèse une stratégie différente qui consiste à répartir ou étaler chaque symbole pilote sur plusieurs sous-porteuses et où toutes les sous-porteuses actives transmettent des pilotes. L'idée est de bénéficier d'avantage de flexibilité grâce aux paramètres d'étalement et d'avantage de diversité pour nos algorithmes d'estimation en réception. Cette approche implique une superposition des symboles pilotes aux symboles de données sur toutes les sous-porteuses comme dans [64]. Pour éviter toute interférence entre les symboles pilotes et les symboles de données, nous proposons d'utiliser une fonction de précodage linéaire basée sur les codes de Walsh-Hadamard [65] connus pour leur propriété d'orthogonalité. Nous obtenons ainsi un système LP-OFDM tel que décrit dans le chapitre 1, où une séquence de précodage (ou code d'étalement) est réservée aux symboles pilotes.

La figure 3.1 illustre le signal transmis proposé selon les trois dimensions : temporelle, fréquentielle et codes de Walsh-Hadamard (W-H). Nous définissons les paramètres L_t et L_f respectivement les longueurs d'étalement temporel et fréquentiel, ainsi

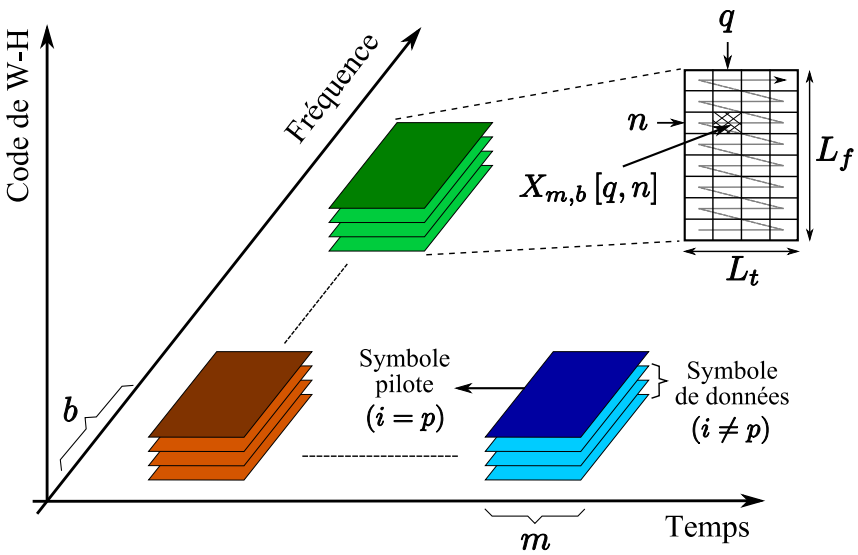


FIG. 3.1 – Représentation du signal LP-OFDM émis selon les 3 dimensions : temporel, fréquentiel et codes de W-H

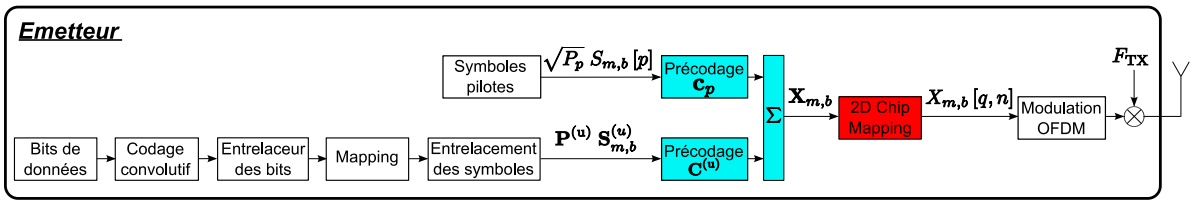


FIG. 3.2 – Schéma d'émission du système LP-OFDM à base de symboles pilotes étalés

---

que $L = 2^n = (L_t \times L_f)$ la longueur d'étalement totale avec $n \in \mathbb{N}$. Afin de distinguer les différents ensembles de L sous-porteuses, nous définissons m et b respectivement l'indice de l'ensemble de L_t symboles OFDM et l'indice de la sous-bande de L_f sous-porteuses, avec $B = (N_u/L_f)$ le nombre de sous-bandes et N_u le nombre de sous-porteuses actives. Enfin, pour différencier aussi chaque sous-porteuse d'un ensemble de L sous-porteuses (m, b), nous définissons q et n respectivement l'indice du symbole OFDM et l'indice de la sous-porteuse, avec $0 \leq q \leq (L_t - 1)$ et $0 \leq n \leq (L_f - 1)$.

La figure 3.2 représente la structure de l'émetteur LP-OFDM à base de symboles pilotes étalés. Les entrelaceurs et le codage de canal sont les mêmes que ceux du système DVB-T. Après entrelacement des symboles de données, chaque paquet de $(L-1)$ symboles de données $S_{m,b}[i \neq p]$ est multiplexé avec un symbole pilote $S_{m,b}[p]$. Le vecteur symbole $\mathbf{S}_{m,b} = [S_{m,b}[0] \ldots S_{m,b}[i] \ldots S_{m,b}[L-1]]^{\mathrm{T}}$ ainsi obtenu est ensuite multiplié par la matrice de précodage $\mathbf{C} = [\mathbf{c}_0 \ldots \mathbf{c}_i \ldots \mathbf{c}_{L-1}]$ de taille $[L \times L]$, avec $\mathbf{c}_i = [c_i[0] \ldots c_i[l] \ldots c_i[L-1]]^{\mathrm{T}}$ la i-ème séquence de précodage ou code d'étalement. Afin que la puissance du signal ne soit pas modifiée, la matrice de précodage est normalisée en

puissance : $c_i[l] = \pm 1/\sqrt{L}$ quels que soient $i \in [0, L-1]$ et $l \in [0, L-1]$. Le vecteur $\mathbf{X}_{m,b} = [X_{m,b}[0,0] \ldots X_{m,b}[q,n] \ldots X_{m,b}[L_t - 1, L_f - 1]]^{\mathrm{T}}$ résultant de l'opération de précodage peut donc s'exprimer :

$$\mathbf{X}_{m,b} = \mathbf{C}\ \mathbf{P}\ \mathbf{S}_{m,b} \tag{3.1}$$

où $\mathbf{P} = \mathrm{diag}\left\{\sqrt{P_0} \ldots \sqrt{P_i} \ldots \sqrt{P_{L-1}}\right\}$ est la matrice diagonale de taille $[L \times L]$ avec $P[i]$ la puissance allouée au symbole $S_{m,b}[i]$. De manière à faire apparaître le symbole pilote $S_{m,b}[p]$, nous pouvons réécrire l'équation (3.1) ainsi :

$$\mathbf{X}_{m,b} = \mathbf{c}_p\ \sqrt{P}_p\ S_{m,b}[p] + \mathbf{C}_{(\mathrm{u})}\ \mathbf{P}_{(\mathrm{u})}\ \mathbf{S}_{m,b}^{(\mathrm{u})} \tag{3.2}$$

où $\mathbf{C}_{(\mathrm{u})}$ est la matrice de taille $[L \times (L-1)]$ dont les colonnes sont les codes d'étalement des symboles de données et $\mathbf{P}_{(\mathrm{u})}$ la matrice diagonale de taille $[(L-1) \times (L-1)]$ dont les éléments sont les puissances allouées aux symboles de données.

Après la fonction de précodage, une opération de 2D *chip mapping* positionne les L chips obtenus $X_{m,b}[q,n]$ sur l'ensemble des sous-porteuses qui leur est réservé. Cette opération peut être effectuée de différentes manières. Il a été constaté dans [66] que la forme du trajet suivi par les chips n'influence que très peu les performances du système en terme de BER. Dans notre étude, nous choisissons un 2D *chip mapping* suivant un chemin en forme de zigzag selon la direction temporelle, comme illustré sur la figure 3.1. Par conséquent, le symbole transmis sur la n-ième sous-porteuse, durant le q-ième symbole OFDM, de l'ensemble de sous-porteuses (m,b), s'exprime :

$$X_{m,b}[q,n] = \sum_{i=0}^{L-1} \sqrt{P_i}\ S_{m,b}[i]\ c_i[n \times L_t + q]\,. \tag{3.3}$$

De la même manière que dans le système DVB-T, les symboles pilotes ont besoin d'être *boostés* en puissance, c'est-à-dire suramplifiés par rapport aux symboles de données, afin d'améliorer les performances de nos estimateurs en réception. Une optimisation du paramètre P_p sera donc nécessaire pour chaque longueur d'étalement L, afin d'obtenir le plus faible BER pour une valeur de SNR donnée.

Le rapport entre le nombre de symboles pilotes et le nombre total de symboles ainsi que le rapport entre la puissance des pilotes P_p et la puissance des données n'étant pas les mêmes que pour le système DVB-T, l'équation mathématique donnant le rapport (E_b/N_0) en fonction du SNR pour le système LP-OFDM à base de pilotes étalés diffère de celle du système DVB-T définie dans l'équation (2.2). Elle est donc maintenant définie par :

$$\begin{aligned}\left(\frac{E_b}{N_0}\right)_{\mathrm{dB}} = \left(\frac{S}{N}\right)_{\mathrm{dB}} &- 10\log(N_b) + 10\log\left(\frac{N_{\mathrm{FFT}} + \Delta}{N_{\mathrm{FFT}}}\right) + 10\log\left(\frac{N_{\mathrm{FFT}}}{N_u}\right) \\ &- 10\log(R_c) + 10\log\left(\frac{(L-1) \times P_{(\mathrm{u})} + P_p}{(L-1) \times P_{(\mathrm{u})}}\right),\end{aligned} \tag{3.4}$$

avec $P_{(\mathrm{u})}$ la puissance allouée aux données que nous considérerons égale à 1 dans la suite.

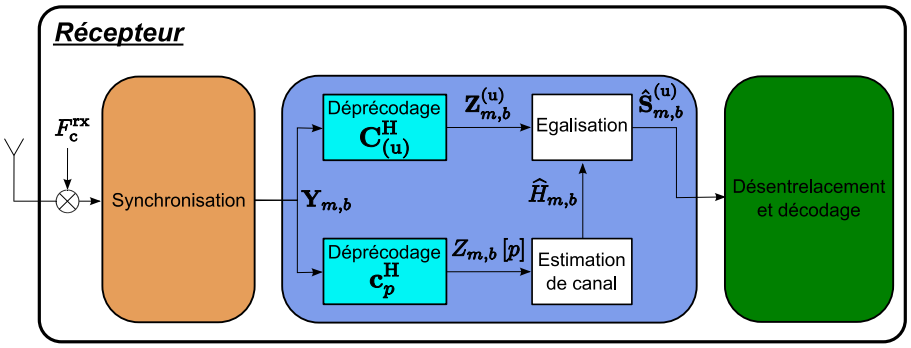


FIG. 3.3 – Schéma du récepteur LP-OFDM - Estimation de canal à base de symboles pilotes étalés

3.2 Estimation de canal dans le cas SISO

3.2.1 Principes

Au niveau du récepteur, une opération de déprécodage (ou désétalement) est nécessaire pour la détection des symboles de données. Elle peut être effectuée après l'estimation de canal [67] ou avant [66]. Si l'estimation de canal est effectuée avant désétalement, l'orthogonalité entre les données et les pilotes n'est pas restaurée et une technique d'interpolation par filtrage de Wiener 2D est nécessaire. Afin de réduire la complexité du récepteur, contrairement au système DVB-T nous proposons de ne pas utiliser de filtre interpolateur pour l'estimation de canal. Pour cela, les opérations d'estimation de canal et d'égalisation doivent être effectuées après la fonction de déprécodage comme illustré sur la figure 3.3.

Dans un premier temps, nous développons l'expression des symboles reçus $Y_{m,b}[q,n]$ sur chaque sous-porteuse. Pour cela, nous supposons une synchronisation parfaite entre l'émetteur et le récepteur. Il n'y a donc pas d'interférence entre sous-porteuses dans le signal reçu qui s'écrit :

$$Y_{m,b}[q,n] = H_{m,b}[q,n]\, X_{m,b}[q,n] + W_{m,b}[q,n]\,. \tag{3.5}$$

Les termes $H_{m,b}[q,n]$ et $W_{m,b}[q,n]$ sont respectivement la réponse fréquentielle du canal et le terme de bruit blanc additif gaussien (AWGN) de la n-ième sous-porteuse, durant le q-ième symbole OFDM de l'ensemble de sous-porteuses (m,b). Nous pouvons aussi exprimer les L symboles reçus sur l'ensemble de sous-porteuses (m,b) dans le vecteur :

$$\mathbf{Y}_{m,b} = \mathbf{H}_{m,b}\, \mathbf{X}_{m,b} + \mathbf{W}_{m,b} \tag{3.6}$$

où $\mathbf{Y}_{m,b} = [Y_{m,b}[0,0] \ldots Y_{m,b}[q,n] \ldots Y_{m,b}[L_t-1, L_f-1]]^{\mathrm{T}}$ est de taille $[L \times 1]$, $\mathbf{H}_{m,b} = \mathrm{diag}\{H_{m,b}[0,0] \ldots H_{m,b}[q,n] \ldots H_{m,b}[L_t-1, L_f-1]\}$ est la matrice diagonale de taille $[L \times L]$ des cœfficients de canal et $\mathbf{W}_{m,b} = [W_{m,b}[0,0] \ldots W_{m,b}[q,n] \ldots W_{m,b}[L_t-1, L_f-1]]^{\mathrm{T}}$ le vecteur de taille $[L \times 1]$ des termes AWGN.

L'estimation de canal étant effectuée après déprécodage, nous exprimons donc le symbole pilote reçu $Z_{m,b}[p]$ après désétalement par le code pilote $\mathbf{c}_p$, soit :

$$\begin{aligned} Z_{m,b}[p] &= \mathbf{c}_p^{\mathrm{H}}\, \mathbf{Y}_{m,b} \\ &= \mathbf{c}_p^{\mathrm{H}}\, \mathbf{H}_{m,b}\, \mathbf{c}_p\, \sqrt{P_p}\, S_{m,b}[p] + \mathbf{c}_p^{\mathrm{H}}\, \mathbf{H}_{m,b}\, \mathbf{C}_{(\mathrm{u})}\, \mathbf{P}_{(\mathrm{u})}\, \mathbf{S}_{m,b}^{(\mathrm{u})} + \mathbf{c}_p^{\mathrm{H}}\, \mathbf{W}_{m,b} \\ &= \frac{1}{L}\, \mathrm{tr}\{\mathbf{H}_{m,b}\}\, \sqrt{P_p}\, S_{m,b}[p] + \underbrace{\mathbf{c}_p^{\mathrm{H}}\, \mathbf{H}_{m,b}\, \mathbf{C}_{(\mathrm{u})}\, \mathbf{P}_{(\mathrm{u})}\, \mathbf{S}_{m,b}^{(\mathrm{u})}}_{\text{Interférence entre codes (MCI)}} + \mathbf{c}_p^{\mathrm{H}}\, \mathbf{W}_{m,b} \end{aligned} \tag{3.7}$$

où $\mathrm{tr}\{\mathbf{H}_{m,b}\}$ désigne la trace de la matrice $\mathbf{H}_{m,b}$. Cette dernière divisée par le nombre d'éléments L composant la diagonale de $\mathbf{H}_{m,b}$ représente le cœfficient de canal moyen de l'ensemble de sous-porteuses (m,b) : $\bar{H}_{m,b} = \frac{1}{L}\, \mathrm{tr}\{\mathbf{H}_{m,b}\}$. Nous remarquons la présence d'interférence provenant des symboles de données que nous appellerons dans la suite interférence entre codes (MCI pour *Multiple Code Interference*). L'orthogonalité entre les $(L-1)$ symboles de données et le symbole pilote n'est pas restaurée en réception. Ceci est dû à la variation des cœfficients de canal sur l'ensemble de sous-porteuses (m,b). En effet, si le canal est plat sur les L sous-porteuses, alors $\bar{H}_{m,b} = H_{m,b}[q,n]$ quels que soient q et n, avec $\bar{H}_{m,b}$ la moyenne des cœfficients de canal de l'ensemble de sous-porteuses (m,b). Dans ce cas, l'équation (3.7) se simplifie ainsi :

$$Z_{m,b}[p] = \bar{H}_{m,b}\, \sqrt{P_p}\, S_{m,b}[p] + \underbrace{\bar{H}_{m,b}\, \mathbf{c}_p^{\mathrm{H}}\, \mathbf{C}_{(\mathrm{u})}\, \mathbf{P}_{(\mathrm{u})}\, \mathbf{S}_{m,b}^{(\mathrm{u})}}_{\text{Orthogonalité entre codes restaurée}} + \mathbf{c}_p^{\mathrm{H}}\, \mathbf{W}_{m,b}. \tag{3.8}$$

La multiplication par la matrice $\mathbf{H}_{m,b}$ équivaut à une multiplication par le cœfficient $\bar{H}_{m,b}$ et l'orthogonalité entre codes est restaurée : $\left(\mathbf{c}_p^{\mathrm{H}}\, \mathbf{C}_{(\mathrm{u})}\right)$ est égal à un vecteur nul. Il est donc important d'optimiser les paramètres d'étalement L_t et L_f afin que les symboles pilotes soient étalés sur des ensembles de sous-porteuses où la réponse du canal est relativement plate. Par exemple, pour une réception fixe pour laquelle le canal varie peu dans le temps, il est intéressant d'étaler les symboles pilotes au maximum selon la direction temporelle. Au contraire, pour un canal à réception mobile, les symboles pilotes doivent être d'autant moins étalés selon la direction temporelle que le canal varie rapidement dans le temps.

A partir de l'équation (3.7), nous pouvons estimer le cœfficient de canal moyen $\bar{H}_{m,b}$ en divisant $Z_{m,b}[p]$ par le symbole pilote :

$$\begin{aligned} \widehat{H}_{m,b} &= \frac{Z_{m,b}[p]}{\sqrt{P_p}\, S_{m,b}[p]} \\ &= \bar{H}_{m,b} + \frac{\mathbf{c}_p^{\mathrm{H}}\, \mathbf{H}_{m,b}\, \mathbf{C}_{(\mathrm{u})}\, \mathbf{P}_{(\mathrm{u})}\, \mathbf{S}_{m,b}^{(\mathrm{u})}}{\sqrt{P_p}\, S_{m,b}[p]} + \frac{\mathbf{c}_p^{\mathrm{H}}\, \mathbf{W}_{m,b}}{\sqrt{P_p}\, S_{m,b}[p]} \\ &= \bar{H}_{m,b} + \Xi_{\mathrm{MCI}}(m,b) + \Xi_{\mathrm{WGN}}(m,b), \end{aligned} \tag{3.9}$$

où $\Xi_{\mathrm{MCI}}(m,b)$ représente l'interférence provenant des symboles de données et $\Xi_{\mathrm{WGN}}(m,b)$ le bruit résultant des termes $W_{m,b}[q,n]$. Nous remarquons que plus les symboles pilotes sont *boostés* en puissance plus les termes $\Xi_{\mathrm{MCI}}(m,b)$ et $\Xi_{\mathrm{WGN}}(m,b)$ sont faibles et donc plus notre estimateur présente de bonnes performances. Cependant, pour une valeur de SNR donnée, plus la puissance P_p est importante, plus la puissance accordée aux symboles de données se réduit. L'utilisation d'un facteur de *boost* excessif pour les symboles pilotes

peut donc noyer les symboles de données dans le bruit rendant ainsi leur détection difficile. Dans la suite, une recherche de la valeur optimale de P_p pour chaque longueur d'étalement L sera effectuée par simulation.

3.2.2 Erreur quadratique moyenne (MSE) de l'estimateur

Afin de pouvoir évaluer les performances de notre estimateur, nous développons l'expression analytique de son erreur quadratique moyenne (MSE pour *Mean Square Error*) que nous validerons par simulation. Pour cela, nous nous plaçons dans l'hypothèse d'un canal WSSUS. Par définition, la MSE de notre estimateur s'exprime :

$$\begin{aligned}\mathrm{MSE}\left\{\widehat{H}_{m,b}\right\} &= \mathrm{E}\left\{\left|\widehat{H}_{m,b} - \bar{H}_{m,b}\right|^2\right\} \\ &= \mathrm{E}\left\{\left|\Xi_{\mathrm{MCI}}\left(m,b\right)\right|^2\right\} + \mathrm{E}\left\{\left|\Xi_{\mathrm{WGN}}\left(m,b\right)\right|^2\right\},\end{aligned} \tag{3.10}$$

où $\mathrm{E}\left\{X\right\}$ désigne l'espérance de X.

3.2.2.1 Calcul de la variance de l'interférence entre codes (MCI)

Dans un premier temps, calculons la variance de la MCI :

$$\mathrm{E}\left\{\left|\Xi_{\mathrm{MCI}}\left(m,b\right)\right|^2\right\} = \frac{1}{P_p}\mathrm{E}\left\{\mathbf{c}_p^{\mathrm{H}}\,\mathbf{H}_{m,b}\,\mathbf{C}_{(\mathrm{u})}\,\mathbf{P}'_{(\mathrm{u})}\,\mathbf{C}_{(\mathrm{u})}^{\mathrm{H}}\,\mathbf{H}_{m,b}^{\mathrm{H}}\,\mathbf{c}_p\right\}, \tag{3.11}$$

où $\mathbf{P}'_{(\mathrm{u})} = \mathbf{P}_{(\mathrm{u})}\,\mathbf{P}_{(\mathrm{u})}^{\mathrm{H}}$. L'équation (3.11) est encore trop complexe pour pouvoir analyser la variance de la MCI. Pour la simplifier, nous exploitons une propriété de la théorie des matrices aléatoires développée dans [68], [69] et [70]. Cette propriété énonce que si $\mathbf{C} = \left(\mathbf{c}_p, \mathbf{C}_{(\mathrm{u})}\right)$ est une matrice aléatoire unitaire distribuée selon la mesure de Haar alors :

$$\mathbf{C}_{(\mathrm{u})}\,\mathbf{P}'_{(\mathrm{u})}\,\mathbf{C}_{(\mathrm{u})}^{\mathrm{H}} \xrightarrow{L\to\infty} \alpha P_{(\mathrm{u})}\left(\mathbf{I}_L - \mathbf{c}_p\,\mathbf{c}_p^{\mathrm{H}}\right), \tag{3.12}$$

où $\mathbf{I}_L$ est la matrice identité de taille $[L \times L]$, $\alpha = 1$ la charge (rapport entre le nombre de codes utilisés et le nombre total de codes) du système LP-OFDM et $P_{(\mathrm{u})} = 1$ la puissance allouée aux symboles de données. Cette propriété nous permet de réécrire l'équation (3.11) ainsi :

$$\begin{aligned}\mathrm{E}\left\{\left|\Xi_{\mathrm{MCI}}\left(m,b\right)\right|^2\right\} &= \frac{1}{P_p}\mathrm{E}\left\{\mathbf{c}_p^{\mathrm{H}}\,\mathbf{H}_{m,b}\left(\mathbf{I}_L - \mathbf{c}_p\,\mathbf{c}_p^{\mathrm{H}}\right)\mathbf{H}_{m,b}^{\mathrm{H}}\,\mathbf{c}_p\right\} \\ &= \frac{1}{P_p}\mathrm{E}\left\{\mathbf{c}_p^{\mathrm{H}}\,\mathbf{H}_{m,b}\,\mathbf{H}_{m,b}^{\mathrm{H}}\,\mathbf{c}_p - \mathbf{c}_p^{\mathrm{H}}\,\mathbf{H}_{m,b}\,\mathbf{c}_p\,\mathbf{c}_p^{\mathrm{H}}\,\mathbf{H}_{m,b}^{\mathrm{H}}\,\mathbf{c}_p\right\} \\ &= \frac{1}{P_p}\mathrm{E}\left\{\underbrace{\frac{1}{L}\mathrm{tr}\left\{\mathbf{H}_{m,b}\,\mathbf{H}_{m,b}^{\mathrm{H}}\right\}}_{A} - \frac{1}{L^2}\underbrace{\mathrm{tr}\left\{\mathbf{H}_{m,b}\right\}\mathrm{tr}\left\{\mathbf{H}_{m,b}^{\mathrm{H}}\right\}}_{B}\right\}.\end{aligned} \tag{3.13}$$

L'espérance de A est la puissance moyenne des cœfficients de canal sur l'ensemble de sous-porteuses (m,b). Dans l'hypothèse où la réponse fréquentielle du canal est normalisée en

puissance, sa valeur est égale à :

$$\begin{aligned}\mathrm{E}\left\{\frac{1}{L}\mathrm{tr}\left(\mathbf{H}_{m,b}\,\mathbf{H}_{m,b}^{\mathrm{H}}\right)\right\} &= \frac{1}{L}\sum_{q=0}^{L_t-1}\sum_{n=0}^{L_f-1}\mathrm{E}\left\{\left|H_{m,b}\left[q,n\right]\right|^2\right\} \\ &= 1. \end{aligned} \tag{3.14}$$

L'espérance de B quant à elle, dépend de la fonction d'autocorrélation du canal que nous calculerons dans le prochain paragraphe :

$$R_{HH}\left(\Delta q,\Delta n\right) = \mathrm{E}\left\{H_{m,b}\left[q,n\right]\;H_{m,b}^{*}\left[q-\Delta q,n-\Delta n\right]\right\}, \tag{3.15}$$

avec $\Delta q = (q-q')$ et $\Delta n = (n-n')$. Finalement, l'expression analytique de la variance de la MCI s'exprime :

$$\mathrm{E}\left\{\left|\Xi_{\mathrm{MCI}}\right|^2\right\} = \frac{1}{P_p}\left(1-\frac{1}{L^2}\sum_{q=0}^{L_t-1}\sum_{n=0}^{L_f-1}\sum_{q'=0}^{L_t-1}\sum_{n'=0}^{L_f-1}R_{HH}\left(\Delta q,\Delta n\right)\right). \tag{3.16}$$

Nous pouvons vérifier que si le canal est totalement plat sur l'ensemble de sous-porteuses (m,b), alors la fonction d'autocorrélation $R_{HH}\left(\Delta q,\Delta n\right)$ est toujours égale à 1 et donc que la variance de la MCI devient nulle. Ceci est cohérent avec les discussions du paragraphe précédent autour de l'optimisation des paramètres d'étalement vis-à-vis de la MCI.

3.2.2.2 Calcul de la fonction d'autocorrélation du canal

Le cœfficient de canal fréquentiel $H_{m,b}\left[q,n\right]$ peut s'exprimer en fonction de la réponse impulsionnelle du canal par :

$$H_{m,b}\left[q,n\right] = \sum_{k=0}^{N-1}\gamma_{m,q}\left[k\right]e^{-2j\pi\frac{\left(bL_f+n\right)}{N}k}, \tag{3.17}$$

où $\gamma_{m,q}\left[k\right]$ est l'amplitude complexe du k-ième échantillon de la réponse impulsionnelle du canal, durant le q-ième symbole OFDM du m-ième ensemble de symboles OFDM. En injectant l'équation (3.17) dans l'équation (3.15), la fonction d'autocorrélation du canal peut être réécrite :

$$R_{HH}\left(\Delta q,\Delta n\right) = \frac{1}{N}\sum_{k=0}^{N-1}\sum_{k'=0}^{N-1}\mathrm{E}\left\{\gamma_{m,q}\left[k\right]\gamma_{m,q-\Delta q}^{*}\left[k'\right]\right\}e^{-2j\pi\frac{\Delta n}{N}k}. \tag{3.18}$$

Puisque le canal est considéré WSSUS, les différents échantillons de la réponse impulsionnelle du canal sont décorrélés et la fonction d'autocorrélation du canal peut donc être simplifiée par :

$$R_{HH}\left(\Delta q,\Delta n\right) = \frac{1}{N}\sum_{k=0}^{N-1}\mathrm{E}\left\{\gamma_{m,q}\left[k\right]\gamma_{m,q-\Delta q}^{*}\left[k\right]\right\}e^{-2j\pi\frac{\Delta n}{N}k}. \tag{3.19}$$

D'après le modèle de Jakes [19], la fonction d'autocorrélation du k-ième échantillon de la réponse impulsionnelle du canal s'écrit :

$$\mathrm{E}\left\{\gamma_{m,q}\left[k\right]\gamma_{m,q-\Delta q}^{*}\left[k\right]\right\} = \rho_k\;J_0\left(2\pi\;f_D\;\Delta q\;T_{\mathrm{ofdm}}\right), \tag{3.20}$$

TAB. 3.1 – Paramètres de simulation

Bande passante	8 MHz
Taille de la FFT : N	2048 échantillons
Taille de l'intervalle de garde : Δ	$\Delta = N/4$; 512 échantillons (64 μs)
Durée d'un symbole OFDM : T_{ofdm}	280 μs
Fréquence porteuse : F_{c}^{tx}	500 MHz
Constellation des symboles de données	QPSK
Constellation des symboles pilotes	BPSK
Code pilote	$\mathbf{c}_p = \mathbf{c}_0$
Modèle de canal	TU6 - 20km/h et 120km/h
Fréquence Doppler relative : $\beta = f_D \times T_{\text{ofdm}}$	0.003 et 0.018

où ρ_k est la puissance du k-ième échantillon, $J_0\left(.\right)$ désigne la fonction de Bessel de première espèce d'ordre 0 et f_D la fréquence Doppler maximale. Finalement, en combinant les équations (3.19) et (3.20), nous pouvons exprimer la fonction d'autocorrélation du canal sur un ensemble de L sous-porteuses par :

$$R_{HH}\left(\Delta q, \Delta n\right) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \rho_k \, e^{-2j\pi \frac{\Delta n}{N} k} \, J_0\left(2\pi \, f_D \, \Delta q \, T_{\text{ofdm}}\right). \tag{3.21}$$

On vérifie bien qu'en l'absence de déplacement, $f_D = 0$ et donc R_{HH} est constant selon l'axe q du temps. De même, les variations selon l'axe n des fréquences sont directement conditionnées par les valeurs de ρ_k.

3.2.2.3 Calcul de la variance du bruit

Les différents échantillons de bruit $W_{m,b}\left[q, n\right]$ étant totalement indépendants entre eux, la variance du bruit est indépendante de l'ensemble de sous-porteuses : $\Xi_{\text{WGN}} = \Xi_{\text{WGN}}\left[m, b\right]$.

$$\begin{aligned} \text{E}\left\{\left|\Xi_{\text{WGN}}\right|^2\right\} &= \frac{1}{P_p}\text{E}\left\{\mathbf{c}_p^{\text{H}} \, \mathbf{W}_{m,b} \, \mathbf{W}_{m,b}^{\text{H}} \, \mathbf{c}_p\right\} \\ &= \frac{1}{P_p}\frac{1}{L}\text{E}\left\{tr\left\{\mathbf{W}_{m,b} \, \mathbf{W}_{m,b}^{\text{H}}\right\}\right\} \\ &= \frac{1}{P_p}\sigma_w^2, \end{aligned} \tag{3.22}$$

avec σ_w^2 la variance du bruit AWGN.

3.2.2.4 Validation de l'expression de la MSE par simulation

Finalement, en combinant les expressions de la variance de la MCI, relative à l'équation (3.16), et de la variance du bruit, relative à l'équation (3.22), la MSE de notre estimateur

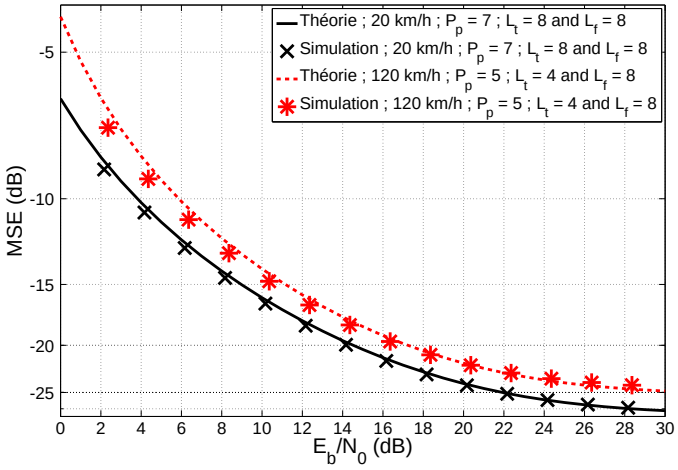


FIG. 3.4 – MSE de l'estimateur de canal théorique et mesurée - Symboles de données QPSK - Vitesse du récepteur : 20km/h et 120km/h - $\beta = 0.003$ et 0.018

de canal s'exprime :

$$\mathrm{MSE}\left\{\widehat{H}_{m,b}\right\} = \frac{1}{P_p}\left(1 - \frac{1}{L^2}\sum_{q=0}^{L_t-1}\sum_{n=0}^{L_f-1}\sum_{q'=0}^{L_t-1}\sum_{n'=0}^{L_f-1} R_{HH}\left(\Delta q, \Delta n\right) + \sigma_w^2\right), \tag{3.23}$$

quel que soit l'ensemble de sous-porteuses (m, b) puisque le canal est WSSUS.

Nous vérifions par simulation la validité de l'expression de la MSE obtenue. Le tableau 3.1 indique les paramètres de simulation utilisés. La figure 3.4 montre les courbes théoriques obtenues à l'aide des équations (3.23) et (3.21), ainsi que les valeurs de la MSE de notre estimateur de canal mesurées en simulation. Les points mesurés sont très proches des courbes théoriques, ce qui valide par simulation l'expression analytique de la MSE. Nous remarquons qu'au-delà d'une certaine valeur de (E_b/N_0), la MSE suit une asymptote horizontale. Pour de fortes valeurs de (E_b/N_0), la variance de la MCI est dominante dans la MSE. Cette asymptote ou valeur seuil correspond en fait à la puissance de la MCI.

3.2.3 Egalisation

Les cœfficients de canal fréquentiels étant estimés, nous pouvons maintenant égaliser les symboles de données reçus qui s'expriment :

$$\begin{aligned} Z_{m,b}[i] &= \mathbf{c}_i^{\mathrm{H}}\,\mathbf{Y}_{m,b} \\ &= \mathbf{c}_i^{\mathrm{H}}\,\mathbf{H}_{m,b}\,\mathbf{c}_i\,\sqrt{P_i}\,S_{m,b}[i] + \mathbf{c}_i^{\mathrm{H}}\,\mathbf{H}_{m,b}\,\mathbf{C}_{(i)}\,\mathbf{P}_{(i)}\,\mathbf{S}_{m,b}^{(i)} + \mathbf{c}_i^{\mathrm{H}}\,\mathbf{W}_{m,b} \\ &= \bar{H}_{m,b}\,\sqrt{P_i}\,S_{m,b}[i] + \sum_{\substack{j=0\\ j\neq i}}^{L-1} S_{m,b}[j]\sum_{l=0}^{L-1} c_i^*[l]\,H_{m,b}[l]\,c_j[l] + \sum_{l=0}^{L-1} c_i^*[l]\,W_{m,b}[l] \end{aligned} \tag{3.24}$$

où $\mathbf{C}_{(i)}$ de taille $[L \times (L-1)]$ est la matrice de précodage $\mathbf{C}$ amputée de sa i-ème colonne, $\mathbf{P}_{(i)}$ de taille $[(L-1) \times (L-1)]$ la matrice $\mathbf{P}$ sans le i-ème élément, $H_{m,b}[l] = H_{m,b}[n \times L_t + q]$ et $i \neq p$. Chaque cœfficient d'égalisation $G_{m,b}$ est utile à l'égalisation de $(L-1)$ symboles de données reçus $Z_{m,b}[i \neq p]$. Leur calcul, dépendant des cœfficients de canal estimés $\hat{H}_{m,b}$, peut être effectué selon plusieurs critères. Nous développons dans ce qui suit les deux principaux critères d'égalisation : le ZF et le MMSE, en supposant une estimation de canal parfaite par ensemble de L sous-porteuses, soit : $\hat{H}_{m,b} = \bar{H}_{m,b}$.

3.2.3.1 Critère du "*zero forcing*" (ZF)

Comme nous l'avons mentionné dans les paragraphes 1.2.5 et 1.3.3, le critère d'égalisation ZF consiste à totalement compenser les distorsions engendrée par le canal. Les cœfficients d'égalisation ZF sont donc égaux à :

$$G_{m,b} = \frac{1}{\bar{H}_{m,b}}, \tag{3.25}$$

et les symboles de données estimés après égalisation ZF à :

$$\begin{aligned}\hat{S}_{m,b}[i] &= \frac{Z_{m,b}[i]}{\bar{H}_{m,b}\sqrt{P_i}} \\ &= S_{m,b}[i] + \underbrace{\sum_{\substack{j=0 \\ j\neq i}}^{L-1} \frac{\sqrt{P_j}}{\sqrt{P_i}} S_{m,b}[j] \sum_{l=0}^{L-1} c_i^*[l] \frac{H_{m,b}[l]}{\bar{H}_{m,b}} c_j[l]}_{\text{Interférence entre codes (MCI)}} + \frac{1}{\bar{H}_{m,b}\sqrt{P_i}} \sum_{l=0}^{L-1} c_i^*[l] W_{m,b}[l].\end{aligned} \tag{3.26}$$

Contrairement à une estimation de canal par sous-porteuse (paragraphe 1.3.3), l'orthogonalité entre les codes n'est pas restaurée si le canal n'est pas parfaitement plat sur l'ensemble de sous-porteuses (m,b). En effet, si $\bar{H}_{m,b} = H_{m,b}[l]$ quelle que soit la sous-porteuse l alors :

$$\sum_{l=0}^{L-1} c_i^*[l] \frac{H_{m,b}[l]}{\bar{H}_{m,b}} c_j[l] = \sum_{l=0}^{L-1} c_i^*[l] c_j[l] = 0, \tag{3.27}$$

annulant ainsi la MCI.

3.2.3.2 Critère du "*minimum mean square error*" (MMSE)

Le critère MMSE réalise un compromis entre la réduction de la MCI et une amplification du bruit dans le cas d'évanouissements de canal profonds. Les cœfficients d'égalisation MMSE sont égaux à :

$$G_{m,b} = \frac{\bar{H}_{m,b}^*}{\left|\bar{H}_{m,b}\right|^2 + \frac{\sigma_w^2}{\sigma_s^2}}. \tag{3.28}$$

Après égalisation MMSE, les symboles de données reçus deviennent égaux à :

$$\begin{aligned}
&S'_{m,b}[i] \\
&= \frac{\bar{H}^*_{m,b}\, Z_{m,b}[i]}{\left(\left|\bar{H}_{m,b}\right|^2 + \frac{\sigma_w^2}{\sigma_s^2}\right)\sqrt{P_i}} \\
&= S_{m,b}[i]\,\frac{\left|\bar{H}_{m,b}\right|^2}{\left|\bar{H}_{m,b}\right|^2 + \frac{\sigma_w^2}{\sigma_s^2}} + \underbrace{\sum_{\substack{j=0\\ j\neq i}}^{L-1} S_{m,b}[j] \sum_{l=0}^{L-1} c_i^*[l]\,\frac{\bar{H}^*_{m,b}\, H_{m,b}[l]}{\left|\bar{H}_{m,b}\right|^2 + \frac{\sigma_w^2}{\sigma_s^2}}\, c_j[l]}_{\text{Interférence entre codes (MCI)}} + \frac{G_{m,b}}{\sqrt{P_i}} \sum_{l=0}^{L-1} c_i^*[l]\, W_{m,b}[l]\,.
\end{aligned} \tag{3.29}$$

Pour les mêmes raisons que celles citées dans les paragraphes 1.2.5 et 1.3.3, dans le cas de symboles de données 16QAM ou 64QAM, les symboles ainsi obtenus doivent être normalisés par le cœfficient :

$$\rho_{\text{mmse}} = \frac{\left|\bar{H}_{m,b}\right|^2 + \frac{\sigma_w^2}{\sigma_s^2}}{\left|\bar{H}_{m,b}\right|^2}. \tag{3.30}$$

Finalement, les symboles de données estimés s'expriment :

$$\begin{aligned}
\hat{S}_{m,b}[i] &= \rho_{\text{mmse}} \times S'_{m,b}[i] \\
&= S_{m,b}[i] + \underbrace{\sum_{\substack{j=0\\ j\neq i}}^{L-1} S_{m,b}[j] \sum_{l=0}^{L-1} c_i^*[l]\,\frac{H_{m,b}[l]}{\bar{H}_{m,b}}\, c_j[l]}_{\text{Interférence entre codes (MCI)}} + \frac{1}{\bar{H}_{m,b}\sqrt{P_i}} \sum_{l=0}^{L-1} c_i^*[l]\, W_{m,b}[l]\,.
\end{aligned} \tag{3.31}$$

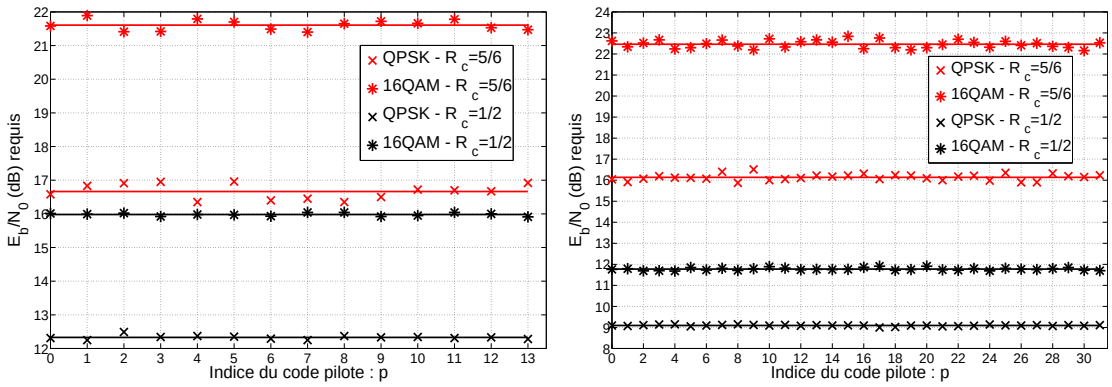
Contrairement à un système LP-OFDM où l'égalisation est effectuée par sous-porteuse, nous remarquons que l'expression des symboles estimés après égalisation MMSE, relative à l'équation (3.31), est identique à celle des symboles estimés après égalisation ZF, relative à l'équation (3.26). Lors d'une estimation de canal avec pilotes étalés et d'une transmission de symboles de données 16QAM ou 64QAM, il n'y a donc pas d'intérêt à effectuer l'opération d'égalisation selon le critère MMSE. Dans le paragraphe suivant où nous présentons des résultats de simulation, l'égalisation MMSE ne sera exploitée que dans le cas d'une estimation de canal parfaite par sous-porteuse pour le système LP-OFDM avec pilotes étalés.

3.2.4 Simulations

Avant de comparer les performances de notre système à ceux du système DVB-T, nous devons choisir quel code d'étalement $\mathbf{c}_p$ utiliser pour les symboles pilotes et optimiser certains paramètres tels que la puissance P_p, les longueurs d'étalement L_t et L_f en fonction des caractéristiques du canal. L'ensemble des paramètres de simulation utilisés sont mentionnés dans le tableau 3.2.

TAB. 3.2 – Paramètres de simulation

Bande passante	8 MHz
Taille de la FFT : N	2048 échantillons
Taille de l'intervalle de garde : Δ	$\Delta = N/4$; 512 échantillons (64 μs)
Durée d'un symbole OFDM : T_{ofdm}	280 μs
Fréquence porteuse : F_c^{tx}	500 MHz
Constellation des symboles de données	QPSK - 16QAM - 64QAM
Constellation des symboles pilotes	BPSK
Rendement de code : R_c	1/2 et 5/6
Code polynomial générateur	$(133, 171)_o$
Modèle de canal	F1 - P1 - TU6 (20km/h)
Fréquence Doppler relative : $\beta = f_D \times T_{\text{ofdm}}$	0.003

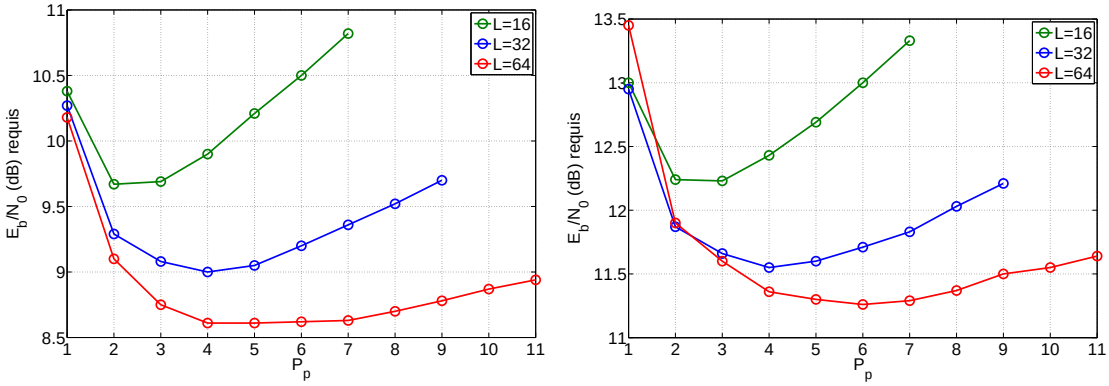


(a) $L = 16$ - $L_t = 4$ et $L_f = 4$ (b) $L = 32$ - $L_t = 8$ et $L_f = 4$

FIG. 3.5 – Influence du choix du code pilote $\mathbf{c}_p$ sur les performances du système proposé en terme de taux d'erreur binaire - Canal TU6 - 20 km/h

3.2.4.1 Choix du code pilote

Dans le cas où l'orthogonalité entre les codes n'est pas restaurée en réception, pour une réponse fréquentielle donnée du canal, certains couples de codes interfèrent davantage entre eux. Dans notre cas, le système est à pleine charge (tous les codes sont utilisés) et il y a un seul utilisateur puisque nous sommes dans un contexte de diffusion. Il y a donc a priori moins de précautions à prendre sur ce sujet que dans le cas d'un système MC-CDMA qui n'est pas à pleine charge. Par ailleurs, dans un contexte de mobilité, il peut y avoir un effet de moyennage sur la puissance de l'interférence subit entre chaque couple de codes puisque la réponse fréquentielle du canal évolue dans le temps. Cependant, nous pouvons nous interroger sur les influences que le choix du code pilote $\mathbf{c}_p$ a sur les performances



(a) Canal F1 (b) Canal TU6 - 20km/h - $\beta = 0.003$

FIG. 3.6 – (E_b/N_0) requis pour obtenir un BER $= 10^{-4}$ en fonction de P_p - Estimation de canal avec pilotes étalés - Symboles de données 16QAM - $R_c = 1/2$ - $L_t = 8$

de notre algorithme d'estimation de canal et sur les performances globales du système en terme de BER. Il n'est pas immédiat de conclure quel code pilote choisir pour obtenir les meilleures performances.

Pour observer l'influence du choix du code pilote $\mathbf{c}_p$ sur les performances globales du système, il est intéressant de mesurer le BER en réception. La figure 3.5 donne les valeurs de (E_b/N_0) nécessaires pour obtenir un BER égal à 10^{-4} en sortie du décodeur de Viterbi en fonction de l'indice du code pilote p, pour des longueurs d'étalement totales $L = 16$ et $L = 32$, une longueur d'étalement fréquentielle $L_f = 4$, dans un canal TU6 avec une mobilité de 20km/h. Les lignes horizontales représentent les valeurs moyennes de (E_b/N_0) nécessaires pour différentes constellations de symboles de données et différents rendements de code R_c. Il apparaît clairement que pour chaque cas de figure, la variance des valeurs de (E_b/N_0) mesurées autour de la moyenne correspondante est très faible. Pour un faible rendement de code $R_c = 1/2$ ou un fort rendement de code $R_c = 5/6$, la différence entre la plus faible valeur de (E_b/N_0) mesurée et la plus élevée n'excède jamais 0,5dB. Nous pouvons donc en conclure que le choix de la séquence de précodage allouée aux symboles pilotes n'influe pas significativement sur les performances globales du système en terme de BER.

3.2.4.2 Optimisation de la puissance des symboles pilotes

Comme nous l'avons mentionné précédemment, il faut optimiser la valeur de la puissance des symboles P_p pour chaque longueur d'étalement L. Pour cela, nous mesurons par simulation la valeur du (E_b/N_0) nécessaire pour obtenir un BER égal à 10^{-4} en sortie du décodeur de Viterbi, pour différentes valeurs de P_p et différentes longueurs d'étalement L. Les valeurs de facteur de *boost* P_p pour lesquelles le (E_b/N_0) requis est le plus faible seront celles que nous retiendrons et utiliserons pour la suite.

Nous effectuons nos simulations dans le canal à réception fixe F1, relative à la figure 3.6(a), et le canal à réception mobile TU6 pour une mobilité du récepteur de 20km/h, relative à la figure 3.6(b). Pour une longueur d'étalement L donnée, nous observons une

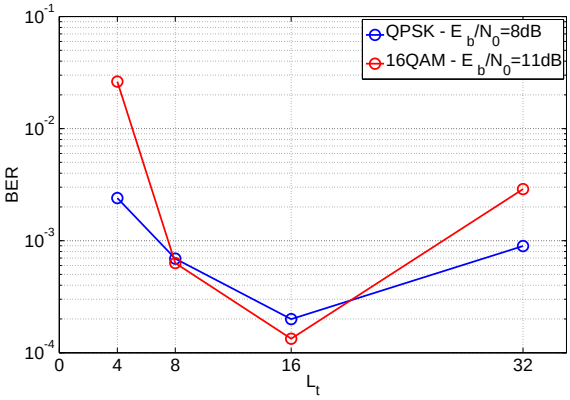


FIG. 3.7 – BER mesuré en fonction de L_t - $L = 64$ - Canal TU6 - Vitesse du récepteur : 20km/h - $\beta = 0.003$

allure très proche des courbes pour les deux canaux. La valeur optimale de P_p ne dépend donc que très peu des caractéristiques du canal. En revanche, la longueur d'étalement L influe très clairement sur le choix de P_p. Nous remarquons notamment que plus la longueur d'étalement L est élevée, plus la puissance P_p optimale est importante. Ceci peut s'expliquer par le fait que plus la longueur d'étalement L est élevée, plus le nombre de symboles de données qui vont interférer avec chaque symbole pilote est important. Les symboles pilotes ont donc besoin d'être davantage *boostés* en puissance pour offrir un meilleur rapport signal à interférence pour l'estimation de canal. Pour chaque longueur d'étalement, plusieurs valeurs de P_p requièrent un rapport (E_b/N_0) minimal semblable. Parmis ces valeurs, nous décidons de privilégier la plus forte afin d'obtenir de meilleurs estimateurs en réception. Nous choisissons donc des facteurs de *boost* égaux à 3, 5 et 7 respectivement pour des longueurs d'étalement égales à 16, 32 et 64.

3.2.4.3 Optimisation des paramètres d'étalement dans un scénario mobile

Nous avons précédemment conclu que les symboles pilotes devaient être étalés sur des sous-porteuses les plus fortement corrélées possible. Dans le cas d'une réception fixe, la solution est donc simple : il faut utiliser une valeur d'étalement temporelle L_t la plus grande possible et une valeur L_f raisonnable. Dans le cas d'un scénario mobile, pour une longueur d'étalement totale L donnée, il faut rechercher le couple de valeurs L_f et L_f optimales.

La figure 3.7 présente le BER mesuré à la sortie du décodeur de Viterbi en fonction de L_t, pour une longueur d'étalement $L = 64$. Nous observons que le canal TU6 varie trop en fréquence pour pouvoir étaler les symboles sur 8 sous-porteuses successives ou plus. De plus, pour une mobilité de 20 km/h, soit une fréquence Doppler relative $\beta = 0,003$, le canal varie suffisamment lentement dans le temps pour pouvoir étaler les symboles jusqu'à $L_t = 16$ symboles OFDM successifs. Pour un étalement sur 32 symboles OFDM ou plus, la mobilité de réception dégrade les performances globales du système de façon significative. Cet exemple montre donc que les valeurs optimales des paramètres d'étalement sont :

TAB. 3.3 – Débits utiles du système LP-OFDM proposé et du système DVB-T

Débits utiles du système DVB-T	2,49 Mbits/s en QPSK 4,97 Mbits/s en 16QAM 7,46 Mbits/s en 64QAM
Débits utiles du système LP-OFDM proposé pour des symboles QPSK	2,89 Mbits/s pour $L = 16$ 2,99 Mbits/s pour $L = 32$ 3,04 Mbits/s pour $L = 64$
Débits utiles du système LP-OFDM proposé pour des symboles 16QAM	5,78 Mbits/s pour $L = 16$ 5,98 Mbits/s pour $L = 32$ 6,08 Mbits/s pour $L = 64$
Débits utiles du système LP-OFDM proposé pour des symboles 64QAM	8,67 Mbits/s pour $L = 16$ 8,97 Mbits/s pour $L = 32$ 9,12 Mbits/s pour $L = 64$

$L_t = 16$ et $L_f = 4$ pour le canal TU6 avec une fréquence Doppler relative de 0,003. Dans le paragraphe suivant, nous conserverons ses valeurs pour le même scénario de réception.

3.2.4.4 Comparaison avec le système DVB-T

L'avantage majeur de l'algorithme d'estimation de canal à base de symboles pilotes étalés par rapport à ceux exploitant un filtrage de Wiener est sa simplicité de mise en œuvre et d'implémentation en réception. En effet, il nécessite une simple multiplication matricielle par le code pilote qui revient à effectuer une transformée d'Hadamard pour laquelle existent des algorithmes rapides (FHT pour *Fast Hadamard Transform*). De plus, les paramètres d'étalement fréquentiel et temporel L_f et L_t offrent une plus grande flexibilité au système.

D'après l'équation (2.1), le standard DVB-T exploite une sous-porteuse sur douze pour l'estimation de canal tandis que l'algorithme d'estimation de canal proposé utilise un symbole sur L. Le système proposé possédera donc de meilleures efficacités spectrales et de meilleurs débits utiles si la longueur d'étalement : $L \geq 16 > 12$. Le tableau 3.3 indique les débits utiles des deux systèmes pour plusieurs constellations de symboles de données, plusieurs valeurs de L, une largeur de bande passante de 8 MHz, un rendement de code de 1/2 et un intervalle de garde $\Delta = (N/4)$.

Ces gains en termes de débit utile et d'efficacité spectrale n'ont un intérêt que si le système proposé présente au moins d'aussi bonnes performances en terme de BER que le standard DVB-T. Les figures 3.8 et 3.9 présentent les valeurs de BER mesurés en fonction du $(E_b/N0)$ pour les deux systèmes en réception fixe, respectivement dans le canal F1 et le canal P1. La perte de puissance due à l'insertion des pilotes est donc prise en compte dans ces courbes par le biais du calcul du Eb/N_0 relative à l'équation (2.2) pour le système DVB-T et relative à l'équation (3.4) pour le système proposé. Les performances du standard DVB-T sont données comme référence avec une estimation de canal parfaite par sous-

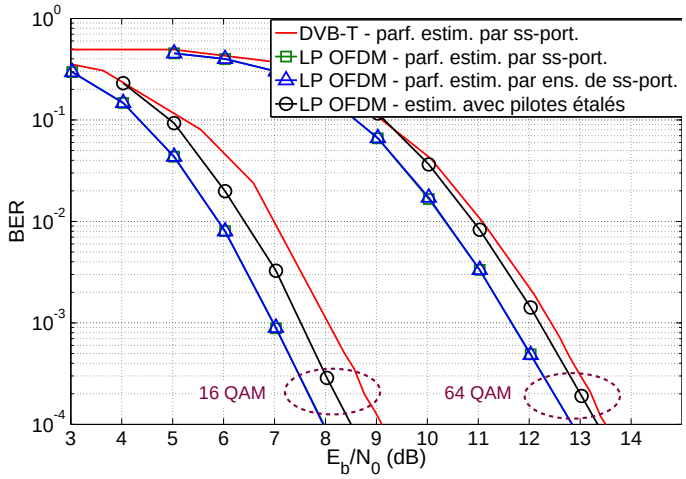


FIG. 3.8 – BER en fonction du (E_b/N_0) - Canal F1 - $L = 64$ - $P_p = 7$ - $L_f = 4$ et $L_t = 16$ - Symboles de données 16QAM et 64QAM - $R_c = 1/2$

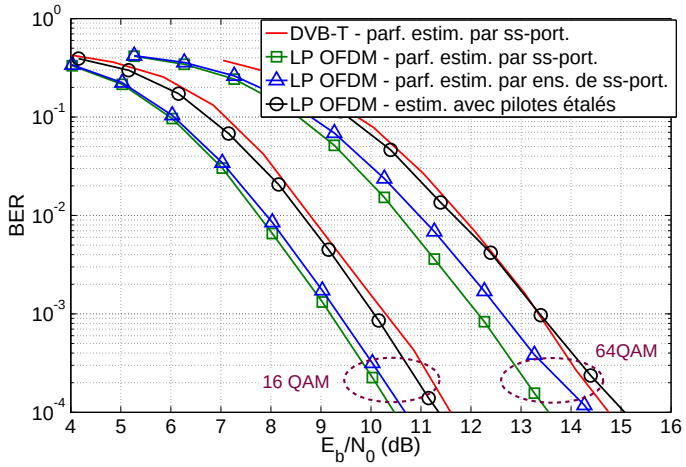


FIG. 3.9 – BER en fonction du (E_b/N_0) - Canal P1 - $L = 64$ - $P_p = 7$ - $L_f = 4$ et $L_t = 16$ - Symboles de données 16QAM et 64QAM - $R_c = 1/2$

porteuse. Celles du système proposé sont données pour trois cas de figure différents : une estimation parfaite par sous-porteuse avec égalisation MMSE, une estimation parfaite par ensemble de L sous-porteuses, et une estimation avec pilotes étalés, pour $L_f = 4$ et $L_t = 16$. Nous constatons que les performances du système avec estimation de canal à base de pilotes étalés sont au pire équivalentes à celles de DVB-T avec une estimation de canal parfaite. Dans le cas où elles sont meilleures, ceci s'explique par la meilleure efficacité spectrale du système proposé. Ceci prouve l'efficacité de l'algorithme proposé dans le cas d'une réception fixe avec un trajet direct (LOS) ou sans trajet direct (NLOS). Notons que pour un BER égal à 10^{-4}, la perte entre le système LP-OFDM avec estimation parfaite

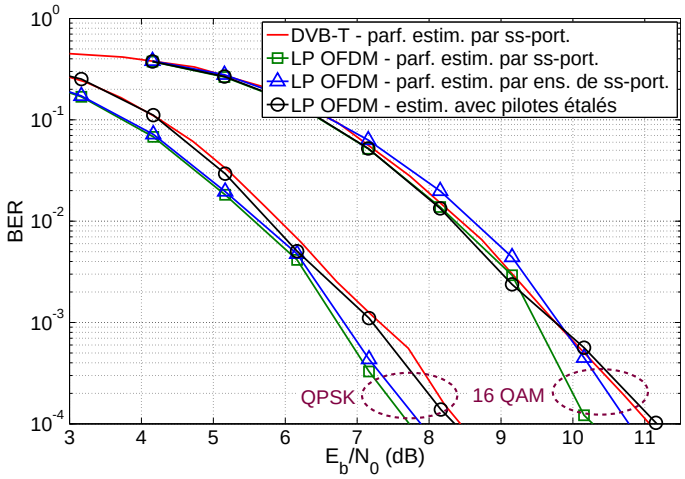


FIG. 3.10 – BER en fonction du (E_b/N_0) - Canal TU6 - 20 km/h - $\beta = 0.003$ - $L = 64$ - $P_p = 7$ - $L_f = 4$ et $L_t = 16$ - Symboles de données QPSK et 16QAM - $R_c = 1/2$

par sous-porteuse et estimation avec pilotes étalés est au maximum d'environ 0,6 dB et 1,5 dB pour les canaux F1 et P1 respectivement.

Les équations (3.9) et (3.24) prouvent que les dégradations obtenues entre une estimation de canal parfaite par sous-porteuse et par ensemble de sous-porteuses sont dues à la MCI causée par les variations du canal sur chaque ensemble de sous-porteuses. Les courbes obtenues sur le canal F1 avec une estimation de canal parfaite par sous-porteuse et par ensemble de sous-porteuses sont superposées. Le canal F1 présente donc très peu de variation sur 4 sous-porteuses successives. Un étalement fréquentiel L_f égal à 4 est donc très judicieux pour le canal F1. A l'inverse, pour le canal P1, des dégradations entre une estimation de canal parfaite par sous-porteuse et par ensemble de sous-porteuses sont observables. Elles sont très faibles pour des symboles de données 16QAM et d'environ 0,8 dB pour des symboles 64QAM. Le canal P1 présente donc une variation en fréquence plus importante que le canal F1, ce qui est cohérent avec le fait que ces canaux correspondent respectivement à une transmission en NLOS et en LOS.

L'algorithme d'estimation de canal proposé impose une faible variation de canal durant L_t symboles OFDM. Il n'est donc pas adapté à une réception à forte mobilité, ce qui est son principal inconvénient. Nous ne présentons donc ses performances que dans une situation de faible mobilité. La figure 3.10 présente les courbes de BER obtenues dans le canal TU6 avec une mobilité de 20 km/h, soit une fréquence Doppler relative de 0,003. Nous utilisons les valeurs d'étalement optimales énoncées dans le paragraphe précédent, soient $L_f = 4$ et $L_t = 16$. Le constat est le même que précédemment pour les canaux fixes. Le système proposé avec estimation de canal basé sur des symboles pilotes étalés présente les mêmes performances que le standard DVB-T avec estimation de canal parfaite par sous-porteuse. Notons qu'une estimation de canal avec filtrage de Wiener implique une perte de 0,5 dB à 2 dB par rapport à une estimation de canal parfaite. Le système LP-OFDM avec estimation de canal à base de pilotes étalés présente donc de meilleures performances en

terme de BER que le système DVB-T avec une estimation de canal classique. Ceci prouve que l'algorithme proposé peut être adapté à des scénarios de faibles mobilités.

3.2.5 Conclusions et perspectives

Dans ce sous-chapitre, nous avons présenté une nouvelle technique d'estimation de canal à base de symboles pilotes étalés reposant sur une modulation LP-OFDM. Son principal avantage par rapport aux classiques algorithmes d'estimation de canal à base de filtrage de Wiener, est sa grande simplicité de mise en œuvre et d'implémentation dans un récepteur. De plus, il présente une meilleure flexibilité grâce à ses paramètres d'étalement fréquentiel et temporel lui permettant de s'adapter aux caractéristiques du canal.

Un développement analytique approfondi de l'expression de la MSE a été effectué en utilisant une propriété de la théorie des matrices aléatoires. Nous en avons conclu qu'il était important d'étaler les symboles sur des sous-porteuses relativement corrélées entre elles. Ceci implique une forte sensibilité de l'algorithme à d'importantes variations temporelles du canal, ce qui est son principal inconvénient. Nous avons tout de même constaté que l'algorithme proposé reste adapté à des scénarios à mobilités modérées. Une solution pour remédier à ce problème serait de mettre en œuvre un annuleur d'interférences entre codes [71] [72]. Il pourrait être procédé de différentes manières. La plus simple serait d'utiliser directement les symboles estimés après la fonction d'égalisation (*data decision directed*). La plus complexe serait de pondérér ses symboles estimés avec des cœfficients de fiabilité fournis par un décodeur de canal à sortie souple [73].

Pour des canaux à réception fixe en NLOS et LOS ainsi que des canaux à faibles mobilités, la comparaison entre le système proposé et le standard DVB-T est plutôt satisfaisante. Tout d'abord, en utilisant des paramètres d'étalement adaptés, le système proposé présente de meilleures efficacités spectrales et de meilleurs débits utiles. De plus, le système proposé à base d'estimation de canal avec pilotes étalés présente dans les pires cas des performances globales équivalentes à celles de DVB-T avec estimation de canal parfaite. Ceci s'explique par la meilleure efficacité spectrale du système proposé que celle du standard DVB-T. En considérant les pertes dues à une estimation de canal classique pour le standard DVB-T, nous obtiendrions donc de meilleures performances.

3.3 Extension à la dimension spatiale

Nous proposons dans ce sous-chapitre d'étendre l'algorithme d'estimation de canal à base de symboles pilotes étalés à la dimension spatiale avec $M_T = 2$ antennes d'émission et $M_R = 2$ antennes de réception. Pour simplifier au maximum les algorithmes de réception, nous décidons d'utiliser l'incontournable code d'Alamouti de rendement unitaire [45].

Le standard DVB-T n'étant pas un système MIMO mais SISO, nous ne pouvons pas le comparer de façon objective à un système MIMO LP-OFDM. Néanmoins, nous décrivons les principes d'estimation de canal à base de sous-porteuses pilotes classiquement mise en œuvre dans un système MIMO-OFDM. Nous pourrons ainsi présenter les avantages des pilotes étalés par rapport à l'estimation de canal à base de sous-porteuses pilotes lors d'une extension au cas MIMO. Ensuite, nous présentons les différentes manières d'appliquer le code d'Alamouti au système LP-OFDM à base de pilotes étalés. Nous décrivons et analysons tout d'abord la plus évidente d'entre elles, celle où le code Alamouti est appliqué

dans la dimension temporelle, nous conduisant ainsi à un système STBC LP-OFDM. Enfin, nous présentons une application innovante du code d'Alamouti. La modulation LP-OFDM possédant une dimension supplémentaire par rapport à un système OFDM : celle des codes de W-H, il est aussi possible d'appliquer le code d'Alamouti dans la dimension des codes. Nous nommerons le système MIMO ainsi obtenu : *Space Code Block Code* (SCBC). Pour conclure, nous discutons des avantages et des inconvénients apportés par le schéma SCBC par rapport au schéma STBC pour l'estimation de canal MIMO avec pilotes étalés.

3.3.1 Estimation de canal STBC-OFDM à base de sous-porteuses pilotes

La combinaison du code d'Alamouti avec la technique OFDM s'effectue simplement en insérant le bloc de codage STBC avant l'opération de modulation OFDM. Cette opération est alors dédoublée puisque la modulation OFDM s'applique sur chaque antenne. Chaque bloc de symboles obtenus après codage STBC est composé de quatre symboles $X_q^{m_T}[n]$ générés à partir des deux symboles de données $S_q[n]$ et $S_{q+1}[n]$, avec m_T l'indice de l'antenne d'émission. Ces quatre symboles doivent être transmis deux par deux, successivement dans le temps, sur chaque antenne d'émission en suivant la matrice du code d'Alamouti déjà définie dans l'équation (1.66), mais que nous redéfinissons ici par :

$$\begin{bmatrix} X_q^1[n] & X_{q+1}^1[n] \\ X_q^2[n] & X_{q+1}^2[n] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_q[n] & -S_{q+1}^*[n] \\ S_{q+1}[n] & S_q^*[n] \end{bmatrix}. \tag{3.32}$$

Afin de simplifier les équations, nous négligerons par la suite l'indice n sans que ceci n'ait la moindre incidence dans les calculs puisque le codage Alamouti n'est pas appliqué en fréquence.

L'estimation de canal en SISO subit souvent une augmentation de la complexité dans son extension au cas MIMO. Pour un système avec $M_T = 2$ antennes d'émission et $M_R = 2$ antennes de réception, il ne faut plus estimer un seul mais $(M_T \times M_R) = 4$ canaux par sous-porteuse. L'augmentation de la complexité qui en découle peut également s'accompagner d'une augmentation des pertes en efficacité spectrale due à l'insertion des symboles pilotes sur chaque antenne d'émission. De plus, les symboles pilotes transmis sur les différentes antennes peuvent se superposer en réception, interférer les uns avec les autres et perturber grandement les performances de l'estimateur.

La solution la plus simple pour estimer un canal MIMO consiste en une simple extension de l'estimation basée sur le multiplexage des symboles pilotes avec les symboles de données dans la trame OFDM en considérant un canal MIMO comme $M_T = 2$ canaux SIMO. Cette extension peut se faire en dupliquant les symboles pilotes sur chaque antenne d'émission et en les disposant sur des sous-porteuses différentes afin de conserver l'orthogonalité entre eux. La perte d'efficacité spectrale est multipliée par $M_T = 2$ dans ces conditions mais les performances de l'estimateur de canal SISO sont préservées.

En réception, si l'on néglige les termes AWGN pour simplifier les calculs, les symboles reçus $Y_q^{m_R}$ sur chaque antenne, avec m_R l'indice de l'antenne de réception, sont égaux à :

$$\mathbf{Y} = \begin{bmatrix} Y_q^1 = H_q^{11} S_q + H_q^{21} S_{q+1} & Y_{q+1}^1 = -H_{q+1}^{11} S_{q+1}^* + H_{q+1}^{21} S_q^* \\ Y_q^2 = H_q^{12} S_q + H_q^{22} S_{q+1} & Y_{q+1}^2 = -H_{q+1}^{12} S_{q+1}^* + H_{q+1}^{22} S_q^* \end{bmatrix}, \tag{3.33}$$

avec $H_q^{m_T m_R}$ le cœfficient de canal reliant la m_T-ième antenne d'émission et la m_R-ième antenne de réception durant le q-ième symbole OFDM. La détection des symboles de données associée au codage Alamouti repose sur le critère de la combinaison à gain maximal ou *Maximum Ratio Combining* (MRC) en anglais. Cette technique de détection [45] [74] impose l'hypothèse d'une invariance du canal durant deux symboles OFDM consécutifs q et $(q+1)$ caractérisée par l'égalité suivante : $H_{(q,q+1)}^{m_T m_R} = H_q^{m_T m_R} = H_{q+1}^{m_T m_R}$ quels que soient m_T, m_R et la sous-porteuse n. Ainsi, dans le cas d'une estimation de canal parfaite : $\hat{H}_{(q,q+1)}^{m_T m_R} = H_{(q,q+1)}^{m_T m_R}$, les symboles de données estimés sont égaux à :

$$\begin{aligned} S_q' &= \left(H_{(q,q+1)}^{11}\right)^* Y_q^1 + \left(H_{(q,q+1)}^{12}\right)^* Y_q^2 + H_{(q,q+1)}^{21} \left(Y_{q+1}^1\right)^* + H_{(q,q+1)}^{22} \left(Y_{q+1}^2\right)^* \\ &= \left\{ \left|H_{(q,q+1)}^{11}\right|^2 + \left|H_{(q,q+1)}^{12}\right|^2 + \left|H_{(q,q+1)}^{21}\right|^2 + \left|H_{(q,q+1)}^{22}\right|^2 \right\} S_q \end{aligned} \tag{3.34}$$

$$\begin{aligned} S_{q+1}' &= \left(H_{(q,q+1)}^{21}\right)^* Y_q^1 + \left(H_{(q,q+1)}^{22}\right)^* Y_q^2 - H_{(q,q+1)}^{11} \left(Y_{q+1}^1\right)^* - H_{(q,q+1)}^{12} \left(Y_{q+1}^2\right)^* \\ &= \left\{ \left|H_{(q,q+1)}^{11}\right|^2 + \left|H_{(q,q+1)}^{12}\right|^2 + \left|H_{(q,q+1)}^{21}\right|^2 + \left|H_{(q,q+1)}^{22}\right|^2 \right\} S_{q+1}, \end{aligned} \tag{3.35}$$

et sont ensuite normalisés en puissance par le cœfficient :

$$\rho_{\text{mrc}} = \frac{1}{\left|H_{(q,q+1)}^{11}\right|^2 + \left|H_{(q,q+1)}^{12}\right|^2 + \left|H_{(q,q+1)}^{21}\right|^2 + \left|H_{(q,q+1)}^{22}\right|^2}. \tag{3.36}$$

3.3.2 Application classique du code d'Alamouti dans la dimension temporelle pour un système LP-OFDM

Un grand intérêt de la technique des symboles pilotes étalés est sa facilité à s'adapter au cas MIMO. La combinaison du code d'Alamouti avec les codes de W-H peut être appliquée aux symboles pilotes comme aux symboles de données, permettant une simple estimation des différents canaux MIMO.

3.3.2.1 Structure de l'émetteur STBC LP-OFDM à base de pilotes étalés

La disposition dans la chaîne de transmission de la fonction de précodage et du codage STBC est moins directe puisque leurs opérations peuvent influer les unes sur les autres. Il est en effet possible d'appliquer le codage d'Alamouti sur les chips obtenus après précodage. Mais une autre solution consiste à effectuer le codage d'Alamouti directement sur les symboles et d'appliquer ensuite la fonction de précodage sur chaque antenne. Nous rappelons qu'en réception l'estimation de canal à base de pilotes étalés est procédée seulement après la fonction de déprécodage, soit après le désétalement des symboles pilotes reçus. Or,

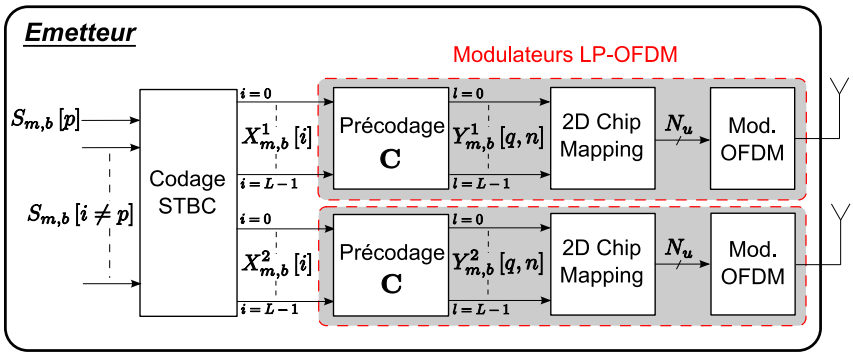


FIG. 3.11 – Structure de l'émetteur STBC LP-OFDM à base de symboles pilotes étalés

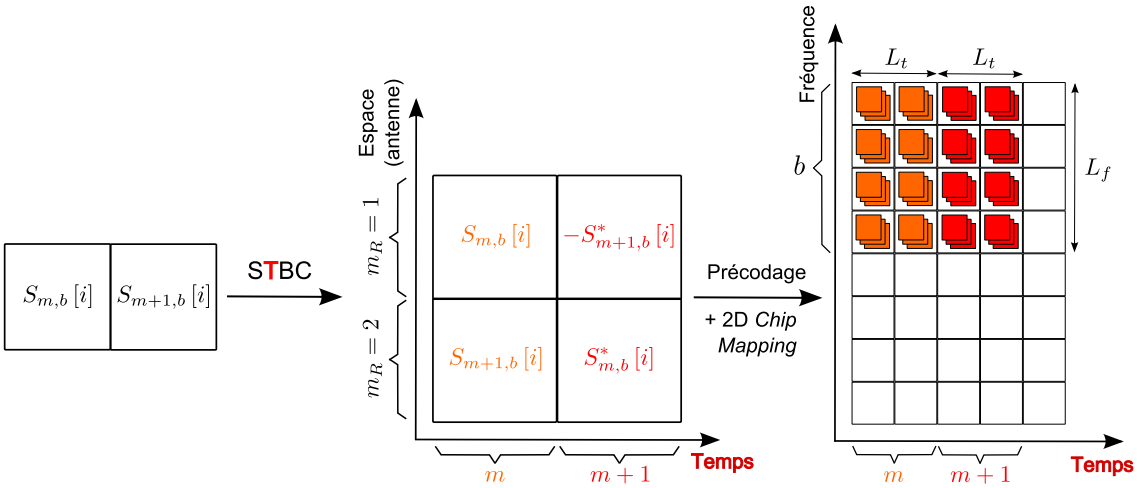


FIG. 3.12 – Principes du codage STBC sur un signal LP-OFDM

comme nous l'avons vu dans l'équation (3.34), la détection MRC nécessite la connaissance des cœfficients de canal. Il est donc impératif qu'en réception, la fonction de déprécodage soit positionnée avant la détection MRC. Ainsi, le désétalement des symboles pilotes reçus et donc, l'estimation de canal, est procédée avant la détection des symboles de données comme illustré dans la figure 3.13. Parallèlement, à l'émission, nous positionnons les opérations de précodage et de modulation OFDM, soient les deux modulateurs LP-OFDM, après le codage STBC comme illustré dans la figure 3.11.

L'application du code d'Alamouti dans la dimension temporelle consiste à encoder tous les couples de symboles $S_{m,b}[i]$ et $S_{m+1,b}[i]$, quels que soient $i \in [0, L-1]$, m et $b \in [0, B-1]$. Les quatre symboles $X^{m_T}_{m,b}[i]$ résultant de cette opération peuvent s'exprimer dans la matrice suivante :

$$\begin{bmatrix} X^1_{m,b}[i] & X^1_{m+1,b}[i] \\ X^2_{m,b}[i] & X^2_{m+1,b}[i] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{m,b}[i] & -S^*_{m+1,b}[i] \\ S_{m+1,b}[i] & S^*_{m,b}[i] \end{bmatrix}. \tag{3.37}$$

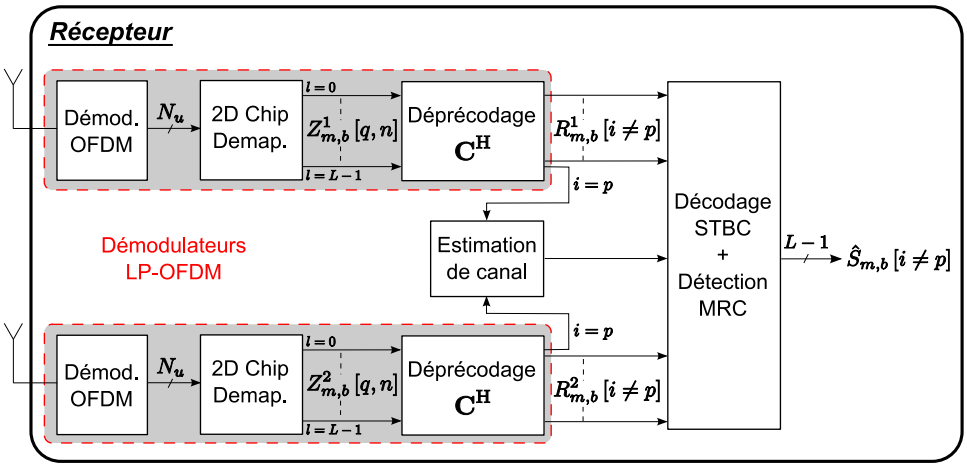


FIG. 3.13 – Structure du récepteur STBC LP-OFDM avec estimation de canal à base de symboles pilotes étalés

---

Nous définissons les vecteurs $\underline{\mathbf{X}}_b^{m_T} = \left[\mathbf{X}_{m,b}^{m_T} \quad \mathbf{X}_{m+1,b}^{m_T}\right]^{\mathrm{T}}$ de taille $[2L \times 1]$ et $\underline{\underline{\mathbf{X}}}_b^{m_T} = \left[\underline{\mathbf{X}}_b^1 \quad \underline{\mathbf{X}}_b^2\right]^{\mathrm{T}}$ de taille $[4L \times 1]$, avec $\mathbf{X}_{m,b}^{m_T} = \left[X_{m,b}^{m_T}[0] \ldots X_{m,b}^{m_T}[i] \ldots X_{m,b}^{m_T}[L-1]\right]^{\mathrm{T}}$. En conformité avec l'équation (3.1), le vecteur $\mathbf{Y}_{m,b}^{m_T}$ des L chips $Y_{m,b}^{m_T}[q,n]$ obtenus après précodage du vecteur $\mathbf{X}_{m,b}^{m_T}$ s'exprime :

$$\mathbf{Y}_{m,b}^{m_T} = \mathbf{C}\ \mathbf{P}\ \mathbf{X}_{m,b}^{m_T}. \tag{3.38}$$

De là, nous pouvons établir l'expression du vecteur $\underline{\mathbf{Y}}_b^{m_T} = \left[\mathbf{Y}_{m,b}^{m_T} \quad \mathbf{Y}_{m+1,b}^{m_T}\right]^{\mathrm{T}}$ de taille $[2L \times 1]$ et du vecteur $\underline{\underline{\mathbf{Y}}}_b = \left[\underline{\mathbf{Y}}_b^1 \quad \underline{\mathbf{Y}}_b^2\right]^{\mathrm{T}}$ de taille $[4L \times 1]$ par :

$$\underline{\mathbf{Y}}_b^{m_T} = \{\mathbf{I}_2 \otimes (\mathbf{C}\ \mathbf{P})\}\ \underline{\mathbf{X}}_b^{m_T} \tag{3.39}$$

$$\text{et} \quad \underline{\underline{\mathbf{Y}}}_b = \{\mathbf{I}_4 \otimes (\mathbf{C}\ \mathbf{P})\}\ \underline{\underline{\mathbf{X}}}_b, \tag{3.40}$$

où $\mathbf{I}_N$ est la matrice identité de taille $[N \times N]$ et $\otimes$ désigne le produit de Kronecker. Pour faciliter la compréhension du lecteur, la figure 3.12 illustre les opérations de codage STBC, de précodage et de 2D *chip mapping* effectuées sur les symboles.

Similairement au cas SISO, un symbole pilote est superposé sur $(L-1)$ symboles de données sur chaque ensemble de sous-porteuses. Le même facteur de *boost* P_p peut donc être utilisé pour les symboles pilotes dans le cas STBC. Il en découle que la perte d'efficacité spectrale due à l'insertion des pilotes et donc, l'équation reliant le rapport (E_b/N_0) au SNR, est la même qu'en SISO (équation (3.4)).

3.3.2.2 Estimation de canal dans un récepteur STBC LP-OFDM à base de pilotes étalés

En réception, dans le cas d'une synchronisation parfaite entre l'émetteur et le récepteur, après les opérations de démodulation OFDM et de 2D *chip demaping*, les L chips $Z_{m,b}^{m_R}[q,n]$

reçus sur l'ensemble de sous-porteuses (m, b) et sur l'antenne m_R s'expriment :

$$Z_{m,b}^{m_R}[q,n] = \sum_{m_T=1}^{M_T} H_{m,b}^{m_T m_R}[q,n]\ Y_{m,b}^{m_T}[q,n] + W_{m,b}^{m_R}[q,n]\,, \tag{3.41}$$

avec $H_{m,b}^{m_T m_R}[q,n]$ le cœfficient de canal reliant l'antenne d'émission m_T à l'antenne de réception m_R. Nous pouvons aussi exprimer le vecteur des L chips reçus $\mathbf{Z}_{m,b}^{m_R} = [Z_{m,b}^{m_R}[0,0] \ldots Z_{m,b}^{m_R}[q,n] \ldots Z_{m,b}^{m_R}[L_t-1, L_f-1]]^{\mathrm{T}}$ par :

$$\mathbf{Z}_{m,b}^{m_R} = \sum_{m_T=1}^{M_T} \mathbf{H}_{m,b}^{m_T m_R}\ \mathbf{Y}_{m,b}^{m_T} + \mathbf{W}_{m,b}^{m_R} \tag{3.42}$$

avec $\mathbf{H}_{m,b}^{m_T m_R} = \mathrm{diag}\left\{H_{m,b}^{m_T m_R}[0,0] \ldots H_{m,b}^{m_T m_R}[q,n] \ldots H_{m,b}^{m_T m_R}[L_t-1, L_f-1]\right\}$ matrice diagonale des cœfficients de canal de taille $[L \times L]$.

De la même façon que pour le cas SISO, l'estimation de canal MIMO se procède à l'aide des symboles pilotes reçus $R_{m,b}^{m_R}[p]$ sur chaque antenne m_R après désétalement par le code pilote $\mathbf{c}_p^{\mathrm{H}}$:

$$\begin{aligned}
R_{m,b}^{m_R}[p] &= \mathbf{c}_p^H\ \mathbf{Z}_{m,b}^{m_R} \\
&= \mathbf{c}_p^H \left(\sum_{m_T=1}^{M_T} \mathbf{H}_{m,b}^{m_T m_R}\ \mathbf{c}_p\ \sqrt{P_p}\ X_{m,b}^{m_T}[p] \right) \\
&+ \mathbf{c}_p^H \left(\sum_{m_T=1}^{M_T} \mathbf{H}_{m,b}^{m_T m_R}\ \mathbf{C}_{(\mathrm{u})}\ \mathbf{P}_{(\mathrm{u})}\ \mathbf{X}_{m,b}^{m_T,(u)} \right) + \mathbf{c}_p^H\ \mathbf{W}_{m,b}^{m_R} \\
&= \sum_{m_T=1}^{M_T} \bar{H}_{m,b}^{m_T m_R} \sqrt{P_p}\ X_{m,b}^{m_T}[p] + \mathrm{MCI}_{m,b}^{m_R} + \mathrm{WGN}_{m,b}^{m_R}.
\end{aligned} \tag{3.43}$$

D'après l'équation (3.37), nous pouvons réexprimer les symboles pilotes reçus par :

$$R_{m,b}^{m_R}[p] = \sqrt{P_p}\left(\bar{H}_{m,b}^{1m_R} S_{m,b}[p] + \bar{H}_{m,b}^{2m_R} S_{m+1,b}[p]\right) + \mathrm{MCI}_{t,b}^{m_R} + \mathrm{WGN}_{t,b}^{m_R} \tag{3.44}$$

$$R_{m+1,b}^{m_R}[p] = \sqrt{P_p}\left(-\bar{H}_{m+1,b}^{1m_R}\ S_{m+1,b}^{*}[p] + \bar{H}_{m+1,b}^{2m_R}\ S_{m,b}^{*}[p]\right) + \mathrm{MCI}_{m+1,b}^{m_R} + \mathrm{WGN}_{m+1,b}^{m_R} \tag{3.45}$$

Similairement au cas SISO, un terme de MCI engendré par les $(L-1)$ symboles de données, dû aux variations des différents canaux SISO sur l'ensemble de sous-porteuses (m, b), fait subir une interférence sur les symboles pilotes reçus.

L'estimation de canal des différents canaux SISO peut maintenant être procédée à l'aide des équations suivantes :

$$\begin{aligned}
\widehat{H}^{1m_R}_{(m,m+1),b} &= \frac{1}{2\sqrt{P_p}}\left(S^*_{m,b}[p]\,R^{m_R}_{m,b}[p] - S_{m+1,b}[p]\,R^{m_R}_{m+1,b}[p]\right) \\
&= \frac{1}{2}\left(\bar{H}^{1m_R}_{m,b} + \bar{H}^{1m_R}_{m+1,b}\right) + \frac{1}{2}S^*_{m,b}[p]\,S_{m+1,b}[p]\left(\bar{H}^{2m_R}_{m,b} - \bar{H}^{2m_R}_{m+1,b}\right) \\
&\quad + \frac{1}{2\sqrt{P_p}}\left(S^*_{m,b}[p]\,\mathrm{MCI}^{m_R}_{m,b} - S_{m+1,b}[p]\,\mathrm{MCI}^{m_R}_{m+1,b}\right) \\
&\quad + \frac{1}{2\sqrt{P_p}}\left(S^*_{m,b}[p]\,\mathrm{WGN}^{m_R}_{m,b} - S_{m+1,b}[p]\,\mathrm{WGN}^{m_R}_{m+1,b}\right) \\
&= \bar{H}^{1m_r}_{(m,m+1),b} + \mathrm{IAI}^{1m_R}_{(m,m+1),b} + \mathrm{MCI}^{1m_R}_{(m,m+1),b} + \mathrm{WGN}^{1m_R}_{(m,m+1),b}
\end{aligned} \tag{3.46}$$

$$\begin{aligned}
\widehat{H}^{2m_R}_{(m,m+1),b} &= \frac{1}{2\sqrt{P_p}}\left(S_{m,b}[p]\,R^{m_R}_{m+1,b}[p] - S^*_{m+1,b}[p]\,R^{m_R}_{m,b}[p]\right) \\
&= \frac{1}{2}\left(\bar{H}^{2m_R}_{m,b} + \bar{H}^{2m_R}_{m+1,b}\right) + \frac{1}{2}S_{m,b}[p]\,S^*_{m+1,b}[p]\left(\bar{H}^{1m_R}_{m,b} - \bar{H}^{1m_R}_{m+1,b}\right) \\
&\quad + \frac{1}{2\sqrt{P_p}}\left(S_{m,b}[p]\,\mathrm{MCI}^{m_R}_{m+1,b} - S^*_{m+1,b}[p]\,\mathrm{MCI}^{m_R}_{m,b}\right) \\
&\quad + \frac{1}{2\sqrt{P_p}}\left(S_{m,b}[p]\,\mathrm{WGN}^{m_R}_{m+1,b} - S^*_{m+1,b}[p]\,\mathrm{WGN}^{m_R}_{m,b}\right) \\
&= \bar{H}^{2m_R}_{(m,m+1),b} + \mathrm{IAI}^{2m_R}_{(m,m+1),b} + \mathrm{MCI}^{2m_R}_{(m,m+1),b} + \mathrm{WGN}^{2m_R}_{(m,m+1),b}.
\end{aligned} \tag{3.47}$$

Si nous négligeons les termes d'interférence, nous remarquons que l'estimateur $\widehat{H}^{m_T m_R}_{(m,m+1),b}$ est égal à la moyenne des cœfficients de canal moyen $\bar{H}^{m_T m_R}_{m,b}$ et $\bar{H}^{m_T m_R}_{m+1,b}$. La différence de ces deux derniers $\left(\bar{H}^{m_T m_R}_{m,b} - \bar{H}^{m_T m_R}_{m+1,b}\right)$ engendre un terme d'interférence entre antennes (IAI pour *Inter Antenna Interference*) pour l'estimateur $\widehat{H}^{m'_T m_R}_{(m,m+1),b}$, avec $m'_T \neq m_T$. Les contraintes du code d'Alamouti se combinent donc avec celles du pilote étalé. En effet, la contrainte d'invariance du canal qui s'applique sur L_f sous-porteuses successives durant L_t symboles OFDM pour le cas SISO, s'applique sur autant de sous-porteuses mais durant $(2 \times L_t)$ symboles OFDM pour le cas STBC. L'estimateur de canal à base de pilotes étalés est donc deux fois plus sensible à la mobilité dans le cas STBC que dans le cas SISO.

3.3.3 Application innovante du code d'Alamouti dans la dimension des codes pour un système LP-OFDM

Pour pallier l'inconvénient précédemment évoqué, une idée proposée pour la première fois par Laurent Cariou dans le contexte de la voie montante de réseaux cellulaires [34] [75] [76] consiste à appliquer le code d'Alamouti dans la dimension des codes de W-H, sur deux séquences différentes au sein du même symbole étalé. Nous obtenons ainsi un nouveau schéma de codage MIMO que nous nommons *Space Code Block Code* (SCBC). Cependant, ce nouveau schéma de codage MIMO implique l'utilisation de deux symboles pilotes et donc, de deux différents codes pilotes $\mathbf{c}_{p_1}$ et $\mathbf{c}_{p_2}$, par ensemble de sous-porteuses

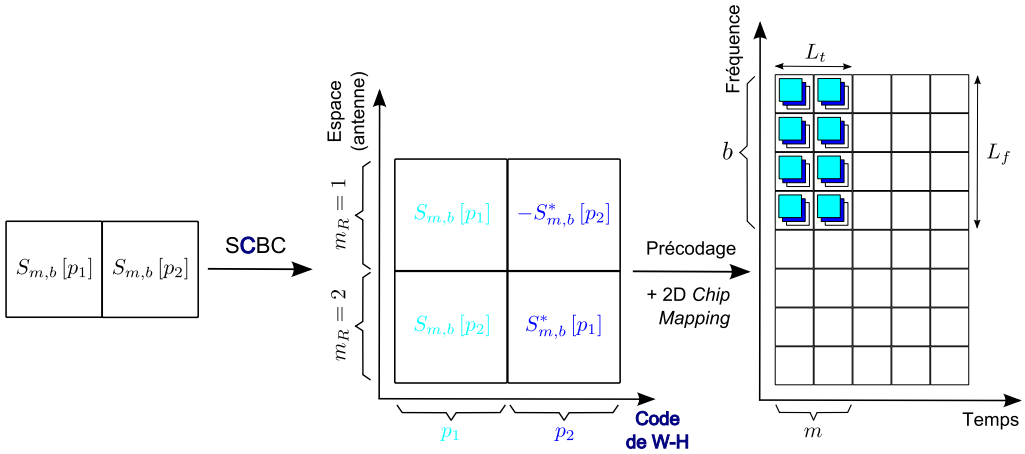


FIG. 3.14 – Principes du codage SCBC sur un signal LP-OFDM à base de symboles pilotes étalés

comme illustré dans la figure 3.14. Ceci implique une réduction de l'efficacité spectrale et du débit utile du système plus importante que dans les cas STBC et SISO. Le codage SCBC à base de pilotes étalés se caractérise par l'égalité suivante :

$$\begin{bmatrix} X^1_{m,b}[p_1] & X^1_{m,b}[p_2] \\ X^2_{m,b}[p_1] & X^2_{m,b}[p_2] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{m,b}[p_1] & -S^*_{m,b}[p_2] \\ S_{m,b}[p_2] & S^*_{m,b}[p_1] \end{bmatrix}. \tag{3.48}$$

A priori, dans le cas SCBC, il n'y a pas d'intérêt à ce que l'algorithme d'estimation de canal accorde plus de fiabilité à un symbole pilote qu'un autre dans un ensemble de sous-porteuses. Nous allouons donc la même puissance $P_p = P_{p_1} = P_{p_2}$ aux deux symboles pilotes de chaque ensemble de sous-porteuses. Le rapport de puissance entre les pilotes et les données n'étant pas le même que dans les cas SISO et STBC, une optimisation du facteur de *boost* devra être réeffectuée par simulation. D'ailleurs, l'expression du (E_b/N_0) dépendant du SNR n'est pas la même qu'en SISO et STBC définie dans l'équation (3.4) puisque dans chaque ensemble de sous-porteuses, deux symboles pilotes sont superposés à $(L-2)$ symboles de données :

$$\begin{aligned}\left(\frac{E_b}{N_0}\right)_{\text{dB}} = \left(\frac{S}{N}\right)_{\text{dB}} &- 10\log(N_b) + 10\log\left(\frac{N_{\text{FFT}}+\Delta}{N_{\text{FFT}}}\right) + 10\log\left(\frac{N_{\text{FFT}}}{N_u}\right) \\ &- 10\log(R_c) + 10\log\left(\frac{(L-2)\times P_{(\text{u})} + 2\times P_p}{(L-2)\times P_{(\text{u})}}\right).\end{aligned} \tag{3.49}$$

En réception, les symboles pilotes d'un ensemble de sous-porteuses (m, b) obtenus par désétalement avec les codes pilotes $\mathbf{c}_{p_j}^{\mathrm{H}}$ s'expriment :

$$\begin{aligned}
R_{m,b}^{m_R}[p_j] &= \mathbf{c}_{p_j}^H \, \mathbf{Z}_{m,b}^{m_R} \\
&= \mathbf{c}_{p_j}^H \left(\sum_{m_T=1}^{M_T} \mathbf{H}_{m,b}^{m_T m_R} \, \mathbf{c}_{p_j} \, \sqrt{P_{p_j}} \, X_{m,b}^{m_T}[p_j] \right) \\
&+ \mathbf{c}_{p_j}^H \left(\sum_{m_T=1}^{M_T} \mathbf{H}_{m,b}^{m_T m_R} \, \mathbf{C}_{(\mathrm{u}_j)} \, \mathbf{P}_{(\mathrm{u}_j)} \, \mathbf{X}_{m,b}^{m_T,(u_j)} \right) + \mathbf{c}_{p_j}^H \, \mathbf{W}_{m,b}^{m_R} \\
&= \sum_{m_T=1}^{M_T} \bar{H}_{m,b}^{m_T m_R} \sqrt{P_{p_j}} \, X_{m,b}^{m_T}[p_j] + {}^{(j)}\mathrm{MCI}_{m,b}^{m_R} + {}^{(j)}\mathrm{WGN}_{m,b}^{m_R}
\end{aligned} \tag{3.50}$$

avec $j \in \{1;2\}$, $\mathbf{C}_{(\mathrm{u}_j)}$ la matrice de précodage $\mathbf{C}$ privée de la séquence $\mathbf{c}_{p_j}$ et $\mathbf{P}_{(\mathrm{u}_j)}$ la matrice diagonale $\mathbf{P}$ sans l'élément $\sqrt{P_{p_j}}$. D'après l'équation (3.48), les symboles pilotes reçus $R_{m,b}^{m_R}[p_1]$ et $R_{m,b}^{m_R}[p_2]$ peuvent se réécrire :

$$R_{m,b}^{m_R}[p_1] = \bar{H}_{m,b}^{1m_R} \sqrt{P_p} S_{m,b}[p_1] + \bar{H}_{m,b}^{2m_R} \sqrt{P_p} S_{m,b}[p_2] + {}^{(1)}\mathrm{MCI}_{m,b}^{m_R} + {}^{(1)}\mathrm{WGN}_{m,b}^{m_R} \tag{3.51}$$

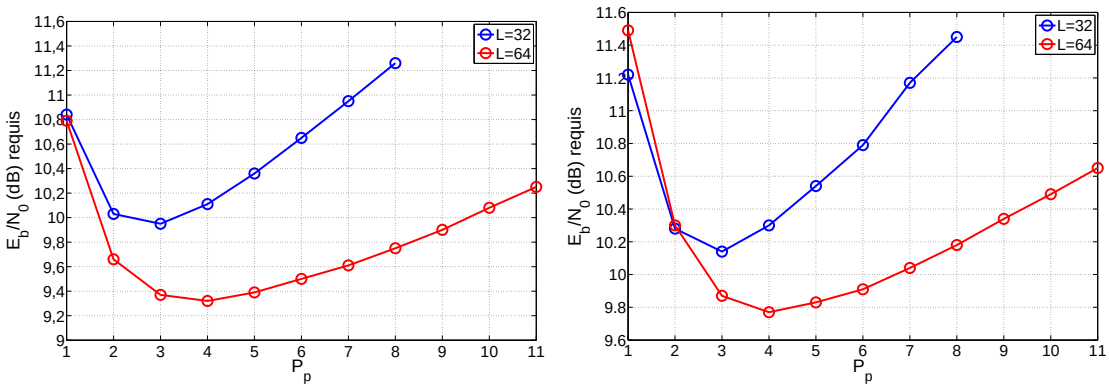
$$R_{m,b}^{m_R}[p_2] = -\bar{H}_{m,b}^{1m_R} \sqrt{P_p} S_{m,b}^*[p_2] + \bar{H}_{m,b}^{2m_R} \sqrt{P_p} S_{m,b}^*[p_1] + {}^{(2)}\mathrm{MCI}_{m,b}^{m_R} + {}^{(2)}\mathrm{WGN}_{m,b}^{m_R}. \tag{3.52}$$

L'estimation de canal est ensuite effectuée à l'aide des équations suivantes :

$$\begin{aligned}
\widehat{H}_{m,b}^{1m_R} &= \frac{1}{2\sqrt{P_p}} \left(S_{m,b}^*[p_1] \; R_{m,b}^{m_R}[p_1] - S_{m,b}[p_2] \; R_{m,b}^{m_R}[p_2] \right) \\
&= \bar{H}_{m,b}^{1m_R} + \frac{1}{2\sqrt{P_p}} \left(S_{m,b}^*[p_1] \, {}^{(1)}\mathrm{MCI}_{m,b}^{m_R} - S_{m,b}[p_2] \, {}^{(2)}\mathrm{MCI}_{m,b}^{m_R} \right) \\
&\quad + \frac{1}{2\sqrt{P_p}} \left(S_{m,b}^*[p_1] \, {}^{(1)}\mathrm{WGN}_{m,b}^{m_R} - S_{m,b}[p_2] \, {}^{(2)}\mathrm{WGN}_{m,b}^{m_R} \right) \\
&= \bar{H}_{m,b}^{1m_R} + {}^{(1,2)}\mathrm{MCI}_{m,b}^{1m_R} + {}^{(1,2)}\mathrm{WGN}_{m,b}^{1m_R}
\end{aligned} \tag{3.53}$$

$$\begin{aligned}
\widehat{H}_{m,b}^{2m_R} &= \frac{1}{2\sqrt{P_p}} \left(S_{m,b}[p_1] \; R_{m,b}^{m_R}[p_2] + S_{m,b}^*[p_2] \; R_{m,b}^{m_R}[p_1] \right) \\
&= \bar{H}_{m,b}^{2m_R} + \frac{1}{2\sqrt{P_p}} \left(S_{m,b}[p_1] \, {}^{(2)}\mathrm{MCI}_{m,b}^{m_R} - S_{m,b}^*[p_2] \, {}^{(1)}\mathrm{MCI}_{m,b}^{m_R} \right) \\
&\quad + \frac{1}{2\sqrt{P_p}} \left(S_{m,b}[p_1] \, {}^{(2)}\mathrm{WGN}_{m,b}^{m_R} - S_{m,b}^*[p_2] \, {}^{(1)}\mathrm{WGN}_{m,b}^{m_R} \right) \\
&= \bar{H}_{m,b}^{2m_R} + {}^{(1,2)}\mathrm{MCI}_{m,b}^{2m_R} + {}^{(1,2)}\mathrm{WGN}_{m,b}^{2m_R}.
\end{aligned} \tag{3.54}$$

Ces équations démontrent bien que dans le cas SCBC, les estimateurs ne sont pas sensibles aux variations du canal entre deux ensembles de symboles OFDM consécutifs m et $(m+1)$ puisqu'il n'y a pas de terme d'IAI. Le schéma SCBC est donc plus robuste à la mobilité que le schéma STBC, mais au détriment d'une perte d'efficacité spectrale et de débit utile plus



(a) canal F1 (b) canal TU6 - 20km/h

FIG. 3.15 – (E_b/N_0) requis pour obtenir un BER $= 10^{-4}$ en fonction de P_p - Schéma SCBC - Estimation de canal avec pilotes étalés - Symboles de données 16QAM - $R_c = 1/2$

importante. Nous observons aussi que les termes de MCI dus aux variations du canal dans chaque ensemble de sous-porteuses (m, b) sont toujours présents. L'algorithme d'estimation de canal à base de pilotes étalés requiert donc les mêmes contraintes d'invariance du canal pour les cas SCBC et SISO.

3.3.4 Simulations

3.3.4.1 Optimisation de la puissance des symboles pilotes pour le système SCBC LP-OFDM

Comme nous l'avons expliqué précédemment, le rapport entre la puissance des symboles pilotes et la puissance des symboles de données sur chaque ensemble de sous-porteuses n'est pas le même dans le cas SCBC que dans les cas SISO et STBC. Une nouvelle optimisation du facteur de *boost* P_p est donc nécessaire. De la même manière que pour le cas SISO, le paramètre P_p doit être choisi de façon à optimiser les performances globales du système en terme de BER. Pour cela, les figures 3.15(a) et 3.15(b) présentent les valeurs de (E_b/N_0) nécessaires à l'obtention d'un BER $= 10^{-4}$ pour le schéma SCBC proposé, dans les canaux F1 et TU6 avec une mobilité de 20km/h, pour des symboles de données 16QAM, un rendement de code $R_c = (1/2)$, une longueur d'étalement fréquentielle $L_f = 4$ et des longueurs d'étalement totales $L = 32$ et $L = 64$.

Nous pouvons effectuer les mêmes remarques que celles obtenues avec les figures 3.6(a) et 3.6(b) correspondants au cas SISO. Pour une longueur d'étalement totale donnée, les courbes présentent la même allure et le même minimum quel que soit le modèle de canal. Similairement au cas SISO, les valeurs de P_p requérant les plus faibles valeurs de (E_b/N_0) pour obtenir un BER $= 10^{-4}$ ne dépendent pas des caractéristiques du canal mais de la longueur d'étalement totale. En revanche, nous remarquons que ces valeurs optimisant les performances globales du système sont plus faibles que dans le cas SISO. Ceci s'explique simplement par le fait qu'il y a davantage de symboles pilotes superposés sur un même ensemble de sous-porteuses dans le cas SCBC que dans le cas SISO. Pour la suite des

TAB. 3.4 – Paramètres de simulation

Bande-passante	8 MHz			
Taille de la FFT : N	2048 échantillons			
Taille de l'intervalle de garde : Δ	$\Delta = N/4$, soit 512 échantillons (64 μs)			
Durée d'un symbole OFDM : T_{ofdm}	280 μs			
Rendement de code : R_c	1/2			
Constellations des symboles de données	QPSK et 16QAM			
Fréquence porteuse : F_c^{tx}	500 MHz			
Modèle de canal	TU6			
Vitesse du mobile	20km/h	90km/h	120km/h	200km/h
$\beta = f_D \times T_{\text{ofdm}}$	0.003	0.012	0.016	0.026

simulations, nous utiliserons les valeurs de facteur de *boost* $P_p = 3$ et $P_p = 5$ pour des longueurs d'étalement totales $L = 32$ et $L = 64$ respectivement dans le cas SCBC.

3.3.4.2 Comparaison des schémas STBC et SCBC

Le schéma SCBC LP-OFDM à base de pilotes étalés possédant une plus faible efficacité spectrale que le schéma STBC au bénéfice d'une meilleure robustesse vis-à-vis de la mobilité, il est intéressant de comparer ses performances par rapport à celles du schéma STBC pour plusieurs scénarios mobiles. Pour cela, nous avons mesuré les BER en fonction du rapport (E_b/N_0) qui, nous le rappelons, tient compte de la perte de puissance due à l'insertion des pilotes, pour les schémas SISO, STBC et SCBC avec estimation de canal parfaite par ensemble de sous-porteuses et estimation de canal avec pilotes étalés. Les paramètres utilisés pour l'ensemble des résultats de simulation qui suivent sont mentionnés dans le tableau 3.4.

Les figures 3.16 et 3.17 donnent les courbes de BER dans le cas d'une mobilité de 20 km/h et 120 km/h respectivement, dans le canal TU6, pour des symboles de données QPSK, un rendement de code de 1/2, des longueurs d'étalement $L_t = L_f = 8$, une puissance $P_p = 7$ pour les schémas SISO et STBC, et $P_p = 5$ pour le schéma SCBC. Elles ont pour intérêt, l'observation de l'influence de la vitesse de mobilité du récepteur sur les différents schémas MIMO. Dans un scénario à faible mobilité, relatif à la figure 3.16, le canal varie lentement dans le temps, l'estimateur du système STBC ne subit donc pas beaucoup plus de dégradations que celui du système SCBC. Cependant, que ce soit pour une estimation de canal parfaite par ensemble de sous-porteuses ou pour une estimation avec pilotes étalés, nous remarquons que les performances du système STBC sont légèrement meilleures que celles du système SCBC. Ceci s'explique par la meilleure efficacité spectrale que possède le schéma STBC par rapport au schéma SCBC. En revanche dans le cas d'un scénario à forte mobilité, relatif à la figure 3.17, les performances du schéma SCBC sont bien meilleures que celles du schéma STBC pour une estimation de canal avec

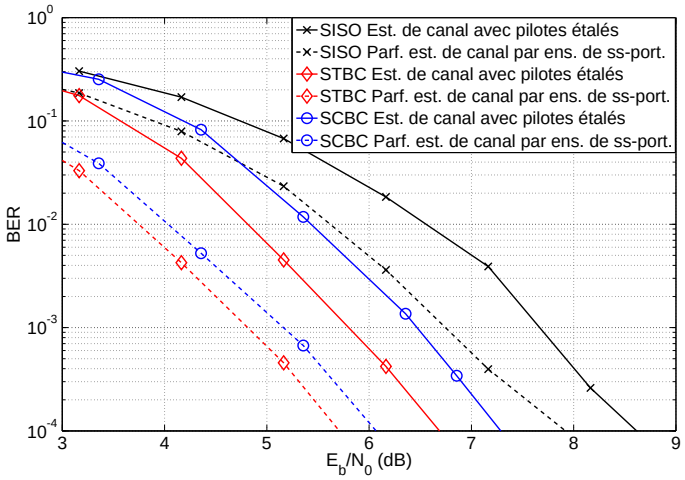


FIG. 3.16 – BER en fonction du (E_b/N_0) mesuré pour les systèmes SISO, STBC et SCBC avec parfaite estimation par ensemble de sous-porteuses et estimation avec pilotes étalés - Canal TU6 - Vitesse du mobile : 20 km/h - QPSK - $R_c = 1/2$ - $L_t = L_f = 8$ - $P_p = 7$ pour les cas SISO et STBC - $P_p = 5$ pour le cas SCBC

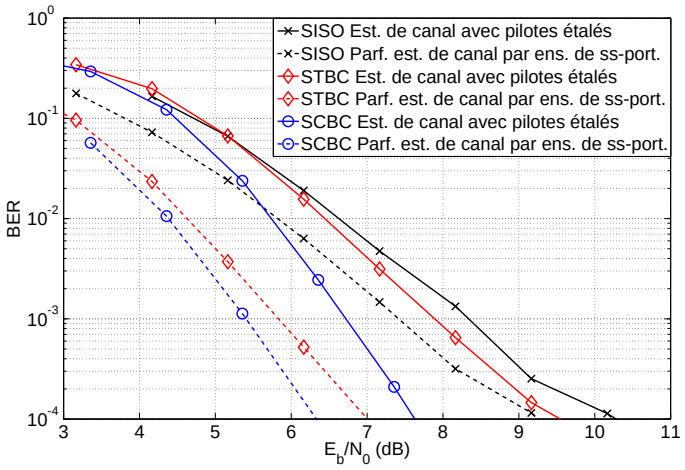


FIG. 3.17 – BER en fonction du (E_b/N_0) mesuré pour les systèmes SISO, STBC et SCBC avec parfaite estimation par ensemble de sous-porteuses et estimation avec pilotes étalés - Canal TU6 - Vitesse du mobile : 120 km/h - QPSK - $R_c = 1/2$ - $L_t = L_f = 8$ - $P_p = 7$ pour les cas SISO et STBC - $P_p = 5$ pour le cas SCBC

---

pilotes étalés. Pour un BER égal à 10^{-4}, le système SCBC requiert un (E_b/N_0) d'environ 2 dB inférieur à celui du système STBC. Quant au passage d'une mobilité de 20 km/h à 120 km/h, pour un BER égal à 10^{-4}, le système SCBC requiert une augmentation du (E_b/N_0) d'environ 0,2 dB seulement contre 2,8dB pour le système STBC. D'ailleurs, les performances du système STBC rejoignent presque celles du système SISO, moins sensible

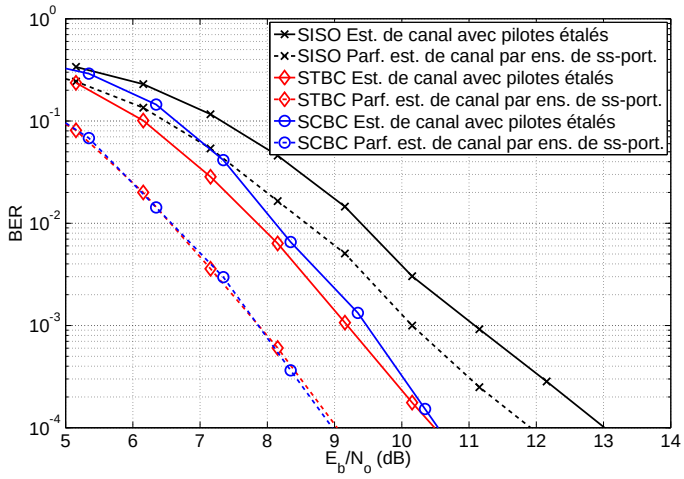


FIG. 3.18 – BER en fonction du (E_b/N_0) mesuré pour les systèmes SISO, STBC et SCBC avec parfaite estimation par ensemble de sous-porteuses et estimation avec pilotes étalés - $L_t = 4$ - $L_f = 4$ - $P_p = 3$ pour les cas SISO et STBC - $P_p = 2$ pour le cas SCBC - 16QAM - $R_c = 1/2$ - Canal TU6 - Vitesse du mobile : 90 km/h

---

à la mobilité. Ceci prouve que l'estimation de canal avec pilotes étalés est bien plus robuste à de fortes mobilités dans le cas du schéma SCBC que dans le cas du schéma STBC. Pour une estimation de canal parfaite par ensemble de sous-porteuses, nous observons une augmentation de 1,3 dB du (E_b/N_0) nécessaire pour obtenir un BER égal à 10^{-4} lorsque la vitesse varie de 20 km/h et 120 km/h pour le système STBC. Cette augmentation du (E_b/N_0) est donc moins importante pour une estimation de canal parfaite par ensemble de sous-porteuses que que pour une estimation avec pilotes étalés. Ceci s'explique par le fait que pour une estimation parfaite, l'estimateur du schéma STBC n'est pas davantage dégradé lors d'une augmentation de la mobilité, mais en revanche les symboles de données estimés sont affectés d'une plus importante IAI.

Nous nous focalisons maintenant sur l'influence de la longueur d'étalement temporelle L_t pour une mobilité égale à 90 km/h. Les figures 3.18 et 3.19 donnent les courbes de BER en fonction du (E_b/N_0) dans le canal TU6, pour des symboles de données 16QAM, pour une estimation de canal parfaite par ensemble de sous-porteuses et une estimation de canal avec pilotes étalés. Pour un faible étalement des symboles selon la direction temporelle, le système STBC est moins sensible à la mobilité. Effectivement, dans la figure 3.18 où $L_t = 4$, les performances du STBC et du SCBC sont équivalantes pour une estimation canal parfaite et une estimation avec pilotes étalés. En revanche, si l'on augmente la longueur d'étalement temporelle à $L_t = 8$, relativement à la figure 3.19, le STBC devient plus sensible à la mobilité. Pour une estimation avec pilotes étalés, ses performances sont d'ailleurs fortement dégradées jusqu'à rejoindre celles du SISO. Les performances du SCBC quant à elles ne subissent aucune dégradation lorsque la longueur d'étalement temporelle varie d'une valeur de 4 à 8. Ceci démontre encore une fois la robustesse du SCBC face aux

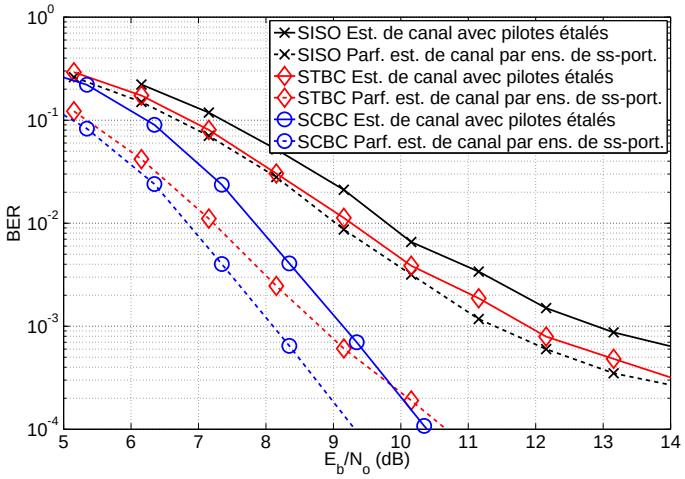


FIG. 3.19 – BER en fonction du (E_b/N_0) mesuré pour les systèmes SISO, STBC et SCBC avec parfaite estimation par ensemble de sous-porteuses et estimation avec pilotes étalés - $L_t = 8$ - $L_f = 4$ - $P_p = 5$ pour les cas SISO et STBC - $P_p = 3$ pour le cas SCBC - 16QAM - $R_c = 1/2$ - Canal TU6 - Vitesse du mobile : 90 km/h

---

variations temporelles du canal.

Pour observer de façon plus globale la sensibilité et la robustesse respectivement des schémas STBC et SCBC vis-à-vis de la mobilité, la figure 3.20 donne le (E_b/N_0) nécessaire à l'obtention d'un BER égal à 10^{-4} dans le canal TU6 pour différentes mobilités et pour des symboles de données QPSK. Au-dessous d'une vitesse de 90 km/h, les performances du SCBC et du STBC sont semblables à 0,5 dB près. Au-delà, celles du SCBC deviennent meilleures. En effet, nous observons une croissance bien plus rapide du (E_b/N_0) requis avec l'augmentation de la vitesse pour le système STBC que pour les systèmes SISO et SCBC. Ceci s'explique logiquement par le fait que le STBC requiert une invariance temporelle de $(2 \times L_t)$ symboles OFDM, ce qui est deux fois plus important qu'en SISO et SCBC. D'ailleurs, au-delà d'une vitesse supérieure à 130 km/h, les performances du STBC sont même moins bonnes que celles du SISO. Les systèmes SISO et SCBC quant à eux, requièrent la même invariance temporelle et fréquentielle du canal. Nous pourrions donc nous attendre à des dégradations parallèles de leurs performances vis-à-vis de l'augmentation de la vitesse. Etonnamment, la croissance du (E_b/N_0) requis avec l'augmentation de la vitesse est beaucoup plus faible en SCBC qu'en SISO. Plus précisément, la valeur du (E_b/N_0) requis augmente de seulement 1 dB pour le SCBC lorsque la vitesse varie de 20 km/h à 200 km/h, tandis qu'elle augmente de 4 dB pour le SISO lorsque la vitesse varie de 20 km/h à 150 km/h. Les expressions analytiques des estimateurs de canal SISO et SCBC développées dans les équations (3.9), (3.53)et (3.54) prouvent que les estimateurs présentent la même sensibilité aux variations temporelles du canal dans le cas SISO et dans le cas SCBC. La très faible dégradation du schéma SCBC pour une augmentation de la vitesse, qui prouve d'autant plus sa robutesse vis-à-vis des scénarios à fortes mobilités,

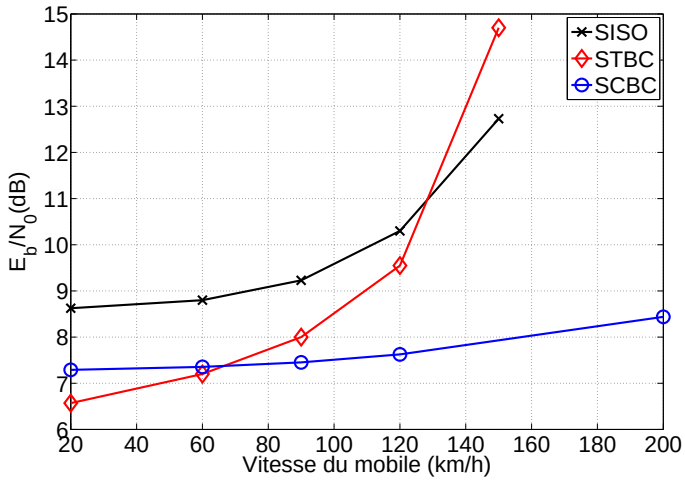


FIG. 3.20 – (E_b/N_0) nécessaire à l'obtention d'un BER $= 10^{-4}$ pour les systèmes SISO, STBC et SCBC avec estimation de canal à base de pilotes étalés - QPSK - Rc=1/2 - $L_t = L_f = 8$ - $P_p = 7$ pour les cas SISO et STBC - $P_p = 5$ pour le cas SCBC

ne peut donc s'expliquer que par un gain intrinsèque du schéma SCBC lié à l'exploitation de la diversité spatiale.

3.3.5 Conclusions et perspectives

Dans ce sous-chapitre, nous avons présenté différentes manières d'étendre l'algorithme d'estimation de canal à base de symboles pilotes étalés à la dimension spatiale en exploitant le code d'Alamouti. En appliquant un codage STBC, la contrainte d'invariance temporelle du canal imposée par l'estimateur se retrouve multipliée par deux par rapport au SISO. Le système STBC LP-OFDM à base de pilotes étalés présente de meilleures performances qu'en SISO seulement si la mobilité du récepteur n'est pas trop élevée. Pour de trop fortes mobilités, la variance temporelle du canal peut dégrader l'estimateur du STBC au point que ses performances deviennent moins bonnes que celles du SISO. Pour pallier cet inconvénient, nous avons proposé d'exploiter le schéma de codage *Space Code Block Code* (SCBC), consistant à appliquer le code d'Alamouti non pas dans la dimension temporelle, mais dans la dimension des codes de W-H. Cette application originale du code d'Alamouti permet de ne pas augmenter la contrainte d'invariance temporelle du canal. Cependant elle engrendre une réduction de l'efficacité spectrale du système. Bien que l'estimateur ait donc la même contrainte d'invariance du canal en SISO et en SCBC, le SCBC présente une robustesse face aux fortes mobilités bien plus importante qu'en SISO. Le système SCBC LP-OFDM à base d'estimation de canal avec pilotes étalés présente donc les mêmes avantages qu'en SISO par rapport à une technique classique d'estimation avec sous-porteuses pilotes, mais sans inconvénient pour les scénarios à fortes mobilités.

Une perspective semblable à celle du cas SISO serait de mettre en œuvre un annuleur d'interférence entre codes en réception pour améliorer les performances du système. Dans ce cas, nous pourrions profiter de cet annuleur d'interférence pour appliquer des codes

MIMO non orthogonaux de type Golden Code [52] [53] afin d'augmenter le débit utile et l'efficacité spectrale du système. En effet, l'interférence engendrée par la non-orthogonalité d'un code MIMO se traduirait également par une augmentation de la MCI. Nous pourrions aussi exploiter différents codes MIMO pour les symboles de données et les symboles pilotes. Dans le cas du SCBC, nous pourrions par exemple utiliser le code orthogonal d'Alamouti pour les pilotes afin d'obtenir de meilleurs estimateurs dans le cas où la MCI ne serait pas totalement annulée, et le Golden Code pour les données afin d'augmenter l'efficacité spectrale et le débit utile du système.

Chapitre 4

Synchronisation fréquentielle à base de symboles pilotes étalés

NOUS avons vu dans le chapitre 2 qu'un récepteur DVB-T exploite des sous-porteuses pilotes non seulement pour l'estimation de canal, mais aussi pour l'estimation du décalage de fréquence porteuse (CFO pour *Carrier Frequency Offset*) et l'estimation du décalage de fréquence d'échantillonnage (SFO pour *Sampling Frequency Offset*). De la même manière, nous développons dans ce chapitre des algorithmes de synchronisation fréquentielle à base de symboles pilotes étalés dans le cas SISO. Une différence importante entre ces algorithmes et ceux du système DVB-T est qu'ils exploitent les mêmes symboles pilotes que ceux déjà utilisés pour l'estimation de canal. En d'autres termes, le système LP-OFDM proposé ne requiert pas davantage de pilotes pour l'estimation de la CFO et de la SFO. A l'inverse, nous rappelons que les algorithmes d'estimation de canal et de synchronisation fréquentielle associés au standard DVB-T exploitent différentes sous-porteuses pilotes. Contrairement au système DVB-T, le système LP-OFDM à base de symboles pilotes étalés ne nécessite donc pas une nouvelle réduction du débit utile et de l'efficacité spectrale du système pour les algorithmes de synchronisation fréquentielle en réception.

Les algorithmes de synchronisation fréquentielle à base de symboles pilotes étalés proposés dans ce chapitre sont mis en œuvre en deux étapes. Nous proposons d'effectuer une première estimation de la CFO et de la SFO avant le désétalement des symboles pilotes. L'opération de déprécodage n'étant pas effectuée avant cette estimation, l'orthogonalité entre les codes n'est pas restaurée. Les performances des estimateurs ainsi obtenus sont donc limitées par l'interférence engendrée par les chips des données sur les chips des pilotes. D'ailleurs, nous verrons que l'estimation de la SFO est difficile à ce niveau de la chaîne de réception. C'est pourquoi nous proposons d'effectuer une nouvelle estimation de la CFO et de la SFO après le désétalement des symboles pilotes. Bien que les estimateurs obtenus après la fonction de déprécodage soient plus sensibles aux variations temporelles et fréquentielles du canal, nous verrons que ce deuxième étage de synchronisation fréquentielle permet de réduire significativement la CFO et la SFO résiduelle.

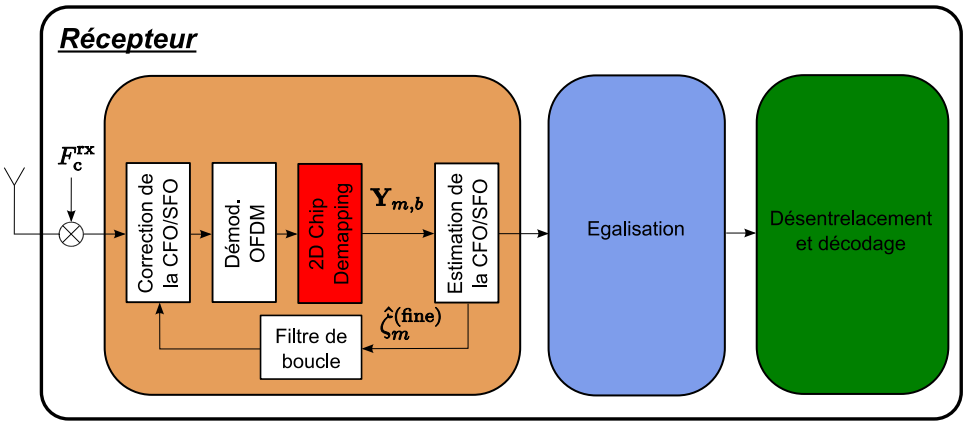


FIG. 4.1 – Schéma du récepteur LP-OFDM - Estimation fine de la CFO et de la SFO à partir des chips pilotes

4.1 Synchronisation fréquentielle avant fonction de déprécodage

Nous rappelons qu'une désynchronisation fréquentielle entre l'émetteur et le récepteur engendre de l'interférence entre sous-porteuses (ICI pour *Inter Carrier Interference*) ainsi qu'une rotation de phase et une atténuation d'amplitude des symboles reçus sur chaque sous-porteuse comme nous l'avons expliqué dans le chapitre 2 et illustré sur les figures 2.6 et 2.7. Pour un signal OFDM à base de sous-porteuses pilotes, les algorithmes d'estimation de CFO et de SFO consistent à définir une métrique mesurant les différences de rotation de phase causées par la désynchronisation entre différents symboles pilotes. Pour un récepteur DVB-T, nous rappelons que cette métrique, relative à l'équation (2.20), permet de mesurer la différence de rotation de phase entre deux symboles pilotes reçus $R_q\left[n_p^{(\mathrm{cp})}\right]$ et $R_{q+1}\left[n_p^{(\mathrm{cp})}\right]$ sur la même sous-porteuse pilote continue $n_p^{(\mathrm{cp})}$, durant deux symboles OFDM consécutifs q et $(q+1)$. En mode 2K, un récepteur DVB-T bénéficie donc de $N^{(\mathrm{cp})} = 45$ valeurs de métriques différentes pour l'estimation de la CFO [59] [60] et de la SFO [62] [63] par couple de symboles OFDM car il y a 45 sous-porteuses pilotes continues [2].

Pour définir une métrique équivalente dans le cas des symboles pilotes étalés, il est nécessaire d'estimer la CFO et la SFO avant le désétalement des symboles pilotes, et donc, avant la fonction de déprécodage comme illustré sur la figure 4.1. Puisque toutes les sous-porteuses actives transmettent des chips de symboles pilotes ($S_{m,b}[p]\, c_p[q,n]$), nous pouvons définir une métrique mesurant la différence de rotation de phase entre tous les couples de symboles reçus sur une même sous-porteuse n' durant deux symboles OFDM consécutifs q et $(q+1)$. L'algorithme d'estimation de CFO et de SFO ainsi effectué peut donc exploiter jusqu'à $N_u >> N^{(\mathrm{cp})}$ sous-porteuses, soit bien plus qu'un récepteur DVB-T. Par conséquent, les estimateurs de CFO et de SFO obtenus avec cet algorithme bénéficient d'une meilleure diversité fréquentielle que ceux obtenus avec le système DVB-T. En revanche, puisque cet algorithme est mis en œuvre avant la fonction de déprécodage, il

présente l'inconvénient majeur de se baser sur des valeurs de métrique fortement bruitées en raison de l'interférence en provenance des chips des symboles de données.

De la même manière qu'au paragraphe 2.3, nous définissons la CFO normalisée par $\zeta = \Delta F.\, T_s = \left(F_c^{tx} - F_c^{rx}\right) T_s$ et la SFO normalisée par $\xi = (\Delta T / T_s)$, avec T_s la période d'échantillonnage de l'émetteur, ΔT la différence entre T_s et la période d'échantillonnage du récepteur, ainsi que F_c^{tx} et F_c^{rx} la fréquence porteuse de l'émetteur et celle du récepteur respectivement. Aussi, pour simplifier certains calculs, nous définissons un nouvel indice de symbole OFDM : $q' = (m \times L_t) + q$.

4.1.1 Estimation du décalage de fréquence porteuse (CFO) à partir des chips pilotes

4.1.1.1 Expression du signal reçu avant déprécodage en présence de CFO

Puisque l'algorithme d'estimation de la CFO est effectué avant la fonction de déprécodage, il est nécessaire d'exprimer les symboles reçus sur chaque sous-porteuse pour pouvoir définir une métrique. Pour simplifier le développement analytique de l'estimateur de CFO, nous supposons qu'il n'y a pas de SFO entre l'émetteur et le récepteur. Similairement à l'équation (2.18), le symbole reçu $Y_{m,b'}[q, n']$ en présence de CFO s'exprime :

$$\begin{aligned} & Y_{m,b'}[q, n'] \\ & = e^{j2\pi q'(N+\Delta)\zeta} \sum_{b=0}^{B-1} \sum_{n=0}^{L_f-1} \left\{ X_{m,b}[q, n]\, H_{m,b}[q, n]\, \phi(b', b, n', n) \right\} + W_{m,b'}[q, n'] \\ & = \underbrace{e^{j2\pi q'(N+\Delta)\zeta}}_{\text{Phase dépendante de } q'} X_{m,b'}[q, n']\, H_{m,b'}[q, n']\, \phi(b', b', n', n') + \Xi_{\text{ICI}}(m, b', q, n') + W_{m,b'}[q, n'], \end{aligned} \tag{4.1}$$

où $\Xi_{\text{ICI}}(m, b', q, n')$ représente l'ICI en provenance de toutes les autres sous-porteuses actives. Elle est égale à :

$$e^{j2\pi q'(N+\Delta)\zeta} \left(\underbrace{\sum_{\substack{n=0 \\ n \neq n'}}^{L_f-1} X_{m,b'}[q, n]\, H_{m,b'}[q, n]\, \phi(b', b', n', n)}_{\text{ICI en provenance de la sous-bande } b'} + \underbrace{\sum_{\substack{b=0 \\ b \neq b'}}^{B-1} \sum_{n=0}^{L_f-1} X_{m,b}[q, n]\, H_{m,b}[q, n]\, \phi(b', b, n', n)}_{\text{ICI en provenance des autres sous-bandes } b \neq b'} \right) \tag{4.2}$$

avec $\phi(b', b, n', n)$ la fonction de transfert complexe entre le symbole émis $X_{m,b}[q, n]$ et son image engendrée par la CFO et reçue sur la sous-porteuse n' de la sous-bande b' durant le même symbole OFDM. Cette fonction ne dépend pas de l'indice du symbole OFDM $q' = (m \times L_t) + q$, mais de l'espacement interporteuse $((b' - b) L_f + (n' - n))$. Son expression, semblable à celle développée dans l'équation (2.19) pour un signal OFDM classique, est donnée par :

$$\phi\left(b',b,n',n\right)=\underbrace{\psi_N\left(\zeta+\frac{\left(b'-b\right)L_f+\left(n'-n\right)}{N}\right)}_{\text{Atténuation d'amplitude}}\underbrace{\exp\left\{j\pi\left(N-1\right)\left(\zeta+\frac{\left(b'-b\right)L_f+\left(n'-n\right)}{N}\right)\right\}}_{\text{Déphasage}} \tag{4.3}$$

où nous rappelons que $\psi_N\left(x\right)=\frac{\sin(\pi N x)}{N\sin(\pi x)}$ désigne la fonction de Dirichlet.

4.1.1.2 Définition de la métrique de CFO avant déprécodage

Nous remarquons dans l'équation (4.1) que les symboles utiles $X_{m,b'}\left[q,n'\right]$ subissent deux types de déphasage causé par la CFO. Le premier est dépendant de l'indice du symbole OFDM q' avec lequel il augmente. Il s'agit du déphasage commun subi par toutes les sous-porteuses d'un même symbole OFDM. Le deuxième, correspondant au terme $\phi\left(b',b',n',n'\right)=\psi_N\left(\zeta\right)\times\exp\left\{j\pi\left(N-1\right)\zeta\right\}$, ne dépend ni de l'indice du symbole OFDM q', ni de l'indice de la sous-porteuse. Nous pouvons donc en conclure que dans un symbole OFDM quelconque, le déphasage global causé par la CFO est le même pour toutes les sous-porteuses. Identiquement à l'estimation de la CFO à base de sous-porteuses pilotes, nous définissons donc une métrique $\Gamma\left(m,b',q,n'\right)$ permettant de mesurer la différence de déphasage causée par la CFO entre deux symboles OFDM consécutifs q' et $(q'+1)$, sur une même sous-porteuse $[(b'\times L_f)+n']$:

$$\Gamma\left(m,b',q,n'\right)=\left(c_p^*\left[l'+1\right]Y_{m,b'}\left[q+1,n'\right]\right)\ \times\ \left(c_p\left[l'\right]Y_{m,b'}^*\left[q,n'\right]\right), \tag{4.4}$$

où $l'=(n'\times L_t)+q$ et $(l'+1)=(n'\times L_t)+(q+1)$ désignent l'indice du chip de la séquence de précodage correspondant à la sous-porteuse de coordonnées (q,n') et celle de coordonnées $(q+1,n')$ respectivement. Contrairement à la métrique définie à partir de sous-porteuses pilotes, nous remarquons que celle-ci ne nécessite pas la connaissance des symboles pilotes, mais celle du code pilote seulement. L'algorithme d'estimation de la CFO proposé ici s'effectue donc en semi-aveugle, ce qui peut permettre de réduire la complexité du récepteur.

D'après les équations (4.1), (3.3) et (3.5), en négligeant les termes d'ICI et de bruit AWGN, cette métrique peut être développée ainsi :

$$\begin{aligned}&\Gamma\left(m,b',q,n'\right)\\&=c_p\left[l'\right]\left\{\mathrm{e}^{-j2\pi q'(N+\Delta)\zeta}\sum_{i=0}^{L-1}c_i^*\left[l'\right]\left(S'_{m,b'}\left[i\right]\right)^*H_{m,b'}^*\left[q,n'\right]\phi^*\left(b',n'\right)\right\}\\&\times c_p^*\left[l'+1\right]\left\{\mathrm{e}^{j2\pi(q'+1)(N+\Delta)\zeta}\sum_{i=0}^{L-1}c_i\left[l'+1\right]S'_{m,b'}\left[i\right]H_{m,b'}\left[q+1,n'\right]\phi\left(b',n'\right)\right\}\end{aligned} \tag{4.5}$$

où $S'_{m,b'}\left[i\right]=\sqrt{P_i}\,S_{m,b'}\left[i\right]$ et $\phi\left(b',n'\right)=\phi\left(b',b',n',n'\right)$. Nous pouvons mettre en évidence l'expression des chips pilotes en utilisant l'équation (3.2). Ainsi, la métrique peut être réexprimée par :

$$\begin{aligned}
&\Gamma\left(m,b',q,n'\right)\\
&= c_p\left[l'\right]\left\{\mathrm{e}^{-j2\pi q'(N+\Delta)\zeta}\left[c_p^*\left[l'\right]\left(S'_{m,b'}\left[p\right]\right)^* + \Xi^*_{\text{data}}\left(m,b',q,n'\right)\right]H^*_{m,b'}\left[q,n'\right]\phi^*\left(b',n'\right)\right\}\\
&\times c_p^*\left[l'+1\right]\left\{\mathrm{e}^{j2\pi\left(q'+1\right)(N+\Delta)\zeta}\left[c_p\left[l'+1\right]S'_{m,b'}\left[p\right] + \Xi_{\text{data}}\left(m,b',q+1,n'\right)\right]H_{m,b'}\left[q+1,n'\right]\phi\left(b',n'\right)\right\}
\end{aligned} \tag{4.6}$$

Le terme $\Xi_{\text{data}}\left(m,b',q,n'\right)$ représente l'interférence en provenance des $(L-1)$ chips de données subie par le chip pilote $\left(c_p\left[l'\right]S'_{m,b'}\left[p\right]\right)$ superposé sur la même sous-porteuse :

$$\Xi_{\text{data}}\left(m,b',q,n'\right) = \sum_{\substack{i=0\\ i\neq p}}^{L-1} c_i\left[l'\right]S'_{m,b'}\left[i\right],\ \text{avec } l' = \left(n'\times L_t\right)+q. \tag{4.7}$$

Puisque les symboles de données $S_{m,b'}\left[i\right]$ et les chips $c_i\left[l'\right]$ ont une moyenne nulle, nous pouvons admettre que cette interférence tend vers une valeur nulle si la longueur d'étalement totale L est suffisamment importante, soit : $\Xi_{\text{data}}\left(m,b',q,n'\right) \xrightarrow{L\to\infty} 0$. En considérant l'hypothèse souvent utilisée pour les algorithmes d'estimation de CFO et de SFO d'une invariance temporelle du canal durant deux symboles OFDM consécutifs, la métrique peut finalement s'exprimer :

$$\Gamma\left(m,b',q,n'\right) = \underbrace{e^{j2\pi(N+\Delta)\zeta}}_{\text{Déphasage à estimer}} \times \frac{P_p}{L^2}\left|S_{m,b'}\left[p\right]\right|^2\left|H_{m,b'}\left[(q,q+1),n'\right]\right|^2, \tag{4.8}$$

$$\text{avec } H_{m,b'}\left[(q,q+1),n'\right] = H_{m,b'}\left[q,n'\right] = H_{m,b'}\left[q+1,n'\right]. \tag{4.9}$$

Pour aboutir à cette équation, nous rappelons avoir négligé les termes de bruit AWGN et d'ICI qui suivent une distribution gaussienne de moyenne nulle [61] [77]. Identiquement à l'estimation de la CFO pour un récepteur DVB-T, il est donc avantageux de calculer la métrique moyenne $\Gamma\left(m,q\right)$ à partir des N_u valeurs de métrique $\Gamma\left(m,b',q,n'\right)$ obtenues pour chaque sous-porteuse :

$$\Gamma\left(m,q\right) = \frac{1}{N_u}\sum_{b'=0}^{B-1}\sum_{n'=0}^{L_f-1}\Gamma\left(m,b',q,n'\right) \tag{4.10}$$

De même que pour l'estimation de la CFO à base de sous-porteuses pilotes, l'argument de la métrique ainsi obtenue nous permet d'estimer la CFO :

$$\hat{\zeta}^{(\text{fine})}_{m,q} = \frac{\text{Arg}\left\{\Gamma\left(m,q\right)\right\}}{2\pi\left(N+\Delta\right)}. \tag{4.11}$$

L'algorithme que nous avons développé estime une valeur de CFO $\hat{\zeta}^{(\text{fine})}_{m,q}$ à chaque symbole OFDM. Cette valeur est injectée dans un filtre de boucle comme le montre la figure 4.1. Ce filtre de boucle délivre à la fonction de correction de CFO, une valeur de CFO estimée finale $\hat{\zeta}^{(\text{final})}_{m,q}$ calculée à partir de la valeur de CFO estimée durant le symbole OFDM considéré $\hat{\zeta}^{(\text{fine})}_{m,q}$ et des valeurs estimées antérieures. Dans cette thèse, nous ne nous intéresserons pas à la conception de ce filtre de boucle puisqu'il ne dépend pas de l'algorithme

d'estimation utilisé. Dans nos simulations, nous utiliserons le même filtre de boucle que celui mentionné dans [58], article de référence concernant la synchronisation fréquentielle d'un récepteur DVB-T. Afin de supprimer l'ICI et de compenser les atténuations et les rotations de phase subies par les symboles reçus, la correction de la CFO doit être effectuée dans le domaine temporel. En effet, dans le domaine fréquentiel, seules la rotation de phase et l'atténuation d'amplitude causées par la CFO peuvent être corrigées facilement.

Identiquement à l'estimateur de CFO d'un récepteur DVB-T, l'algorithme que nous avons développé ne peut pas estimer la CFO au-delà d'une certaine valeur. En effet, une ambiguïté d'estimation de phase peut apparaître si la valeur absolue de l'argument de la métrique est supérieure à π. En d'autres termes, l'estimation de la CFO ne peut être correctement effectuée que si la condition suivante est vérifiée :

$$\begin{aligned} &|2\pi\,(N+\Delta)\,\zeta| < \pi \\ &|\zeta| = |\Delta F|\,T_s < \frac{1}{2\,(N+\Delta)}. \end{aligned} \tag{4.12}$$

Pour connaître la valeur estimable maximale de la CFO proportionnellement à l'espacement interporteuse Δf, nous devons utiliser l'égalité suivante : $T_s = 1/(N \times \Delta f)$, ce qui nous permet de réécrire l'inéquation précédente ainsi :

$$\frac{|\Delta F|}{\Delta f} < \frac{N}{2\,(N+\Delta)}. \tag{4.13}$$

Nous rappelons utiliser tout au long de ce manuscrit une taille de FFT égale à 2048 et un intervalle de garde $\Delta = N/4$. Ces valeurs limitent l'estimation de la CFO à une valeur maximale égale à 40% de l'espacement interporteuse Δf. En pratique, il existe un étage de synchronisation fréquentielle avant l'opération de FFT où une estimation grossière de la CFO est effectuée. Cette première estimation de la CFO, basée sur l'exploitation des propriétés cycliques du préfixe des symboles OFDM [78], permet d'estimer n'importe quelle valeur de CFO supérieure à la moitié de l'espacement interporteuse. L'algorithme que nous avons développé à base de chips pilotes correspond à une estimation fine de la CFO, tout comme celui basé sur des sous-porteuses pilotes. Il est complémentaire à l'estimation préliminaire de la CFO dans le domaine temporel.

4.1.1.3 Simulations

Afin d'évaluer les performances de l'estimateur de CFO $\hat{\zeta}_{m,q}^{(\text{fine})}$ à base de chips pilotes, nous analysons sur la figure 4.2 les valeurs de CFO résiduelles normalisées par rapport à l'espacement interporteuse Δf et mesurées après synchronisation fine de fréquence porteuse en boucle ouverte, c'est-à-dire sans filtre de boucle. Le tableau 4.1 indique les valeurs des paramètres utilisées pour toutes les simulations de ce chapitre 4. Nous choisissons une valeur de CFO égale à 10% de Δf, ce qui est inférieure à la valeur maximale estimable $\Delta F_{\max} = 0,40 \times \Delta f$.

Quelles que soient la mobilité et la valeur du $(E_b/N_0) > 0$ dB, nous remarquons que la CFO résiduelle présente dans le signal après correction fine de la CFO est toujours inférieure à 2% de l'espacement interporteuse Δf. Ceci nous donne la valeur maximale

TAB. 4.1 – Paramètres de simulation

Bande passante	8 MHz
Taille de la FFT : N	2048 échantillons
Taille de l'intervalle de garde : Δ	$\Delta = N/4$, soit 512 échantillons (64 μs)
Durée totale d'un symbole OFDM : T_{ofdm}	280 μs
Fréquence porteuse : F_{c}^{tx}	500 MHz
Rendement du codage de canal	1/2
Constellation des symboles de données	16QAM
Constellation des symboles pilotes	BPSK
Code pilote	$\mathbf{c}_p = \mathbf{c}_0$
Modèles de canaux	F1 et TU6
Vitesse du mobile dans le canal TU6	20km/h - 60km/h - 120km/h
Fréquence Doppler relative : $\beta = f_D \times T_{\text{ofdm}}$	0,003 - 0,008 - 0,016

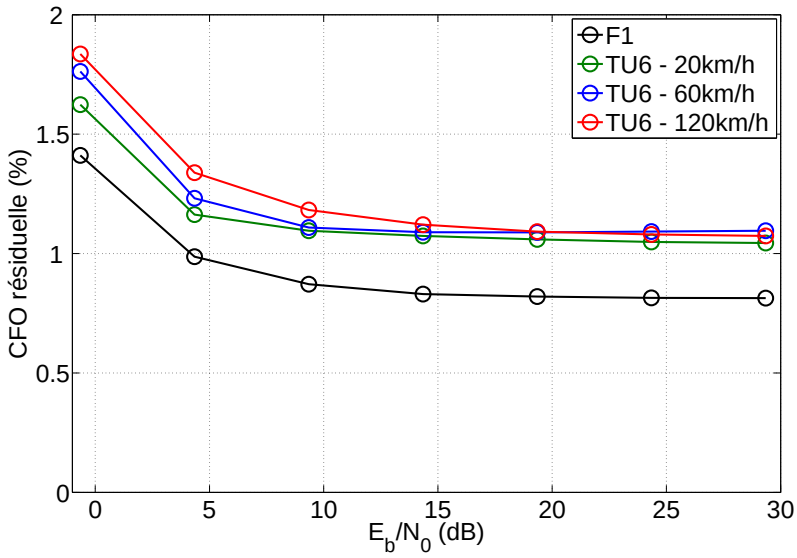


FIG. 4.2 – CFO résiduelle après synchronisation fine de la fréquence porteuse en boucle ouverte - $\frac{\Delta F}{\Delta f} = 10\%$ - $L_f = 4$ et $L_t = 8$ - $P_p = 5$

de la CFO résiduelle présente dans le signal après la synchronisation fine de la fréquence porteuse.

En présence du canal TU6, pour de forts rapports signal à bruit, les valeurs de CFO résiduelles mesurées sont très proches quelle que soit la mobilité. Nous pouvons en déduire que les performances de l'estimateur de CFO à base de chips pilotes ne se dégradent pas

de façon significative avec l'augmentation de la mobilité. Effectivement, nous rappelons que l'estimateur impose une invariance temporelle durant deux symboles OFDM consécutifs seulement qui est caractérisée par l'équation (4.9). Ceci explique la robustesse de l'estimateur vis-à-vis des scénarios à forte mobilité.

Il s'avère que la CFO résiduelle est plus faible en présence du canal F1 qu'en présence du canal TU6 quel que soit le rapport (E_b/N_0). La caractéristique mobile du canal TU6 ne permet pas de justifier cette différence puisque nous avons conclu précédemment que l'estimateur est très peu sensible aux variations temporelles du canal. En fait, l'explication tient à la présence d'un trajet en visibilité directe (LOS pour *Line Of Sight*) entre l'émetteur et le récepteur dans le canal F1 contrairement au canal TU6 qui ne possède pas de trajet en LOS. Par conséquent, ce dernier est caractérisé par une sélectivité fréquentielle beaucoup plus forte que celle du canal F1, et donc, par des puissances de cœfficients de canal $\left|H_{m,b'}\left[q,n'\right]\right|^2$ potentiellement très faibles pour certaines sous-porteuses. D'après l'équation (4.8), les métriques $\Gamma\left(m,b',q,n'\right)$ associées à des sous-porteuses affectées par de forts évanouissements présentent une faible amplitude. Elles sont par conséquent plus facilement noyées dans le bruit. Pour améliorer les performances de l'estimateur de CFO à base de chips pilotes, une méthode simple consisterait à pondérer chaque valeur de métrique par une valeur de confiance calculée à partir de la puissance du cœfficient de canal qui lui est associée.

En comparant les figures 3.4 et 4.2, nous remarquons que la CFO résiduelle se comporte de la même façon que la MSE de l'estimateur de canal vis-à-vis du rapport (E_b/N_0). Quelles que soient les caractéristiques du canal, au-delà d'une certaine valeur de (E_b/N_0), la CFO résiduelle suit une asymptote horizontale. D'après l'analyse effectuée sur l'estimateur de CFO dans le paragraphe précédent, la valeur de la CFO n'influence aucunement les performances de notre estimateur si elle est inférieure en absolu à $\Delta F_{\max} = 0,40 \times \Delta f$. Ses performances ne peuvent être limitées que par l'ICI, la variance temporelle du canal sur deux symboles OFDM consécutifs et l'interférence en provenance des chips de données. Nous avons conclu précédemment que l'estimateur est très peu sensible aux variations temporelles du canal. De plus, la CFO résiduelle présente une asymptote horizontale pour de fortes valeurs de (E_b/N_0) aussi bien pour une réception fixe que mobile. Nous pouvons donc en conclure que similairement à la MSE de l'estimateur de canal, ce plancher est principalement causé par l'interférence en provenance des données.

La méthode la plus efficace permettant d'améliorer significativement les performances de l'estimateur de CFO à base de chips pilotes est de supprimer cette interférence [79] [71] [72]. Pour mettre en évidence l'intérêt de cette solution, nous donnons sur la figure 4.3 les valeurs de CFO résiduelles mesurées après synchronisation en boucle ouverte dans le cas où l'interférence des chips de données est parfaitement supprimée. Les courbes de CFO résiduelle obtenues avec le système DVB-T dans le cas d'une synchronisation en boucle ouverte à base de sous-porteuses pilotes continues sont données comme référence.

En comparant les figures 4.2 et 4.3, il apparaît clairement que la CFO résiduelle présente après la synchronisation fine proposée, est nettement moins importante dans le cas où l'interférence des chips de données est supprimée. En effet, en présence du canal TU6, elle n'excède jamais 0,6% de Δf tandis qu'elle est toujours supérieure à 1% de Δf dans le cas où il n'y a pas d'annuleur d'interférence. De plus, pour de forts rapports signal à bruit, elle peut atteindre des faibles valeurs de l'ordre 0,3% dans le canal TU6 et inférieures à 0,001%

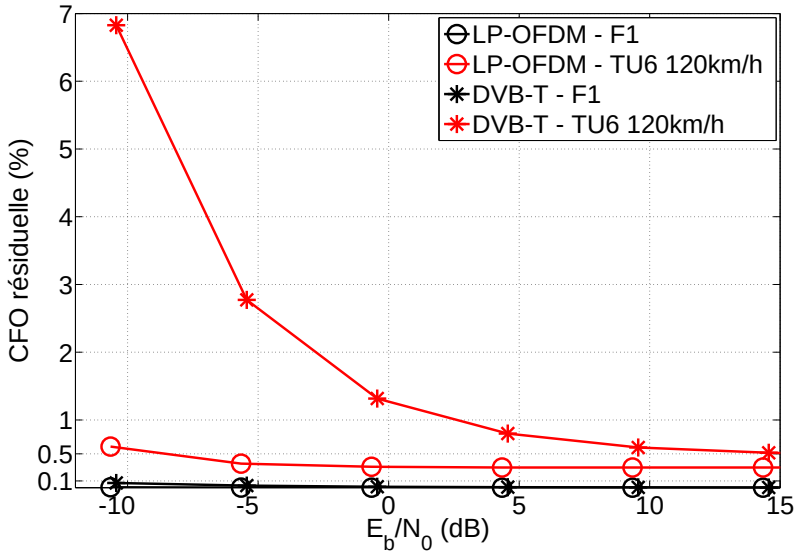


FIG. 4.3 – CFO résiduelle après synchronisation en boucle ouverte à base de sous-porteuses pilotes continues pour le système DVB-T et à base de chips pilotes pour le système LP-OFDM dans le cas d'une annulation d'interférences parfaite des chips de données - Canaux F1 et TU6 (120km/h) - $\frac{\Delta F}{\Delta f} = 10\%$ - $L_f = 4$ et $L_t = 8$ - $P_p = 5$ - Symboles de données 16QAM

---

dans le canal F1, tandis qu'elle est toujours supérieure à 0,8% s'il n'y a pas d'annuleur d'interférence. Ceci confirme que pour de forts rapports signal à bruit, la CFO résiduelle présente après synchronisation sans annuleur d'interférence (figure 4.2) est principalement causée par l'interférence en provenance des chips de données. En présence du canal F1, pour de très fortes valeurs de (E_b/N_0), la CFO résiduelle présente après une synchronisation fine bénéficiant d'un annuleur idéal d'interférence des chips de données, ne peut s'expliquer que par l'ICI puisque le canal est invariant dans le temps. En présence du canal TU6, pour de très fortes valeurs de (E_b/N_0), la CFO résiduelle de l'ordre 0,3% est plus importante que dans le canal F1. Cette faible différence de valeur de CFO résiduelle est essentiellement due aux variations temporelles du canal TU6 durant deux symboles OFDM consécutifs. Dans le cas d'une réception à forts rapports signal à bruit, ceci peut nous donner un ordre d'idée de la dégradation occasionnée par la mobilité sur l'estimateur de CFO, qui est de l'ordre de quelques dixièmes de pourcent de Δf.

Lorsque nous comparons les performances de l'estimateur de CFO à base de sous-porteuses pilotes continues du système DVB-T à celles de l'estimateur proposé bénéficiant d'un annuleur d'interférence idéal, nous remarquons qu'elles sont très proches en présence du canal F1. En revanche, dans le canal TU6, les performances de l'estimateur de CFO du système DVB-T sont moins bonnes. Ceci est d'autant plus vrai que le rapport signal à bruit est faible. En effet, les performances de l'estimateur de CFO du système DVB-T se dégradent rapidement avec l'augmentation de la puissance du bruit puisque la CFO résiduelle augmente de 0,28% de Δf pour $(E_b/N_0) = 15$dB, à 6,5% de Δf pour $(E_b/N_0) = -10$dB. A l'inverse, l'estimateur à base de chips pilotes est très peu sensible

au bruit puisque la CFO résiduelle augmente très peu avec la diminution du rapport signal à bruit. Ceci s'explique par le fait que l'estimateur proposé exploite pleinement la diversité fréquentielle du canal puisqu'il se base sur les valeurs de métriques mesurées sur toutes les N_u sous-porteuses actives contrairement au système DVB-T qui n'en exploite que $N_p^{(\mathrm{cp})} = 45$. La diversité fréquentielle du canal exploitée au maximum par l'estimateur permet à la fois d'être davantage robuste aux fortes sélectivités fréquentielles, mais aussi aux très faibles valeurs de rapport signal à bruit puisque le terme de bruit AWGN subit par l'estimateur se retrouve moyenné sur un grand nombre d'échantillons.

4.1.2 Estimation du décalage de fréquence d'échantillonnage (SFO) à partir des chips pilotes

4.1.2.1 Expression du signal reçu avant déprécodage en présence de SFO

Comme pour l'estimation de la CFO à base de chips pilotes, nous devons exprimer le signal reçu sur chaque sous-porteuse en présence de SFO pour pouvoir développer l'expression de la métrique avant la fonction de déprécodage. Pour ne pas compliquer davantage les calculs, nous supposons que la CFO a déjà été parfaitement corrigée et nous négligeons le terme de bruit AWGN. L'expression du symbole reçu $Y_{m,b'}[q,n']$ en présence de SFO, semblable à celle développée dans l'équation (2.24), est donnée par :

$$\begin{aligned} &Y_{m,b'}\left[q,n'\right] \\ &= \sum_{b=0}^{B-1}\sum_{n=0}^{L_f-1} \exp\left(j2\pi q'\left(N+\Delta\right)\frac{bL_f+n}{N}\xi\right) X_{m,b}\left[q,n\right] H_{m,b}\left[q,n\right] \phi\left(b',b,n',n\right) \\ &= \underbrace{\exp\left(j2\pi q'\left(N+\Delta\right)\frac{b'L_f+n'}{N}\xi\right)}_{\text{Déphasage dépendant de } q',b' \text{ et } n'} X_{m,b'}\left[q,n'\right] H_{m,b'}\left[q,n'\right] \phi\left(b',n'\right) + \Xi_{\mathrm{ICI}}\left(m,b',q,n'\right), \end{aligned} \tag{4.14}$$

avec $\phi(b',n') = \phi(b',b',n',n')$. Similairement au cas de la CFO, le terme $\phi(b',b,n',n)$ représente la fonction de transfert complexe entre le symbole émis $X_{m,b}[q,n]$ et son image engendrée par la SFO et reçue sur la sous-porteuse n' de la sous-bande b' durant le même symbole OFDM. En revanche, son expression est différente. Elle est égale à :

$$\phi\left(b',b,n',n\right) = \underbrace{\psi_N\left(\frac{bL_f+n}{N}\xi+\frac{\Delta n}{N}\right)}_{\text{Atténuation d'amplitude}} \times \underbrace{\exp\left\{j\pi\left(N-1\right)\left(\frac{bL_f+n}{N}\xi+\frac{\Delta n}{N}\right)\right\}}_{\text{Déphasage dépendant de } b' \text{ et } n'}, \tag{4.15}$$

avec $\Delta n = (b'-b)L_f + (n'-n)$. D'après les deux équations précédentes, la SFO engendre deux types de déphasage sur le symbole $X_{m,b'}[q,n']$. Contrairement à leurs analogues correspondant au cas de la CFO, ces deux types de déphasage sont dépendants de l'indice de sous-porteuse $(b'L_f + n')$. Pour la suite, nous définissons l'indice de sous-porteuse équivalent : $n'_{\mathrm{eq}} = (b' \times L_f) + n'$.

4.1.2.2 Définition de la métrique de SFO avant déprécodage

Nous rappelons que les algorithmes de synchronisation d'un récepteur DVB-T exploitent la même métrique pour l'estimation de la CFO et de la SFO [58]. De la même manière,

nous pouvons utiliser la métrique définie dans l'équation (4.4) pour estimer la SFO. Ainsi, en injectant les équations (4.14), (3.3) et (3.5) dans l'équation (4.4) et en négligeant les termes d'ICI, l'expression de la métrique peut être développée ainsi :

$$\begin{aligned}
&\Gamma\left(m, b', q, n'\right) \\
&= \left(c_p^*\left[l'+1\right] Y_{m,b'}\left[q+1, n'\right]\right) \times \left(c_p\left[l'\right] Y_{m,b'}^*\left[q, n'\right]\right) \\
&= c_p\left[l'\right] \left\{ \exp\left(-j2\pi q' \left(N+\Delta\right) \frac{n'_{\text{eq}}}{N} \xi \right) \sum_{i=0}^{L-1} c_i^*\left[l'\right] \left(S'_{m,b'}\left[i\right]\right)^* H_{m,b'}^*\left[q, n'\right] \phi^*\left(b', n'\right) \right\} \\
&\times c_p^*\left[l'+1\right] \left\{ \exp\left(j2\pi \left(q'+1\right) \left(N+\Delta\right) \frac{n'_{\text{eq}}}{N} \xi \right) \sum_{i=0}^{L-1} c_i\left[l'+1\right] S'_{m,b'}\left[i\right] H_{m,b'}\left[q+1, n'\right] \phi\left(b', n'\right) \right\}.
\end{aligned} \tag{4.16}$$

En utilisant l'équation (3.2), nous pouvons mettre en évidence les chips pilotes dans l'équation précédente :

$$\begin{aligned}
&\Gamma\left(m, b', q, n'\right) \\
&= \exp\left(j2\pi \left(N+\Delta\right) \frac{n'_{\text{eq}}}{N} \xi \right) \times \left\{ c_p\left[l'\right] \left[c_p^*\left[l'\right] \left(S'_{m,b'}\left[p\right]\right)^* + \Xi_{\text{data}}^*\left(m, b', q, n'\right) \right] H_{m,b'}^*\left[q, n'\right] \phi^*\left(b', n'\right) \right\} \\
&\times \left\{ c_p^*\left[l'+1\right] \left[c_p\left[l'+1\right] S'_{m,b'}\left[p\right] + \Xi_{\text{data}}\left(m, b', q+1, n'\right) \right] H_{m,b'}\left[q+1, n'\right] \phi\left(b', n'\right) \right\}.
\end{aligned} \tag{4.17}$$

Identiquement au cas de la CFO, les chips pilotes subissent de l'interférence en provenance des chips de données dans l'expression de la métrique. En s'appuyant sur les mêmes hypothèses que celles utilisées pour l'obtention de l'équation (4.8), c'est-à-dire une interférence nulle en provenance des chips des données et une invariance temporelle du canal durant deux symboles OFDM consécutifs, la métrique peut finalement s'écrire :

$$\Gamma\left(m, b', q, n'\right) = \exp\left(j2\pi \left(N+\Delta\right) \frac{n'_{\text{eq}}}{N} \xi \right) \times \frac{P_p}{L^2} \left| H_{m,b'}\left[\left(q, q+1\right), n'\right] \right|^2, \tag{4.18}$$

avec

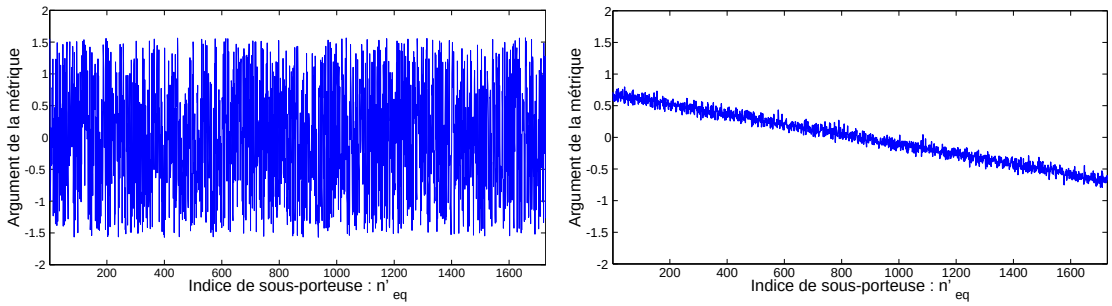
$$H_{m,b'}\left[\left(q, q+1\right), n'\right] = H_{m,b'}\left[q, n'\right] = H_{m,b'}\left[q+1, n'\right]. \tag{4.19}$$

Contrairement à l'équation (4.8) correspondant à l'expression de la métrique obtenue en présence de CFO uniquement, la phase de la métrique obtenue en présence de SFO est dépendante de l'indice de sous-porteuse n'_{eq}. Plus précisemment, cette phase est une fonction linéaire de l'indice de sous-porteuse :

$$\text{Arg}\left\{\Gamma\left(m, b', q, n'\right)\right\} = \underbrace{\frac{2\pi\left(N+\Delta\right)\xi}{N}}_{\text{Cœfficient à estimer}} \times n'_{\text{eq}}. \tag{4.20}$$

En utilisant la méthode des moindres carrés, nous pouvons estimer le cœfficient directeur de cette fonction linéaire et par la même occasion la SFO :

$$\hat{\xi}_{m,q}^{(\text{fine})} = \frac{\sum_{n'_{\text{eq}}=0}^{N_u-1} \left(n'_{\text{eq}} - \overline{n'_{\text{eq}}}\right) \left(\text{Arg}\left\{\Gamma\left(m, q, n'_{\text{eq}}\right)\right\} - \overline{\text{Arg}\left\{\Gamma\left(m, q\right)\right\}}\right)}{\sum_{n'_{\text{eq}}=0}^{N_u-1} \left(n'_{\text{eq}} - \overline{n'_{\text{eq}}}\right)^2} \times \frac{N}{2\pi\left(N+\Delta\right)}, \tag{4.21}$$



(a) sans annuleur d'interférence (b) avec annuleur d'interférence idéal

FIG. 4.4 – Argument de la métrique de SFO - 1er étage de synchronisation - $L_f = 4$ et $L_t = 8$ - $P_p = 5$ - Canal F1 sans bruit AWGN - $\xi = (\Delta T/T_s) = 100$ppm

avec

$$\overline{n'_{\text{eq}}} = \sum_{n'_{\text{eq}}=0}^{N_u-1} n'_{\text{eq}} \quad \text{et} \quad \overline{\text{Arg}\left\{\Gamma\left(m,q\right)\right\}} = \sum_{n'_{\text{eq}}=0}^{N_u-1} \text{Arg}\left\{\Gamma\left(m,b',q,n'\right)\right\} \tag{4.22}$$

respectivement la moyenne de l'indice de sous-porteuse et la moyenne de l'argument de la métrique.

4.1.2.3 Simulations

Nous avons constaté dans le paragraphe 4.1.1.3 que l'interférence dégradant le plus les performances de l'estimateur de CFO à base de chips pilotes, est celle qui provient des chips de données. En pratique, la SFO engendre des rotations de phase sur les symboles de chaque sous-porteuse beaucoup moins importantes que la CFO. Puisque l'estimation de la CFO et de la SFO se base sur la mesure de ces rotations de phase, la SFO est plus difficile à estimer que la CFO, surtout dans notre cas où il y a présence d'une forte interférence en provenance des chips de données. Nous pouvons donc nous interroger sur la faisabilité de l'estimation de la SFO avant la fonction de déprécodage. Pour cela, nous donnons sur la figure 4.4(a) la valeur de l'argument de la métrique de SFO mesurée pour chaque sous-porteuse active n'_{eq} d'un symbole OFDM donné (m, q), dans un canal F1 en l'absence de bruit AWGN. Rappelons que dans le cas idéal où il n'y aucune interférence et aucun bruit, d'après l'équation (4.20), l'argument de la métrique de SFO est linéairement fonction de l'indice de sous-porteuse. Or, la courbe obtenue n'a aucunement l'allure d'une droite. Les valeurs des arguments des métriques mesurées sont fortement bruitées et sont inexploitables pour l'estimation de la SFO. Identiquement aux arguments des métriques de CFO mesurées, ces valeurs sont principalement bruitées par l'interférence causée par les chips de données. Ceci est d'ailleurs prouvé par la figure 4.4(b) qui donne la valeur de l'argument de la métrique de chaque sous-porteuse active d'un symbole OFDM (m, q) dans les mêmes conditions que la figure 4.4(a), mais dans le cas où l'interférence des données est totalement supprimée. En effet, il apparaît clairement que les valeurs des arguments des métriques mesurées sont linéairement dépendantes de l'indice de sous-porteuse. Néanmoins, elles semblent légèrement bruitées. Ceci ne peut être dû qu'à l'ICI puisqu'il n'y

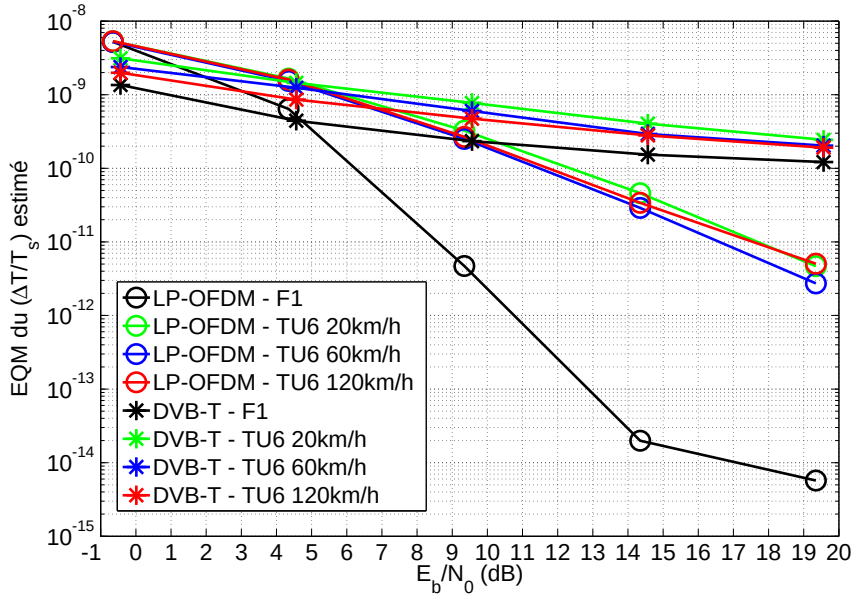


FIG. 4.5 – MSE de l'estimateur de SFO à base de chips pilotes avec annuleur idéal d'interférence des données et pour le système DVB-T - boucle ouverte - $L_f = 4$ et $L_t = 8$ - $P_p = 5$ - $\xi = (\Delta T/T_s) = 100$ppm

---

a pas de bruit AWGN, que l'interférence des données est totalement supprimée et que le canal est invariant dans le temps, validant ainsi l'équation (4.19).

De la même façon que pour l'algorithme d'estimation de CFO à base de chips pilotes, un annuleur d'interférences des chips de données peut être mis œuvre pour permettre une estimation de la SFO à ce niveau de la chaîne de réception [71] [79]. Pour mettre en évidence la pertinence de cette méthode, nous comparons sur la figure 4.5, dans le cas où l'interférence des chips de données est parfaitement supprimée, les valeurs de l'erreur quadratique moyenne (MSE pour *Mean Square Error*) de l'estimateur $\hat{\xi}_{m,q}^{(\text{fine})}$ basé sur les chips pilotes à celles de la MSE de l'estimateur à base de sous-porteuses pilotes continues relatif au système DVB-T. Les simulations sont réalisées sur les canaux F1 et TU6 pour différents scénarios mobiles avec une SFO caractérisée par le paramètre $\xi = (\Delta T/T_s)$ égal à 100ppm. Les paramètres de simulation utilisés sont les mêmes que précédemment. Ils sont mentionnés dans le tableau 4.1.

Au regard de ces résultats, on constate que les performances des deux estimateurs de SFO sont comparables quelles que soient les caractéristiques du canal pour un rapport (E_b/N_0) inférieur à 6dB. Les valeurs de la MSE des estimateurs décroissent logiquement avec l'augmentation du rapport signal à bruit. Cependant, celles de l'estimateur proposé diminuent plus rapidement que celles de l'estimateur du système DVB-T. Par voie de conséquence, au-delà d'une certaine valeur de (E_b/N_0), 6dB pour le canal F1 et 10dB pour le canal TU6, les performances de l'estimateur proposé surpassent celles de l'estimateur du système DVB-T. Encore une fois, sous la condition que l'interférence des données soit totalement supprimée, le gain de diversité fréquentielle apporté par l'exploitation de

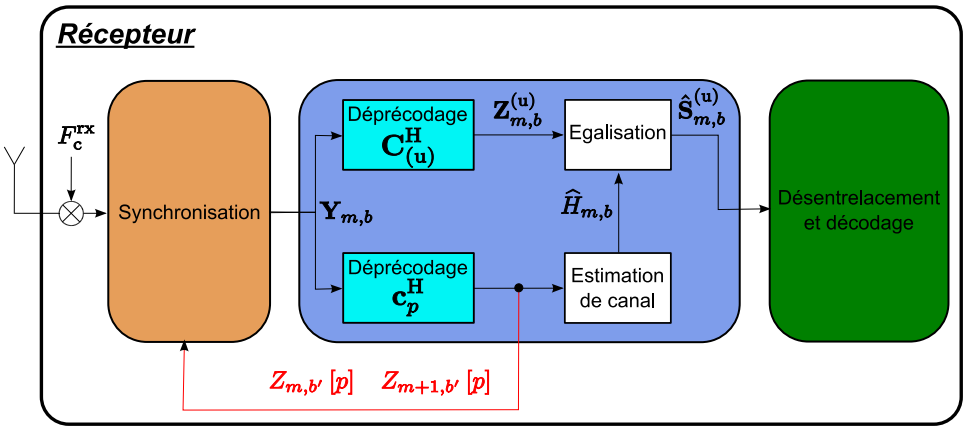


FIG. 4.6 – Schéma du récepteur LP-OFDM - Estimation de la CFO résiduelle et de la SFO à base de symboles pilotes étalés

toutes les N_u sous-porteuses actives rend l'estimateur de SFO à base de chips pilotes plus performant que celui du système DVB-T qui exploite seulement les $N_p^{(\mathrm{cp})}$ sous-porteuses pilotes continues. Concernant l'influence de la mobilité, l'estimateur à base de chips pilotes est aussi robuste que celui à base de sous-porteuses pilotes continues puisque leurs valeurs de MSE varient très faiblement avec la mobilité. Ceci confirme l'analyse effectuée durant le développement analytique des estimateurs où nous avons conlu qu'ils imposent tous les deux une invariance temporelle du canal durant chaque bloc de deux symboles OFDM seulement.

4.2 Synchronisation fréquentielle après fonction de déprécodage

Nous avons conclu précédemment que les performances des algorithmes d'estimation de CFO et de SFO effectués avant la fonction de précodage sont limitées par l'interférence causée par les chips des symboles de données. Pour résoudre ce problème, la solution la plus efficace est de mettre en œuvre un annuleur d'interférence des chips de données. Cependant, ceci implique une augmentation non négligeable de la complexité du récepteur. Une solution beaucoup plus simple est de procéder de la même manière que pour l'estimation de canal, c'est-à-dire d'effectuer une nouvelle estimation de la CFO et de la SFO après le désétalement des symboles pilotes comme illustré sur la figure 4.6. Ainsi, si les paramètres d'étalement ont été correctement optimisés, l'interférence entre les données et les pilotes est fortement réduite.

4.2.1 Estimation de la CFO à partir des symboles pilotes désétalés

4.2.1.1 Expression des symboles pilotes reçus en présence de CFO résiduelle

Nous développons dans ce paragraphe l'expression des symboles pilotes reçus $Z_{m,b'}[p]$ en présence de CFO uniquement. Cette dernière représente la CFO résiduelle $\zeta^{(\mathrm{res})}$ présente

dans le signal après le premier étage de synchronisation. Avant de développer l'expression des symboles pilotes obtenus après déprécodage avec la séquence pilote $\mathbf{c}_p^{\mathrm{H}}$, rappelons tout d'abord l'expression du signal reçu sur chaque sous-porteuse en présence de CFO résiduelle :

$$\begin{aligned} & Y_{m,b'}\left[q,n'\right] \\ &= e^{j2\pi q'(N+\Delta)\zeta^{(\mathrm{res})}} \sum_{b=0}^{B-1}\sum_{n=0}^{L_f-1} \left\{X_{m,b}\left[q,n\right] H_{m,b}\left[q,n\right] \phi\left(b',b,n',n\right)\right\} + W_{m,b'}\left[q,n'\right] \\ &= \underbrace{\mathrm{e}^{j2\pi q'(N+\Delta)\zeta^{(\mathrm{res})}}}_{\text{Phase dépendante de } q'} X_{m,b'}\left[q,n'\right] H_{m,b'}\left[q,n'\right] \phi\left(b',n'\right) + \Xi_{\mathrm{ICI}}\left(m,b',q,n'\right) + W_{m,b'}\left[q,n'\right], \end{aligned} \tag{4.23}$$

avec

$$\phi\left(b',n'\right) = \phi\left(b',b,n',n\right) = \underbrace{\psi_N\left(\zeta^{(\mathrm{res})}\right)}_{\text{Atténuation d'amplitude}} \times \underbrace{\exp\left\{j\pi\left(N-1\right)\zeta^{(\mathrm{res})}\right\}}_{\text{Déphasage}} \tag{4.24}$$

et $q' = (m \times L_t) + q$. Pour simplifier le développement de l'expression des symboles pilotes obtenus après déprécodage, nous définissons la fonction $\varphi_{m,b'}\left[q,n'\right]$ représentant le déphasage total engendré par la CFO et subi par le symbole reçu sur la sous-porteuse n' de la sous-bande b' durant le q'-ième symbole OFDM par :

$$\varphi_{m,b'}\left[q,n'\right] = \exp\left\{j2\pi q'\left(N+\Delta\right)\zeta^{(\mathrm{res})}\right\} \times \exp\left\{j\pi\left(N-1\right)\zeta^{(\mathrm{res})}\right\}. \tag{4.25}$$

Aussi, nous définissons le cœfficient de canal équivalent $H_{m,b'}^{(\mathrm{eq})}\left[q,n'\right]$ qui représente non seulement les distorsions engendrées par les trajets multiples du canal de propagation, mais aussi celles causées par la CFO résiduelle :

$$H_{m,b'}^{(\mathrm{eq})}\left[q,n'\right] = \varphi_{m,b'}\left[q,n'\right] \psi_N\left(\zeta^{(\mathrm{res})}\right) H_{m,b'}\left[q,n'\right]. \tag{4.26}$$

De là, l'équation (4.23) peut être simplifiée ainsi :

$$Y_{m,b'}\left[q,n'\right] = H_{m,b'}^{(\mathrm{eq})}\left[q,n'\right] X_{m,b'}\left[q,n'\right] + \Xi_{\mathrm{ICI}}\left(m,b',q,n'\right) + W_{m,b'}\left[q,n'\right]. \tag{4.27}$$

D'après l'équation (3.7), en négligeant les termes d'ICI et de bruit AWGN, le symbole pilote obtenu après désétalement par la séquence de déprécodage $\mathbf{c}_p^{\mathrm{H}}$ s'écrit :

$$\begin{aligned} Z_{m,b'}\left[p\right] &= \mathbf{c}_p^{\mathrm{H}}\, \mathbf{Y}_{m,b'} \\ &= \underbrace{\bar{H}_{m,b'}^{(\mathrm{eq})} \sqrt{P_p}\, S_{m,b'}\left[p\right]}_{\text{Signal utile}} + \underbrace{\mathbf{c}_p^{\mathrm{H}}\, \mathbf{H}_{m,b'}^{(\mathrm{eq})}\, \mathbf{C}_{(\mathrm{u})}\, \mathbf{P}_{(\mathrm{u})}\, \mathbf{S}_{m,b'}^{(\mathrm{u})}}_{\text{Interférence entre codes (MCI)}} \end{aligned} \tag{4.28}$$

où $\mathbf{H}_{m,b'}^{(\mathrm{eq})} = \mathrm{diag}\left\{H_{m,b'}^{(\mathrm{eq})}\left[0,0\right] \ldots H_{m,b'}^{(\mathrm{eq})}\left[q,n\right] \ldots H_{m,b'}^{(\mathrm{eq})}\left[L_t-1,L_f-1\right]\right\}$ et $\bar{H}_{m,b'}^{(\mathrm{eq})}$ représente le cœfficient de canal équivalent moyen de l'ensemble de sous-porteuses (m,b'). D'après l'équation (4.26), ce dernier est égal à :

$$\bar{H}_{m,b'}^{(\mathrm{eq})} = \bar{\varphi}_{m,b'}\, \psi_N\left(\zeta^{(\mathrm{res})}\right)\, \bar{H}_{m,b'} \tag{4.29}$$

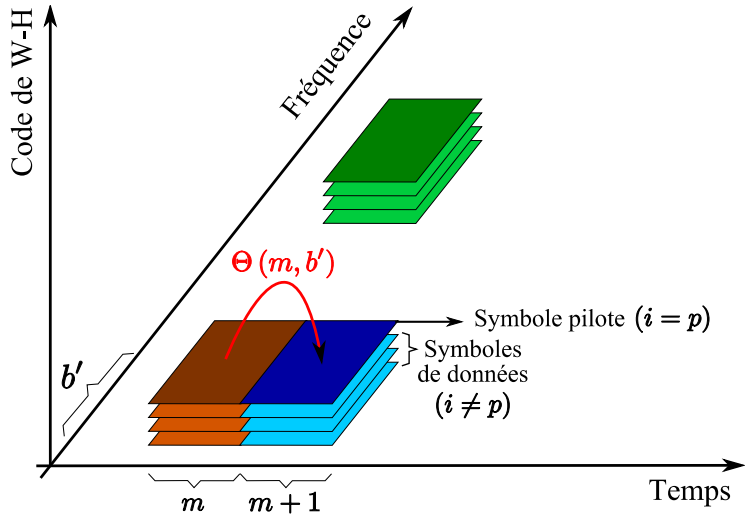


FIG. 4.7 – Illustration de la métrique $\Theta(m, b')$ définie après désétalement des symboles pilotes

avec

$$\bar{\varphi}_{m,b'} = \frac{1}{L} \sum_{q=0}^{L_t-1} \sum_{n'=0}^{L_f-1} \varphi_{m,b'} \left[q, n'\right]. \tag{4.30}$$

Puisque tous les termes $\varphi_{m,b'}\left[q, n'\right]$ ont le même module, la phase de $\bar{\varphi}_{m,b'}$ est égale à la moyenne des phases de $\varphi_{m,b'}\left[q, n'\right]$ sur l'ensemble de sous-porteuses (m, b').

$$\begin{aligned}
\mathrm{Arg}\left\{\bar{\varphi}_{m,b'}\right\} &= \sum_{q=0}^{L_t-1} \sum_{n'=0}^{L_f-1} \mathrm{Arg}\left\{\varphi_{m,b'}\left[q, n'\right]\right\} \\
&= \frac{1}{2}\left(\mathrm{Arg}\left\{\varphi_{m,b'}\left[0, 0\right]\right\} + \mathrm{Arg}\left\{\varphi_{m,b'}\left[L_t - 1, L_f - 1\right]\right\}\right) \\
&= \pi\left(N - 1\right)\zeta^{(\mathrm{res})} + \pi\left[\left(2m + 1\right)L_t - 1\right]\left(N + \Delta\right)\zeta^{(\mathrm{res})}
\end{aligned} \tag{4.31}$$

4.2.1.2 Définition de la métrique de CFO après déprécodage

L'estimation de la CFO résiduelle nécessite de définir une nouvelle métrique puisque nous n'exploitons cette fois-ci plus les symboles reçus sur chaque sous-porteuse, mais les symboles pilotes obtenus après leur désétalement. Nous proposons donc de définir une métrique $\Theta(m, b')$ dont l'argument permet d'estimer la différence de déphasage causée par la CFO résiduelle entre deux symboles 2D reçus sur une même sous-bande b', durant deux ensembles de L_t symboles OFDM consécutifs m et $(m + 1)$ comme illustré sur la figure 4.7.

$$\Theta(m, b') = \left(\frac{Z^*_{m,b'}\left[p\right]}{\sqrt{P_p}\, S^*_{m,b'}\left[p\right]}\right) \times \left(\frac{Z_{m+1,b'}\left[p\right]}{\sqrt{P_p}\, S_{m+1,b'}\left[p\right]}\right) \tag{4.32}$$

D'après l'équation (4.28), nous pouvons établir une première contrainte imposée par la métrique $\Theta(m, b')$. Similairement à l'estimateur de canal, elle impose une invariance du canal sur chaque ensemble de L sous-porteuses, et donc, une invariance temporelle du canal durant L_t symboles OFDM. En effet, si cette condition n'est pas vérifiée, les performances de l'estimateur seront dégradées par de la MCI. En négligeant les termes de bruit AWGN et de MCI, l'expression de la métrique peut se développer ainsi :

$$\begin{aligned}\Theta(m, b') &= \left(\bar{H}^{(\mathrm{eq})}_{m,b'}\right)^* \times \bar{H}^{(\mathrm{eq})}_{m+1,b'} \\ &= \bar{\varphi}^*_{m,b'} \;\; \bar{\varphi}_{m+1,b'} \;\; \psi^2_N\left(\zeta^{(\mathrm{res})}\right) \;\; \bar{H}^*_{m,b'} \;\; \bar{H}_{m+1,b'}. \end{aligned} \tag{4.33}$$

A partir de cette équation, nous pouvons établir une deuxième contrainte pour l'estimation de la CFO résiduelle caractérisée par l'égalité suivante :

$$\mathrm{Arg}\left\{\bar{H}_{m,b'}\right\} = \mathrm{Arg}\left\{\bar{H}_{m+1,b'}\right\}. \tag{4.34}$$

Si cette condition n'est pas vérifiée, les performances de l'estimateur sont de nouveau dégradées non pas par de la MCI cette fois-ci, mais par un bruit de phase engendré par la différence entre les arguments des cœfficients de canal moyens $\bar{H}_{m,b'}$ et $\bar{H}_{m+1,b'}$. Finalement, cet estimateur impose en quelque sorte une invariance temporelle du canal durant $(2 \times L_t)$ symboles OFDM. Lorsque l'équation (4.34) est vérifée, l'expression de la métrique peut être simplifiée ainsi :

$$\Theta(m, b') = \underbrace{\bar{\varphi}^*_{m,b'} \;\; \bar{\varphi}_{m+1,b'}}_{\text{Phase à estimer}} \;\; \underbrace{\psi^2_N\left(\zeta^{(\mathrm{res})}\right) \;\; \left|\bar{H}_{m,b'}\right| \;\; \left|\bar{H}_{m+1,b'}\right|}_{\text{Termes réels}}. \tag{4.35}$$

L'argument de la métrique représente la différence de déphasage moyen engendré par la CFO résiduelle entre les deux ensembles de sous-porteuses (m, b') et $(m+1, b')$. En utilisant l'équation (4.31), nous pouvons exprimer cette différence de déphasage par :

$$\begin{aligned}\mathrm{Arg}\left\{\Theta(m, b')\right\} &= \mathrm{Arg}\left\{\bar{\varphi}_{m+1,b'}\right\} - \mathrm{Arg}\left\{\bar{\varphi}_{m,b'}\right\} \\ &= 2\pi L_t \left(N + \Delta\right) \zeta^{(\mathrm{res})}. \end{aligned} \tag{4.36}$$

Cet argument ne dépendant pas de la sous-bande considérée b', nous pouvons calculer la moyenne des métriques de chaque sous-bande pour estimer la CFO résiduelle. Nous obtenons ainsi une estimation de la CFO résiduelle par couple d'ensemble de L_t symboles OFDM :

$$\hat{\zeta}^{(\mathrm{res})}_m = \frac{1}{B} \sum_{b'=0}^{B-1} \frac{\mathrm{Arg}\left\{\Theta(m, b')\right\}}{2\pi L_t \left(N + \Delta\right)}. \tag{4.37}$$

Encore une fois, l'algorithme que nous venons de développer ne peut estimer une CFO résiduelle au-delà d'une certaine valeur en raison de l'ambiguïté de phase qui peut apparaître lors la mesure de l'argument de la métrique. Pour que l'estimateur de CFO résiduelle ne soit pas erroné, la condition suivante doit donc être vérifiée :

$$\begin{aligned}&\left|2\pi L_t \left(N + \Delta\right) \zeta^{(\mathrm{res})}\right| < \pi \\ &\left|\zeta^{(\mathrm{res})}\right| = \left|\Delta F^{(\mathrm{res})}\right| T_s < \frac{1}{2L_t \left(N + \Delta\right)}. \end{aligned} \tag{4.38}$$

TAB. 4.2 – Valeurs maximales de CFO résiduelle estimables après la fonction de déprécodage en fonction de la longueur d'étalement temporel - $N = 2048$ et $\Delta = N/4$

Longueur d'étalement temporel L_t	2	4	8	16
Valeur maximale de $(\Delta F^{(\text{res})}/\Delta f)$ estimable	20%	10%	5%	2,5%

La différence entre cette inéquation conditionnant la faisabilité de l'estimation de la CFO résiduelle et son homologue pour l'estimation fine de la CFO, définie par l'inéquation (4.12), est la présence de la longueur d'étalement temporel L_t. Ceci s'explique simplement par le fait que l'estimation de la CFO résiduelle est effectuée après la fonction de déprécodage. Pour connaître la valeur maximale estimable de la CFO résiduelle, proportionnellement à l'espacement interporteuse Δf, nous utilisons à nouveau l'égalité suivante : $T_s = 1/(N \times \Delta f)$, ce qui nous permet de réécrire l'inéquation précédente ainsi :

$$\frac{\left|\Delta F^{(\text{res})}\right|}{\Delta f} < \frac{N}{2L_t\,(N+\Delta)}. \tag{4.39}$$

Le tableau 4.2 donne les valeurs maximales de CFO résiduelles estimables après le désétalement des symboles pilotes en fonction de la valeur de la longueur d'étalement temporel en mode 2K et pour une taille d'intervalle de garde $\Delta = (N/4)$. D'après la figure 4.2, nous rappelons que la CFO résiduelle $\left(\left|\Delta F^{(\text{res})}\right|/\Delta f\right)$ présente dans le signal après le premier étage de synchronisation en boucle ouverte est toujours inférieure à 2% quel que soit le scénario de réception. Dans le cas le plus défavorable où $L_t = 16$, le second étage de synchronisation nous permet d'estimer des valeurs de CFO résiduelle au maximum égales à $2,5\% > 2\%$ de l'espacement interporteuse Δf. L'algorithme d'estimation de CFO résiduelle mis en œuvre après la fonction de déprécodage est donc parfaitement compatible avec l'algorithme d'estimation fine de la CFO effectué avant déprécodage pour $L_t \leq 16$.

4.2.1.3 Simulations

Afin de s'assurer de l'intérêt d'une nouvelle estimation de la CFO après la fonction de déprécodage, il est nécessaire de vérifier si cette dernière permet de réduire la CFO résiduelle présente dans le signal après le premier étage de synchronisation. Aussi, il est important de rappeler que l'estimateur de CFO résiduelle $\zeta_m^{(\text{res})}$ est davantage sensible aux scénarios à réception mobile puisqu'il impose une invariance temporelle du canal durant $(2 \times L_t)$ symboles OFDM. Nous devons donc vérifier que le second estimateur permet de réduire la CFO résiduelle quels que soient le scénario de mobilité et la longueur d'étalement temporel $L_t \leq 16$.

La figure 4.8 donne les valeurs de CFO résiduelles normalisées par rapport à l'espacement interporteuse Δf et mesurées après le second étage de synchronisation en boucle ouverte, sous le canal TU6 avec plusieurs scénarios mobiles, une longueur d'étalement fréquentiel $L_f = 4$ et des longueurs d'étalement temporel $L_t = 4$ et $L_t = 8$. Les paramètres de simulation sont les mêmes que ceux précédemment utilisés et sont mentionnés dans le

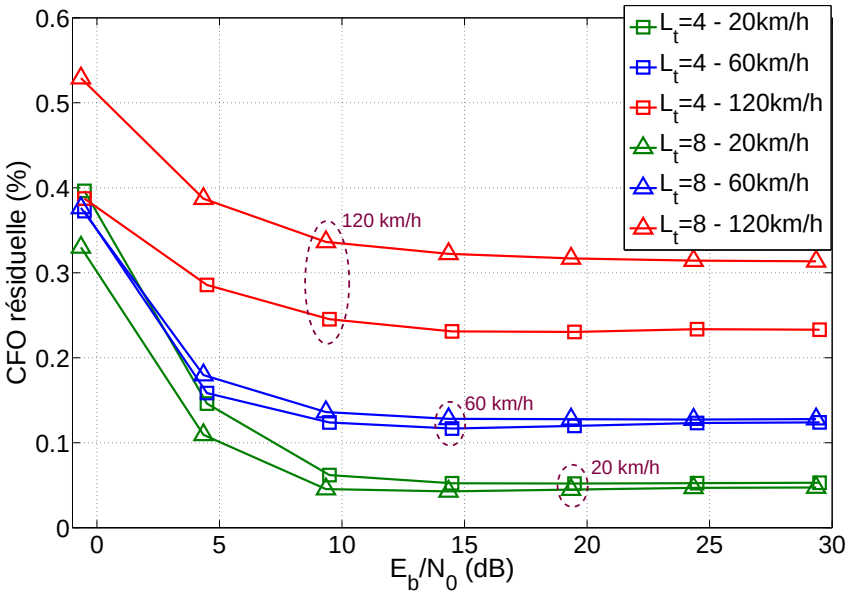


FIG. 4.8 – CFO résiduelle après le 2e étage de synchronisation en boucle ouverte (normalisée par rapport à Δf) - $L_f = 4$ - Symboles de données 16QAM - Canal TU6

tableau 4.1 avec les valeurs de β égales au produit entre la fréquence Doppler maximale f_D et la durée totale d'un symbole OFDM T_{ofdm} en fonction de la vitesse du mobile.

Similairement au premier étage de synchronisation, la CFO résiduelle qui n'a pu être corrigée après le second étage de synchronisation tend vers une valeur constante lorsque le rapport (E_b/N_0) tend vers l'infini quel que soit le scénario de transmission. Ceci est à nouveau dû à l'interférence en provenance des données subie par les pilotes. Plus précisément, il ne s'agit pas de l'interférence causée par les chips de données comme c'est le cas du premier estimateur de CFO, mais de la MCI causée par les variations temporelles et fréquentielles du canal sur chaque ensemble de L sous-porteuses. Cette limitation des performances de l'estimateur de CFO résiduelle peut aussi être causée par le bruit de phase engendré par la différence entre les arguments des cœfficients de canal moyens $\bar{H}_{m,b'}$ et $\bar{H}_{m+1,b'}$ dans le cas où l'équation (4.34) n'est pas vérifiée.

En comparant les figures 4.2 et 4.8, nous constatons que les valeurs asymptotiques desquelles s'approche la CFO résiduelle sont bien plus faibles après le second étage de synchronisation que le premier. En effet, en présence du canal TU6, nous rappelons que les valeurs normalisées de la CFO résiduelle sont toujours supérieures à 1% après le premier étage de synchronisation tandis qu'elles sont toujours inférieures à 0,53% après le second étage de synchronisation quel que soit le scénario mobile pour un rapport (E_b/N_0) supérieur à 0dB. Ceci prouve l'intérêt d'une nouvelle estimation de la CFO après la fonction de déprécodage quels que soient la mobilité du récepteur et le rapport signal à bruit.

Lors du développement analytique du premier estimateur de CFO, nous avons déduit qu'il était robuste aux scénarios à forte mobilité puisqu'il impose une invariance temporelle du canal durant deux symboles OFDM consécutifs seulement. A l'inverse, le second estimateur de CFO est sensible à la mobilité puisqu'il nécessite une invariance temporelle

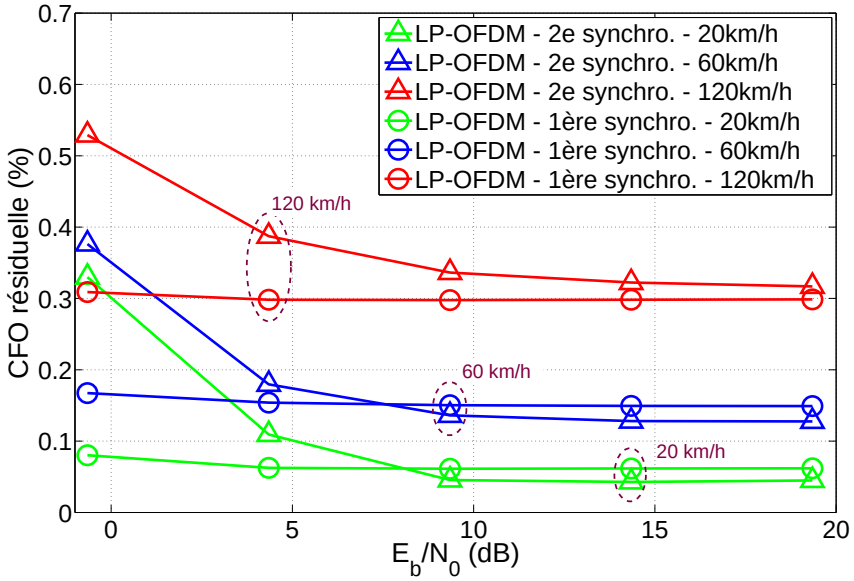


FIG. 4.9 – CFO résiduelle (normalisée par rapport à Δf) pour le système LP-OFDM après le 2e étage de synchronisation et après le 1er étage de synchronisation dans le cas d'une annulation d'interférence parfaite des chips de données - $L_f = 4$ et $L_t = 8$ - Canal TU6 - 20km/h, 60km/h et 120km/h

---

du canal durant $(2 \times L_t)$ symboles OFDM caractérisée par l'équation (4.34) et la présence de MCI dans l'équation (4.28). Effectivement, nous observons une dégradation de ses performances lorsque la mobilité du récepteur augmente. Il en est de même pour la valeur de la longueur d'étalement temporel. Pour $L_t = 4$, la CFO résiduelle mesurée après le second étage de synchronisation varie de 0,05% à 0,23% lorsque la vitesse du récepteur croît de 20km/h à 120km/h. Cette dégradation est d'autant plus élevée que l'étalement temporel L_t est important. En effet, pour $L_t = 8$, la CFO résiduelle mesurée varie de 0,05% à 0,31% ($>$ 0,23%) lorsque la vitesse du récepteur augmente de 20km/h à 120km/h. Néanmoins, ces dégradations sont faibles puisque la CFO résiduelle n'augmente que de quelques dixièmes de pourcent de Δf.

Rappelons qu'une autre solution pour réduire la CFO résiduelle est de mettre en œuvre un annuleur d'interférence pour le premier estimateur de CFO exploitant les chips pilotes [79] comme nous l'avons exposée dans le paragraphe 4.1.1.3. Nous avions conclu que cette solution présente de très bonnes performances vis-à-vis du bruit AWGN et de la mobilité si l'interférence causée par les chips de données est parfaitement supprimée. En revanche, cette méthode nécessite une augmentation de la complexité du récepteur non négligeable puisqu'elle implique un traitement itératif. A l'inverse, la solution basée sur l'estimation de la CFO à partir des symboles pilotes désétalés est très simple à mettre en œuvre puisque les symboles pilotes reçus qu'elle exploite peuvent être fournis par la fonction d'estimation de canal sans que cela ne nécessite de traitement supplémentaire. Il est donc intéressant de comparer les performances de ces deux méthodes.

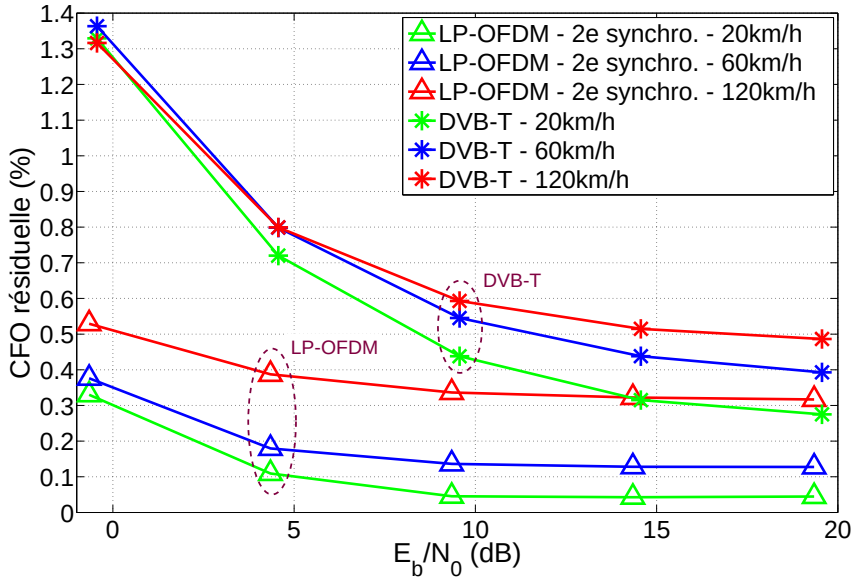


FIG. 4.10 – CFO résiduelle (normalisée par rapport à Δf) pour le système LP-OFDM après le 2e étage de synchronisation avec $L_f = 4$ et $L_t = 8$, et pour le système DVB-T - Canal TU6 - 20km/h, 60km/h et 120km/h

---

La figure 4.9 donne les valeurs de CFO résiduelles normalisées par rapport à Δf pour ces deux méthodes, dans un canal TU6 avec plusieurs scénarios mobiles, pour $L_f = 4$ et $L_t = 8$. Il s'avère que pour de forts rapports signal à bruit, pour $(E_b/N_0) > 8$ dB, les deux solutions présentent des performances très proches. En revanche, pour de faibles rapports signal à bruit, pour $(E_b/N_0) < 7$ dB, l'estimateur de CFO à base de chips pilotes bénéficiant d'un annuleur idéal d'interférences possède des performances légèrement meilleures que celles de l'estimateur de CFO à base de symboles pilotes désétalés. Effectivement, quelle que soit la mobilité du récepteur, pour $(E_b/N_0) = 0$ dB, la CFO résiduelle présente après le premier étage de synchronisation est inférieure d'environ 0,2% de Δf à celle présente après le second étage de synchronisation. Ceci peut s'expliquer par le fait que le premier estimateur de CFO exploite davantage de valeurs de métrique que le second, ce qui lui permet de moyenner davantage le terme de bruit AWGN. En supposant qu'en pratique, l'interférence causée par les chips de données n'est pas totalement supprimée, ce qui augmenterait la CFO résiduelle, nous pouvons conclure que ces deux méthodes ont des performances à peu près équivalentes. Par conséquent, la méthode consistant à effectuer une nouvelle estimation de la CFO à partir des symboles pilotes désétalés est la plus intéressante à exploiter puisqu'elle est la plus simple à mettre en œuvre.

Finalement, nous pouvons comparer les performances de notre algorithme d'estimation de CFO procédé en deux étapes à celles de l'algorithme d'estimation de CFO à base de sous-porteuses pilotes continues mis en œuvre dans le système DVB-T. La figure 4.10 donne les valeurs de CFO résiduelles, normalisées par rapport à Δf, des deux systèmes en fonction du (E_b/N_0) dans un canal TU6 pour plusieurs scénarios mobiles. Quelle que soit la mobilité du récepteur, la CFO résiduelle présente dans le signal après synchronisation

en boucle ouverte est moins importante pour le système LP-OFDM proposé que pour le système DVB-T. Ceci est d'autant plus vrai pour de faibles rapports signal à bruit. Effectivement, pour une mobilité de 60km/h par exemple, la différence de CFO résiduelle entre les deux systèmes est de $1,36 - 0,36 = 1\%$ de Δf pour $(E_b/N_0) = 0$ dB, et de $0,39 - 0,13 = 0,26\%$ de Δf pour de forts rapports signal à bruit. L'estimateur de CFO proposé est plus robuste au bruit AWGN que celui du système DVB-T. Nous pouvons à nouveau expliquer cela par le fait que l'estimateur proposé exploite davantage de valeurs de métrique (une par sous-bande de L_f sous-porteuses, soit (N_u/L_f) différentes valeurs de métrique au total) que l'estimateur du système DVB-T, ce qui permet de moyenner davantage le terme de bruit AWGN.

4.2.1.4 Conclusion

L'estimation de la CFO à partir des chips pilotes permet de réduire la CFO en dessous de 2% de l'espacement interporteuse Δf. Cette CFO résiduelle encore présente dans le signal après cette première étape de synchronisation est principalement due à l'interférence causée par les chips des données sur les chips pilotes. Afin de réduire à nouveau la CFO présente dans le signal reçu, une solution consiste à mettre en œuvre une technique d'annulation d'interférences. Cependant, cette solution requiert une augmentation importante de la complexité du récepteur. C'est pourquoi, nous avons proposé une autre solution beaucoup plus simple qui consiste à estimer à nouveau la CFO après la fonction de désétalement afin de réduire l'interférence entre les données et les pilotes.

Lors du développement analytique de l'estimateur de CFO résiduelle, nous avons constaté que les valeurs maximales de CFO estimables sont limitées par la longueur d'étalement temporel L_t. Pour des valeurs de $L_t \leq 16$, le second étage de synchronisation de fréquence porteuse a la capacité d'estimer une CFO résiduelle maximale $\Delta F_{\max}$ toujours supérieure en absolu à 2,5% de Δf. Or, la CFO résiduelle maximale présente à la sortie du premier étage de synchronisation est toujours inférieure à $2\% < 2{,}5\%$ en boucle ouverte. L'estimateur de CFO résiduelle est donc parfaitement compatible avec le premier estimateur de CFO pour $L_t \leq 16$.

Nous avons aussi déduit que ce nouvel estimateur impose une invariance du canal durant $(2 \times L_t)$ symboles OFDM consécutifs et sur chaque sous-bande de L_f sous-porteuses. L'estimateur de CFO résiduelle est donc plus sensible aux variations du canal que son homologue mis en œuvre avant la fonction de déprécodage nécessitant une invariance temporelle du canal durant deux symboles OFDM consécutifs seulement. En effet, nous avons observé des dégradations de performances plus importantes pour l'estimateur de CFO résiduelle que pour le premier estimateur de CFO lorsque la vitesse du mobile augmente. Cependant, la CFO résiduelle encore présente après le deuxième étage de synchronisation est inférieure à celle présente après le premier étage de synchronisation. Bien que l'estimateur de CFO résiduelle soit moins robuste aux variations fréquentielles et temporelles du canal, il est complémentaire au premier estimateur de CFO puisqu'il permet de réduire à nouveau la CFO présente dans le signal.

Finalement, nous avons constaté que les performances de l'algorithme d'estimation de CFO à base de symboles pilotes étalés effectué en deux étapes surpassent celles du système DVB-T basé sur des sous-porteuses pilotes continues, et que ceci est d'autant plus vrai pour de faibles rapports signal à bruit. De plus, l'algorithme proposé présente l'avantage d'utiliser les mêmes symboles pilotes que ceux exploités pour l'estimation de

canal, contrairement au système DVB-T qui exploite différentes sous-porteuses pilotes pour l'estimation de canal et pour la synchronisation fréquentielle. En d'autres termes, l'algorithme de synchronisation proposé ne requiert pas une nouvelle réduction du débit utile et de l'efficacité spectrale du système contrairement à celui du système DVB-T.

4.2.2 Estimation de la SFO à partir des symboles pilotes désétalés

4.2.2.1 Expression des symboles pilotes reçus en présence de SFO

De la même façon que dans le paragraphe 4.2.1.1, nous devons exprimer les symboles pilotes obtenus après déprécodage en présence de SFO. Pour cela, nous débutons les calculs à partir de l'expression des symboles reçus $Y_{m,b'}\left[q,n'\right]$ sur chaque sous-porteuse définie par les équations (4.14) et (4.15). En négligeant le terme de bruit AWGN, nous reformulons cette expression par :

$$\begin{aligned} Y_{m,b'}\left[q,n'\right] &= \sum_{b=0}^{B-1}\sum_{n=0}^{L_f-1} \exp\left(j2\pi q'\left(N+\Delta\right)\frac{bL_f+n}{N}\xi\right) X_{m,b}\left[q,n\right] H_{m,b}\left[q,n\right] \phi\left(b',b,n',n\right) \\ &= \varphi_{m,b'}\left[q,n'\right] \psi_N\left(\frac{b'L_f+n'}{N}\xi\right) H_{m,b'}\left[q,n'\right] X_{m,b'}\left[q,n'\right] + \Xi_{\mathrm{ICI}}\left(m,b',q,n'\right), \end{aligned} \tag{4.40}$$

où $q' = (m \times L_t) + q$. Le terme $\varphi_{m,b'}\left[q,n'\right]$ représente la rotation de phase engendrée par la SFO sur le symbole reçu $\left(H_{m,b'}\left[q,n'\right] X_{m,b'}\left[q,n'\right]\right)$ et s'exprime :

$$\varphi_{m,b'}\left[q,n'\right] = \exp\left\{j2\pi q'\left(N+\Delta\right)\frac{b'L_f+n'}{N}\xi\right\} \times \exp\left\{j\pi\left(N-1\right)\frac{b'L_f+n'}{N}\xi\right\}. \tag{4.41}$$

Similairement au paragraphe 4.2.1.1, nous définissons le cœfficient de canal équivalent $H^{(\mathrm{eq})}_{m,b'}\left[q,n'\right]$ qui représente à la fois les distorsions causées par le canal de propagation et celles engendrées par la SFO :

$$H^{(\mathrm{eq})}_{m,b'}\left[q,n'\right] = \varphi_{m,b'}\left[q,n'\right] \psi_N\left(\frac{b'L_f+n'}{N}\xi\right) H_{m,b'}\left[q,n'\right]. \tag{4.42}$$

Nous pouvons ainsi réexprimer plus simplement les symboles $Y_{m,b'}\left[q,n'\right]$ reçus sur chaque sous-porteuse par :

$$Y_{m,b'}\left[q,n'\right] = H^{(\mathrm{eq})}_{m,b'}\left[q,n'\right] X_{m,b'}\left[q,n'\right] + \Xi_{\mathrm{ICI}}\left(m,b',q,n'\right). \tag{4.43}$$

En négligeant les termes d'ICI et de bruit AWGN, l'expression des symboles pilotes obtenus après désétalement par la séquence $\mathbf{c}_p^{\mathrm{H}}$ peut être développée ainsi :

$$\begin{aligned} Z_{m,b'}\left[p\right] &= \mathbf{c}_p^{\mathrm{H}}\,\mathbf{Y}_{m,b'} \\ &= \underbrace{\bar{H}^{(\mathrm{eq})}_{m,b'}\sqrt{P_p}\,S_{m,b'}\left[p\right]}_{\text{Signal utile}} + \underbrace{\mathbf{c}_p^{\mathrm{H}}\,\mathbf{H}^{(\mathrm{eq})}_{m,b'}\,\mathbf{C}_{(\mathrm{u})}\,\mathbf{P}_{(\mathrm{u})}\,\mathbf{S}^{(\mathrm{u})}_{m,b'}}_{\text{Interférence entre codes (MCI)}}, \end{aligned} \tag{4.44}$$

avec $\bar{H}_{m,b'}^{(\mathrm{eq})}$ le cœfficient de canal équivalent moyen défini par :

$$\begin{aligned}\bar{H}_{m,b'}^{(\mathrm{eq})} &= \sum_{q=0}^{L_t-1}\sum_{n'=0}^{L_f-1} H_{m,b'}^{(\mathrm{eq})}\left[q,n'\right] \\ &= \bar{\varphi}_{m,b'}\ \ \bar{H}_{m,b'}\ \ \psi_N\left\{\left(\frac{b'L_f}{N}+\frac{L_f-1}{2N}\right)\xi\right\}. \end{aligned} \tag{4.45}$$

Tous les termes $\varphi_{m,b'}\left[q,n'\right]$ ont tous le même module. L'argument de $\bar{\varphi}_{m,b'}$ est donc égal à la moyenne des arguments des L termes $\varphi_{m,b'}\left[q,n'\right]$. A l'aide de l'équation (4.41), nous établissons l'expression du déphasage moyen $\bar{\varphi}_{m,b'}$ causé par la SFO et subi par l'ensemble de sous-porteuses (m,b') :

$$\begin{aligned}&\mathrm{Arg}\left\{\bar{\varphi}_{m,b'}\right\} \\ &= \frac{1}{L}\sum_{q=0}^{L_t-1}\sum_{n'=0}^{L_f-1}\mathrm{Arg}\left\{\varphi_{m,b'}\left[q,n'\right]\right\} \\ &= \frac{1}{2}\left(\mathrm{Arg}\left\{\varphi_{m,b'}\left[0,0\right]\right\}+\mathrm{Arg}\left\{\varphi_{m,b'}\left[L_t-1,L_f-1\right]\right\}\right) \\ &= \xi\left\{\pi\left(N+\Delta\right)\left(mL_t\frac{b'L_f}{N}+\left[\left(m+1\right)L_t-1\right]\frac{\left(b'+1\right)L_f-1}{N}\right)+\pi\left(N-1\right)\frac{\left(2b'+1\right)L_f-1}{2N}\right\}.\end{aligned} \tag{4.46}$$

4.2.2.2 Définition de la métrique de SFO après déprécodage

Pour estimer la SFO après le désétalement des symboles pilotes, nous proposons d'exploiter la même métrique que celle définie dans l'équation (4.32) pour l'estimation de la CFO résiduelle. L'argument de cette métrique va nous permettre d'estimer la différence de rotation de phase engendrée par la SFO entre deux symboles pilotes étalés sur une même sous-bande de fréquence b' et transmis successivement dans le temps. En négligeant les termes de bruit AWGN et de MCI, et en supposant que la condition définie par l'équation (4.34) est vérifiée, la métrique peut se réexprimer de la même manière que dans le paragraphe 4.2.1.2 :

$$\begin{aligned}\Theta\left(m,b'\right) &= \left(\frac{Z_{m,b'}^{*}\left[p\right]}{\sqrt{P_p}\ S_{m,b'}^{*}\left[p\right]}\right)\times\left(\frac{Z_{m+1,b'}\left[p\right]}{\sqrt{P_p}\ S_{m+1,b'}\left[p\right]}\right) \\ &= \underbrace{\bar{\varphi}_{m,b'}^{*}\ \ \bar{\varphi}_{m+1,b'}}_{\text{Phase à estimer}}\ \underbrace{\psi_N^2\left\{\left(\frac{b'L_f}{N}+\frac{L_f-1}{2N}\right)\xi\right\}\ \left|\bar{H}_{m,b'}\right|\ \left|\bar{H}_{m+1,b'}\right|}_{\text{Termes réels}}.\end{aligned} \tag{4.47}$$

et son argument :

$$\mathrm{Arg}\left\{\Theta\left(m,b'\right)\right\} = \mathrm{Arg}\left\{\bar{\varphi}_{m+1,b'}\right\}-\mathrm{Arg}\left\{\bar{\varphi}_{m,b'}\right\}. \tag{4.48}$$

Finalement, en utilisant l'expression du déphasage moyen causé par la SFO et définie dans l'équation (4.46), l'argument de la métrique s'exprime :

$$\begin{aligned}\mathrm{Arg}\left\{\Theta\left(m,b'\right)\right\} &= \xi\left\{\pi\left(N+\Delta\right)\left(L_t\frac{b'L_f}{N}+L_t\frac{\left(b'+1\right)L_f-1}{N}\right)\right\}\\ &= L_t\left(N+\Delta\right)\pi\left(\frac{\left(2b'+1\right)L_f-1}{N}\right)\xi\\ &= \frac{2L_fL_t\left(N+\Delta\right)\pi}{N}\,\xi\;\;b'+L_t\left(N+\Delta\right)\pi\frac{L_f-1}{N}\,\xi. \end{aligned} \tag{4.49}$$

Nous remarquons que de la même manière que la métrique $\Gamma\left(m,b',q,n'\right)$ est linéairement fonction de l'indice sous-porteuse n' dans l'équation (4.20), la métrique $\Theta\left(m,b'\right)$ est linéairement dépendante de l'indice de sous-bande b'. Nous pouvons donc estimer la SFO en utilisant la méthode des moindres carrés :

$$\hat{\xi}_m^{(\mathrm{res})} = \frac{\sum_{b'=0}^{B-1}\left(b'-\bar{b'}\right)\left[\mathrm{Arg}\left\{\Theta\left(m,b'\right)\right\}-\overline{\mathrm{Arg}\left\{\Theta\left(m,b'\right)\right\}}\right]}{\sum_{b'=0}^{B-1}\left(b'-\bar{b'}\right)^2}\times\frac{N}{2L_fL_t\left(N+\Delta\right)\pi} \tag{4.50}$$

avec

$$\bar{b'}=\frac{1}{B}\sum_{b'=0}^{B-1}b' \quad \text{et} \quad \overline{\mathrm{Arg}\left\{\Theta\left(m,b'\right)\right\}}=\frac{1}{B}\sum_{b'=0}^{B-1}\mathrm{Arg}\left\{\Theta\left(m,b'\right)\right\}$$

respectivement la moyenne de l'indice de sous-bande et la moyenne de l'argument de la métrique.

4.2.2.3 Simulations

Nous avons conclu dans le paragraphe 4.1.2.3 que l'interférence causée par les données ne permet pas une estimation de la SFO avant la fonction de déprécodage si aucun annuleur d'interférence n'est mis en œuvre. La nouvelle métrique de SFO étant mesurée après la fonction de déprécodage, il est intéressant de vérifier la faisabilité de l'estimation de la SFO en dépit de la présence de MCI à ce niveau de la chaîne de réception. Pour cela, la figure 4.11 donne les valeurs de MSE de l'estimateur de SFO $\hat{\xi}_m$ à base de symboles pilotes désétalés sous le canal TU6 pour plusieurs scénarios mobiles, avec une longueur d'étalement fréquentiel $L_f = 4$ et des longueurs d'étalement temporel $L_t = 4$ et $L_t = 8$. Les valeurs des paramètres de simulation utilisées sont toujours les mêmes que celles mentionnées dans le tableau 4.1.

Contrairement à l'estimateur de SFO à base de chips pilotes, celui à base de symboles pilotes permet d'estimer convenablement la SFO présente dans le signal puisque sa MSE est au maximum égale à 4.10^{-9} pour des valeurs de (E_b/N_0) supérieures à 0dB, ce qui correspond à une SFO résiduelle égale à 60ppm. Ceci s'explique simplement par le fait que l'interférence en provenance des données est beaucoup plus faible après la fonction de déprécodage.

D'après le développement analytique effectué précédemment, l'estimation de la SFO à base de symboles pilotes désétalés impose les mêmes contraintes que l'estimation de la CFO résiduelle, c'est-à-dire une invariance du canal sur chaque sous-bande de L_f sous-porteuses

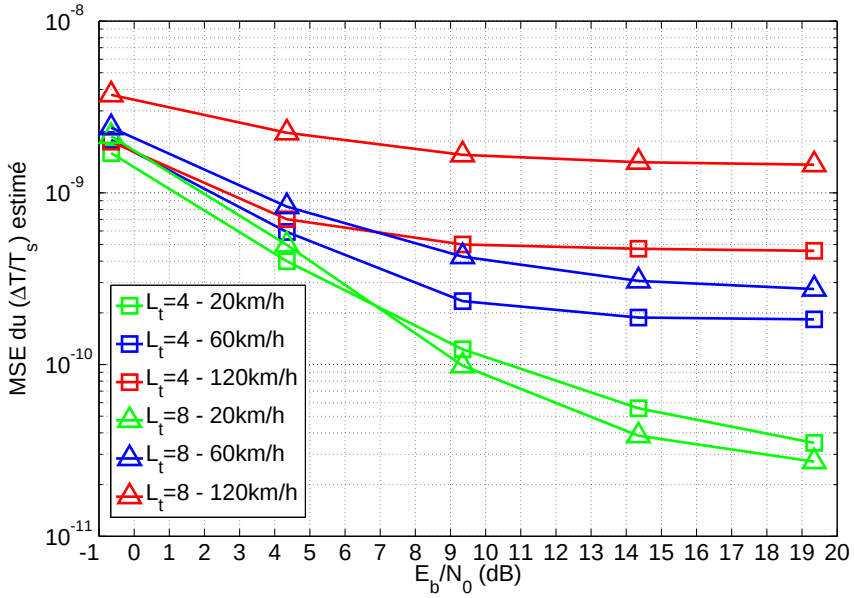


FIG. 4.11 – MSE de l'estimateur de SFO à base de symboles pilotes désétalés - $L_f = 4$ - $\xi = (\Delta T/T_s) = 100$ppm - Symboles de données 16QAM - Canal TU6

---

et durant $(2 \times L_t)$ symboles OFDM consécutifs. C'est pourquoi, les conclusions que nous pouvons extraire de la figure 4.11 sur les performances de l'estimateur de SFO à base de symboles pilotes désétalés sont semblables à celles effectuées sur l'estimateur de CFO résiduelle avec la figure 4.8. En raison de la MCI et de la variance temporelle du canal sur $(2 \times L_t)$ symboles OFDM consécutifs, la MSE de l'estimateur de SFO résiduelle atteint un palier pour de forts rapports de (E_b/N_0). Les niveaux des paliers sont d'autant plus élevés que la mobilité et la longueur d'étalement temporel L_t sont importantes. En effet, pour de forts rapports signal à bruit, lorsque la vitesse varie de 20km/h à 120km/h, la valeur de la MSE augmente de 3.10^{-11} à 4.10^{-10} pour $L_t = 4$ et de 3.10^{-11} à $1,5.10^{-9}(> 4.10^{-10})$ pour $L_t = 8$.

De la même manière que pour l'estimation de la CFO, il peut s'avérer intéressant de comparer les performances de l'estimateur de SFO à base de symboles pilotes désétalés à celles de l'estimateur de SFO à base de chips pilotes bénéficiant d'un annuleur idéal d'interférences des chips de données. Pour cela, la figure 4.12 donne les valeurs de MSE de ces deux estimateurs de SFO. Les conclusions et interprétations diffèrent de celles effectuées lors de la comparaison des performances du premier estimateur de CFO bénéficiant d'un annuleur idéal d'interférences à celles de l'estimateur de CFO résiduelle. Pour de faibles rapports signal à bruit, le deuxième estimateur de SFO présente de meilleures performances que le premier estimateur bénéficiant d'un annuleur idéal d'interférences. Ses performances surpassent d'autant plus celles du premier estimateur que la mobilité est faible. Une croissance du rapport signal à bruit engendre une diminution des valeurs de MSE plus importante pour le premier estimateur que pour le deuxième. Par voie de conséquence, les performances du premier estimateur surpassent celles du deuxième estimateur

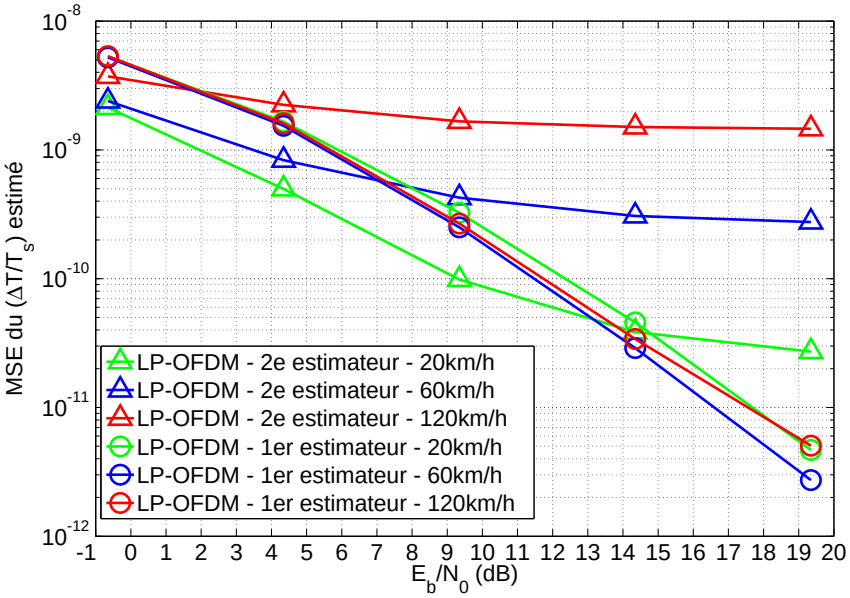


FIG. 4.12 – MSE de l'estimateur de SFO à base de chips pilotes bénéficiant d'une suppression parfaite de l'interférence des chips de données (1er estimateur) et de l'estimateur de SFO à base de symboles pilotes désétalés (2e estimateur) - $L_f = 4$ et $L_t = 8$ - $\xi = (\Delta T/T_s) = 100$ppm - Symboles de données 16QAM - Canal TU6 - 20km/h, 60km/h et 120km/h

---

à partir d'une certaine valeur de (E_b/N_0) qui est d'autant plus faible que la mobilité est élevée. Par exemple, les performances du deuxième estimateur surpassent celles du premier à partir d'un (E_b/N_0) égal à 2dB pour une forte mobilité de 120km/h et à partir de 15dB (>2dB) pour une faible mobilité de 20km/h. Ceci s'explique simplement par le fait que l'estimateur de SFO à base de symboles pilotes désétalés est plus sensible aux variations temporelles du canal. Rappelons tout de même qu'en pratique, un annuleur d'interférence n'est pas parfait. Par conséquent, un terme d'interférence en provenance des chips de données pourrait encore être présent, ce qui dégraderait les performances du premier estimateur de SFO.

La figure 4.13 permet de comparer les performances de l'estimateur de SFO basé sur des symboles pilotes désétalés à celles de l'estimateur du système DVB-T basé sur des sous-porteuses pilotes sous le canal TU6 pour plusieurs scénarios mobiles et une SFO $\xi = (\Delta T/T_s) = 100$ppm. Pour une faible mobilité, soit 20km/h, l'estimateur proposé offre de meilleures performances que celles du système DVB-T. Pour une mobilité moyenne, soit 60km/h, les performances des deux estimateurs sont équivalentes. Et pour une forte mobilité, soit 120km/h, les performances de l'estimateur du système DVB-T surpassent celles de l'estimateur proposé. Ceci est dû au fait que les performances de l'estimateur proposé se dégradent plus rapidement avec l'augmentation de la mobilité. En effet, pour de forts rapports signal à bruit, la MSE de l'estimateur proposé augmente de 3.10^{-11} à $1,5.10^{-9}$ lorsque la vitesse varie de 20km/h à 120km/h, tandis qu'elle varie très peu pour

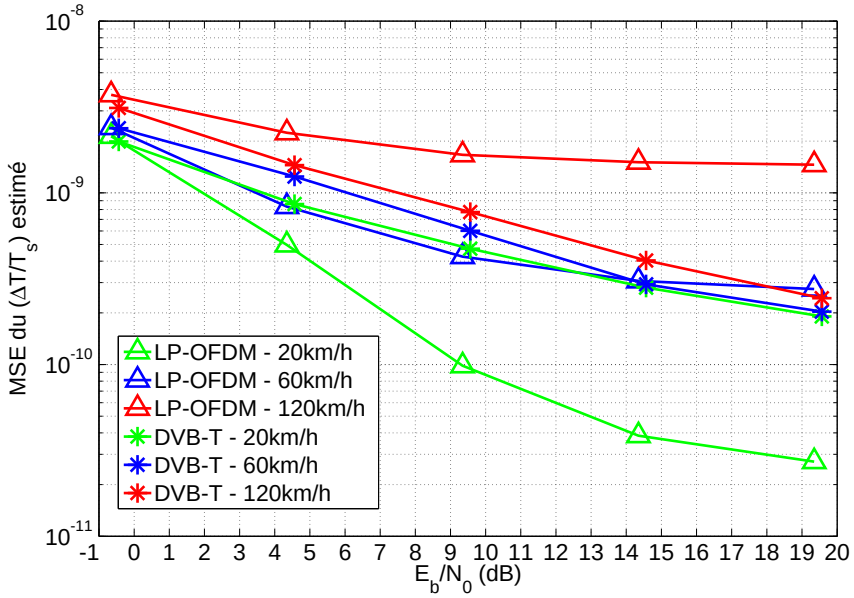


FIG. 4.13 – MSE des estimateurs de SFO à base de sous-porteuses pilotes pour le système DVB-T et à base de symboles pilotes désétalés pour le système LP-OFDM - $L_f = 4$ et $L_t = 8$ - $\xi = (\Delta T/T_s) = 100$ppm - Symboles de données 16QAM - Canal TU6 - 20km/h, 60km/h et 120km/h

---

le système DVB-T. Ceci s'explique par le fait que l'estimateur proposé est plus sensible à la mobilité puisqu'il impose une invariance temporelle sur $(2 \times L_t)$ symboles OFDM consécutifs, tandis que l'estimateur à base de sous-porteuses pilotes impose une invariance temporelle sur deux symboles OFDM consécutifs seulement. Les performances de l'estimateur proposé sont tout de même satisfaisantes puisque pour un rapport de (E_b/N_0) égal à 0dB et pour une forte mobilité de 120km/h, sa MSE est égale à 3.10^{-9}, ce qui correspond à une SFO résiduelle $\xi = 55$ppm dans le cas d'une synchronisation en boucle ouverte.

Afin de comparer les performances globales de l'algorithme de synchronisation fréquentielle à base de symboles pilotes étalés mis en œuvre en deux étapes à celles du système DVB-T, nous donnons sur la figure 4.14 les courbes de BER obtenues pour le système DVB-T avec une synchronisation parfaite et pour le système LP-OFDM proposé avec une estimation conjointe de la CFO et de la SFO en boucle fermée. Afin que les erreurs d'estimation de canal n'altèrent pas l'interprétation des courbes sur les performances de l'algorithme de synchronisation proposé, les simulations sont effectuées dans le cas d'une estimation de canal parfaite par sous-porteuse pour le système DVB-T et par ensemble de L sous-porteuses pour le système LP-OFDM. Les valeurs de CFO et SFO utilisées pour la synchronisation fréquentielle sont celles obtenues à la sortie du filtre de boucle dont les caractéristiques sont les mêmes que celui utilisé dans [58]. Nous constatons que les performances du système LP-OFDM proposé sont très proches voire équivalentes dans le cas d'une estimation conjointe de la CFO et de la SFO à base de symboles pilotes étalés que dans le cas d'une synchronisation fréquentielle parfaite, ce qui prouve l'efficacité de

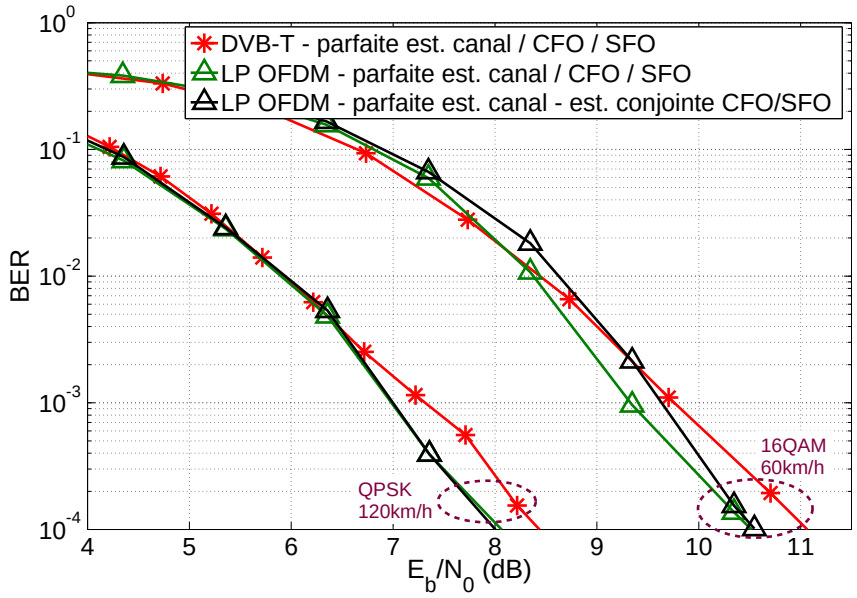


FIG. 4.14 – BER en fonction du (E_b/N_0) - Systèmes DVB-T et LP-OFDM - $L_f = 4$ et $L_t = 8$ - $P_p = 5$ - $R_c = (1/2)$ - Estimation de canal parfaite par sous-porteuse et synchronisation parfaite pour le système DVB-T - Estimation de canal parfaite par ensemble de sous-porteuses et estimation conjointe de la CFO et de la SFO en boucle fermée pour le système LP-OFDM - Canal TU6 - 60km/h pour les symboles 16QAM et 120km/h pour les symboles QPSK - $(\zeta/\Delta f) = 10\%$ et $\xi = (\Delta T/T_s) = 100$ppm

---

l'algorithme de synchronisation proposé. De plus, les performances du système proposé avec estimation conjointe de la CFO et de la SFO sont légèrement meilleures que celles du système DVB-T avec estimation parfaite de la CFO et de la SFO.

4.2.2.4 Conclusion

Nous avons conclu dans le paragraphe 4.1.2 que l'interférence en provenance des chips pilotes est trop importante pour permettre une estimation de la SFO avant la fonction de déprécodage s'il n'y a pas d'annuleur d'interférences. Nous avons donc proposé d'estimer la SFO après le désétalement des symboles pilotes afin de réduire l'interférence entre les pilotes et les données. Bien que cet estimateur de SFO obtenu après désétalement des symboles pilotes subisse de la MCI et un bruit de phase dû à la variation temporelle du canal sur $(2 \times L_t)$ symboles OFDM ou plus exactement, à la différence entre les arguments des cœfficients de canal moyens $\bar{H}_{m,b'}$ et $\bar{H}_{m+1,b'}$, elle est suffisamment exploitable pour permettre une estimation convenable de la SFO. Nous rappelons qu'un important avantage de cet algorithme est qu'il ne requiert pas une nouvelle diminution du débit utile et de l'efficacité spectrale du système puisque tout comme les deux estimateurs de CFO, il exploite les mêmes symboles pilotes que ceux utilisés pour l'estimation de canal. Finalement, l'algorithme de synchronisation fréquentielle procédé en deux étapes possède de très bonnes performances puisque ses courbes de BER obtenues sont très proches de celles

obtenues dans le cas d'une synchronisation parfaite et sont légèrement meilleures que celles du système DVB-T bénéficiant d'une synchronisation parfaite.

Chapitre 5

Optimisation des schémas multi-antennes dans un réseau mono-fréquence

DANS le sous-chapitre 1.4, nous avons constaté que les différentes techniques multi-antennes (MIMO) existantes dans l'état de l'art sont très nombreuses. Chacune d'entre elles présente des avantages et des inconvénients, et est plus ou moins adaptée à un contexte de communication. De nombreuses études ont déjà été effectuées sur l'application de codes STBC à la modulation OFDM pour les réseaux cellulaires 4G et LTE [75] [80] [81], et pour les réseaux WiFi [82] qui ont d'ailleurs conduit à la standardisation de la norme 802.11n [83]. En revanche, bien moins d'études ont été réalisées sur l'application de techniques MIMO aux systèmes de diffusion. La plupart d'entre elles sont très récentes et ont été présentées à l'occasion du projet B21C. Nous rappelons que ce projet européen avait pour principal objectif de proposer un nouveau standard de diffusion de TV numérique terrestre. D'ailleurs, certains travaux présentés par ce projet ont fortement influencé la conception du standard DVB-T2 [84] où une technique MISO distribuée entre deux sites d'émission est proposée en option.

Nous abordons ce chapitre par une présentation de la problématique des réseaux mono-fréquence (SFN pour *Single Frequency Network*). Nous y discutons de ses avantages et de ses inconvénients par rapport aux réseaux multi-fréquences (MFN pour *Multi Frequency Network*) et définissons certains de ses paramètres qui lui sont spécifiques et nécessaires à la modélisation du canal à trajets multiples. Une fois la problématique des réseaux SFN définie, nous présentons le schéma Alamouti distribué mis en œuvre dans le standard DVB-T2 et comparons ses performances à celles du schéma SISO dans un contexte SFN. Ce schéma multi-antennes a la particularité d'être distribué entre plusieurs émetteurs d'un réseau SFN. Ensuite, nous analysons les performances d'un code espace-temps non-orthogonal distribué de la même manière. Ces performances sont comparées à celles du code orthogonal d'Alamouti en fonction de la position du récepteur par rapport à celles des émetteurs. Notons que cette étude a été réalisée pour la première fois dans [11] et a été présentée durant le projet B21C.

A partir des conclusions de cette analyse, nous introduisons un nouveau schéma multi-antennes appelé *Space Time Space Block Code* (STSBC) ou MIMO 3D. Le premier code

MIMO 3D a été proposé pour la première fois dans [12]. Il repose sur la combinaison de deux différents codes STBC et est distribué entre deux différents émetteurs, chacun d'entre eux étant muni de deux antennes. La dernière partie de cette thèse a pour principal objectif d'étendre l'étude du schéma MIMO 3D au cas d'un réseau SFN à trois sites d'émission ou trois émetteurs. La présence d'un troisième émetteur offre la possibilité d'utiliser un schéma STSBC distribué non plus entre deux mais trois émetteurs. Ceci nécessite la modification de l'un des codes constituant le schéma STSBC. Cependant, il est aussi possible de ne pas modifier le code MIMO 3D initialement proposé dans [12], ce qui revient à utiliser un schéma STSBC distribué entre deux émetteurs dans un réseau SFN à trois émetteurs. Dans ce cas, le troisième émetteur ne se comporte pas de façon coopérative avec les deux autres émetteurs puisqu'il émet des signaux identiques à l'un d'eux. Une comparaison entre les performances de ces deux schémas STSBC en fonction de la position du récepteur par rapport à celles des émetteurs est effectuée à la fin de ce chapitre. Nous pouvons ainsi déterminer le schéma STSBC le plus judicieux à mettre en œuvre dans le cas d'un réseau SFN à trois sites d'émission.

Notons que les noms de variables et les indices que nous utilisons dans ce dernier chapitre sont très différents de ceux utilisés précédemment pour les chapitres 3 et 4 puisque nous n'effectuons plus de précodage linéaire avec les codes de W-H avant la modulation OFDM.

5.1 Problématique des réseaux mono-fréquence (SFN)

5.1.1 Comparaison par rapport aux réseaux multi-fréquences (MFN)

Un réseau SFN est composé de plusieurs sites d'émission transmettant la même information (puisque nous sommes dans un contexte de diffusion) sur la même fréquence porteuse. Son grand avantage par rapport à un réseau MFN, où l'émetteur de chaque site diffuse l'information à transmettre sur une fréquence porteuse différente, est qu'il est beaucoup plus économique en terme de consommation du spectre fréquentiel. En effet, un réseau SFN consomme une seule bande de fréquences quel que soit le nombre d'émetteurs, tandis qu'un réseau MFN requiert autant de bandes de fréquences distinctes qu'il possède de sites d'émission. Son principal inconvénient est l'allongement de l'étalement des retards de la réponse impulsionnelle (RI) du canal par rapport à celui d'un réseau MFN. Effectivement, le phénomène multi-trajets peut être beaucoup plus important que dans un réseau MFN puisque le récepteur observe aussi bien les échos du signal transmis par l'émetteur le plus proche que ceux des émetteurs situés sur d'autres sites qui sont plus éloignés comme l'illustre la figure 5.1. Plus précisément, la RI globale d'un réseau SFN résulte de la superposition des RI décalées dans le temps des différents canaux SISO reliant les différents émetteurs au récepteur comme illustré sur la figure 5.2. Dans le cas d'un système OFDM, ceci peut nécessiter une augmentation de la taille de l'intervalle de garde par rapport à un réseau MFN, engendrant ainsi une réduction du débit utile. Aussi, un allongement de la dispersion temporelle du canal peut entraîner une plus grande sélectivité fréquentielle comme nous l'avons expliqué dans le paragraphe 1.1.4, et donc, réduire les performances du système.

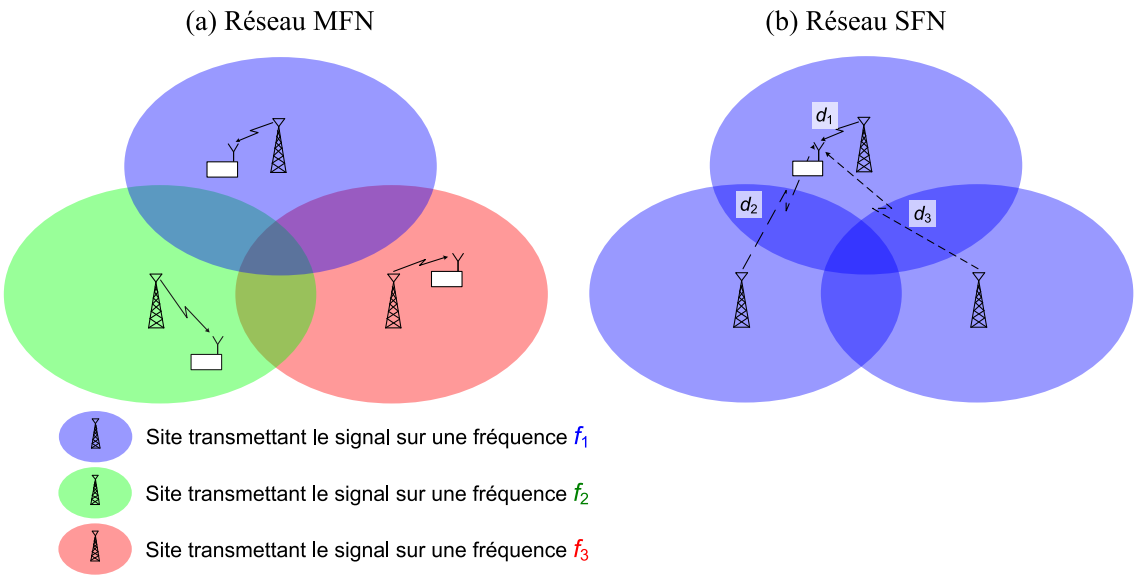


FIG. 5.1 – Comparaison entre un réseau MFN et un réseau SFN

Les réseaux SFN sont généralement préférés aux réseaux MFN. En effet, les ressources fréquentielles hertziennes étant de plus en plus rares, le choix s'oriente davantage vers une augmentation de la complexité des systèmes de communication plutôt que vers une plus grande consommation du spectre fréquentiel. La suite de notre étude s'effectuera donc exclusivement dans un contexte SFN.

5.1.2 Définition de paramètres spécifiques aux modèles de canaux dans un contexte SFN

Afin de modéliser correctement un réseau SFN, il est important de définir et d'exprimer certains nouveaux paramètres tels que la distance d_{m_T} séparant le m_T-ième émetteur du récepteur, la puissance P_{m_T} du signal reçu en provenance du m_T-ième émetteur et le délai τ_{m_T} nécessaire pour que le signal émis par le m_T-ième émetteur soit reçu par le récepteur. Dans ce contexte, nous assumons qu'il n'y a qu'un émetteur par site, que tous les émetteurs sont parfaitement synchronisés entre eux et qu'ils émettent des signaux avec la même puissance P_0. La puissance du signal reçu en provenance du m_T-ième émetteur peut s'exprimer :

$$P_{m_T} = \frac{P_0}{d_{m_T}^{\alpha}}, \tag{5.1}$$

où le paramètre α reflète le niveau d'obstruction de la propagation et dépend donc de l'environnement. Nous fixerons sa valeur à 2 pour toutes les simulations de ce chapitre. Nous pouvons réexprimer l'équation (5.1) en dB par :

$$P_{m_T}(\text{dB}) = P_0(\text{dB}) - 10\alpha \log\left(d_{m_T}\right). \tag{5.2}$$

Sans perte de généralité, nous admettons que le premier émetteur ($m_T = 1$) est le plus proche du récepteur et supposons que : $P_1(\text{dB}) = 0\text{dB}$. Un paramètre indispensable à

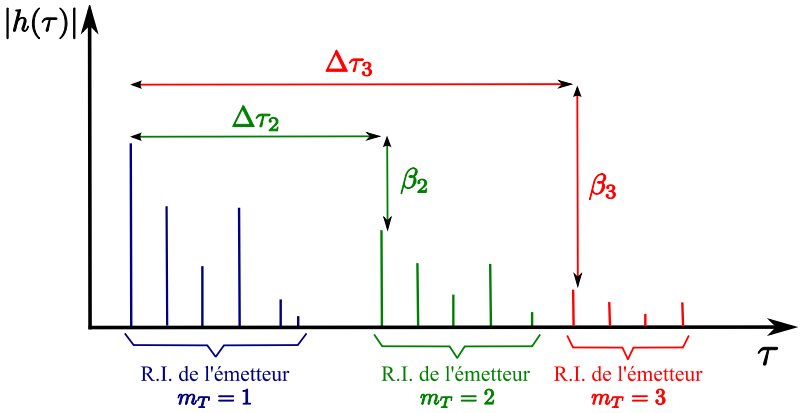


FIG. 5.2 – Réponse impulsionnelle (RI) d'un canal SFN avec $M_T = 3$ émetteurs

définir pour la modélisation d'un canal à trajets multiples dans un contexte SFN est la différence entre les puissances de réception des signaux en provenance des différents émetteurs. Pour cela, nous définissons le paramètre $\beta_{m_T} = P_1(\text{dB}) - P_{m_T}(\text{dB})$ comme la différence entre la puissance du signal reçu en provenance de l'émetteur de référence ($m_T = 1$) et celle du signal reçu en provenance d'un autre émetteur ($2 \leq m_T \leq M_T$, avec M_T le nombre d'émetteurs). A l'aide de l'équation (5.2), nous pouvons développer son expression ainsi :

$$\begin{aligned}\beta_{m_T} &= 10\alpha \log(d_{m_T}) - 10\alpha \log(d_1) \\ &= 10\alpha \log\left(\frac{d_{m_T}}{d_1}\right).\end{aligned} \tag{5.3}$$

Un autre paramètre important à définir est la différence temporelle entre l'instant de réception des signaux transmis par l'émetteur de référence et l'instant de réception des signaux transmis par les autres émetteurs : $\Delta\tau_{m_T} = \tau_{m_T} - \tau_1$. Le délai nécessaire pour que le signal transmis par un émetteur m_T soit reçu au récepteur s'exprime : $\tau_{m_T} = (d_{m_T}/c)$, où c représente la célérité de la lumière. L'expression du paramètre $\Delta\tau_{m_T}$ peut donc être développé ainsi :

$$\begin{aligned}\Delta\tau_{m_T} &= \frac{d_{m_T}}{c} - \frac{d_1}{c} \\ &= \left(\frac{d_{m_T}}{d_1} - 1\right)\frac{d_1}{c},\end{aligned} \tag{5.4}$$

et à l'aide de l'équation (5.3), peut finalement s'écrire :

$$\Delta\tau_{m_T} = \left(10^{(\beta_{m_T}/10\alpha)} - 1\right)\frac{d_1}{c}. \tag{5.5}$$

Nous remarquons que la différence temporelle $\Delta\tau_{m_T}$ est non seulement fonction de la différence de puissance de réception β_{m_T}, mais aussi fonction de la distance de référence

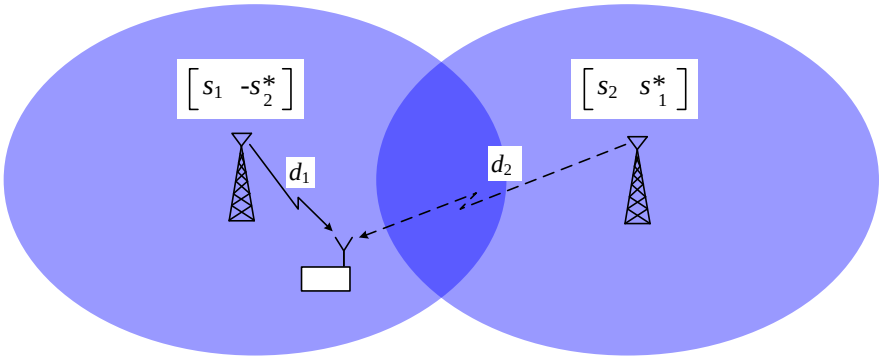


FIG. 5.3 – Schéma MISO distribué entre $M_T = 2$ émetteurs d'un réseau SFN, basé sur le code d'Alamouti et mis en œuvre dans le système DVB-T2

d_1. Ces trois paramètres spécifiques au contexte SFN sont interdépendants. Contrairement aux paramètres $\Delta\tau_{m_T}$ et β_{m_T}, les distances d_{m_T} ne peuvent pas être directement illustrées sur la RI du canal comme sur la figure 5.2. Afin de simplifier l'analyse des performances des différents systèmes dans un contexte SFN, nous choisissons de fixer la valeur de la distance d_1 à 5km pour toutes les simulations que nous effectuerons par la suite qui se situeront dans un contexte de diffusion vers les mobiles. Parmi ces trois paramètres, nous nous focaliserons sur les variations de la valeur de β_{m_T} pour les simulations.

5.2 Schéma MISO distribué du standard DVB-T2

5.2.1 Principes

Aucune technique multi-antennes n'est mise en œuvre dans le standard DVB-T. En revanche, un schéma STBC distribué et basé sur le code d'Alamouti est proposé en option dans le standard DVB-T2 [84]. Nous discutons dans ce paragraphe de ses performances dans un contexte SFN avec deux sites d'émission. Ainsi, nous l'utiliserons comme référence pour évaluer et analyser les performances d'autres schémas MIMO.

Classiquement, le code d'Alamouti est appliqué sur deux antennes d'un même émetteur. La particularité du schéma multi-antennes mis en œuvre dans le standard DVB-T2 est qu'il est distribué entre deux émetteurs différents d'un réseau SFN. Plus précisemment, le code STBC est distribué entre l'unique antenne de deux émetteurs différents comme illustré sur la figure 5.3. Un premier avantage est que la complexité du segment radio-fréquence de chaque émetteur n'augmente pas par rapport à celle du schéma SISO puisqu'il n'y a pas de multiplication du nombre d'antennes sur chaque émetteur. L'avantage le plus significatif de ce schéma multi-antennes distribué est que la distance séparant les émetteurs est très grande par rapport à la longueur d'onde. Par conséquent, les canaux SISO reliant chaque antenne d'émission au récepteur sont totalement décorrélés entre eux. En d'autres termes, le schéma multi-antennes distribué mis en œuvre dans le standard DVB-T2 offre une diversité spatiale d'émission maximale au système.

TAB. 5.1 – Paramètres de simulation - signal DVB-T

Bande passante	8 MHz		
Taille de la FFT : N	N=2048 échantillons		
Taille de l'intervalle de garde : Δ	$\Delta = N/4 = 512$ échantillons		
Modèles de canaux	Rayleigh et TU6 invariant durant chaque bloc de T symboles OFDM consécutifs		
Nombre d'émetteurs ou d'antennes d'émission : M_T	$M_T = 2$		
Distance entre l'émetteur de référence et le récepteur : d_1	$d_1 = 5$km		
Estimation de canal	parfaite		
Efficacité spectrale : η	1	2	4
Constellation des symboles de données	QPSK	16QAM	64QAM
Rendement du codage de canal : R_c	1/2	1/2	2/3

Nous rappelons que le code STBC d'Alamouti [45] est défini par l'égalité matricielle suivante :

$$\mathbf{X} = \begin{bmatrix} s_1 & -s_2^* \\ s_2 & s_1^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s_{1,\Re} + js_{1,\Im} & -s_{2,\mathrm{R}} + js_{2,\Im} \\ s_{2,\Re} + js_{2,\Im} & s_{1,\Re} - js_{1,\Im} \end{bmatrix}, \tag{5.6}$$

avec $\mathbf{X}$ la matrice des symboles codés de taille $[(M_T = 2) \times (T = 2)]$, $s_q = (s_{q,\Re} + js_{q,\Im})$ le q-ième élément du vecteur de symboles de données $\mathbf{s}$ de taille $[(Q = 2) \times 1]$, T la latence du code STBC, et Q le nombre de symboles de données utilisés par le codeur STBC pour générer chaque bloc de symboles codés. Le rendement du code d'Alamouti est donc égal à $R_{\mathrm{Al}} = (Q/T) = 1$.

5.2.2 Simulations et comparaisons avec le schéma SISO

Afin de prouver l'intérêt du schéma multi-antennes distribué, nous proposons de comparer les performances du schéma SISO, correspondant au système DVB-T, à celles du schéma Alamouti distribué dans un réseau SFN à $M_T = 2$ sites d'émission possédant chacun un émetteur. Les entrelaceurs et les codeurs de canal mis en œuvre dans le standard DVB-T2 [84] sont très différents de ceux du standard DVB-T [2]. L'objectif de ce paragraphe n'étant pas de comparer les performances du système DVB-T2 à celles du système DVB-T, nous utilisons les entrelaceurs et le codeur de canal convolutif du système DVB-T pour le schéma Alamouti distribué. Les simulations sont réalisées en utilisant les modèles de canaux de Rayleigh et TU6 pour différentes valeurs d'efficacité spectrale η égale au produit entre le nombre de bits par symbole de données et le rendement du codage de canal R_c. Tous les sous-canaux SISO composant le canal MISO ou MIMO vu par le récepteur sont totalement décorrélés entre eux. Le canal de Rayleigh est modélisé dans le domaine

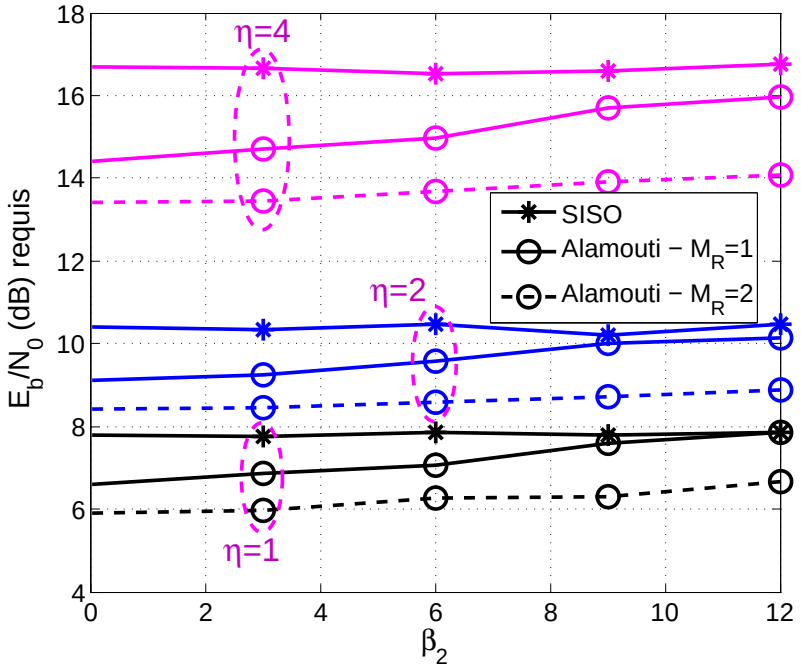


FIG. 5.4 – (E_b/N_0) requis en fonction de β_2 pour obtenir un BER égal à 10^{-4} - Réseau SFN avec 2 sites d'émission - $M_T = 2$ - DVB-T/SISO et DVB-T avec codage d'Alamouti distribué entre les 2 émetteurs - Canal de Rayleigh

fréquentiel par des cœfficients de canal indépendants et identiquement distribués (i.i.d.). Le délai $\Delta\tau_2$ entre l'instant de réception du signal en provenance de l'émetteur de référence et celui du signal en provenance du deuxième émetteur n'est donc pas modélisé. Le seul paramètre spécifique au contexte SFN qui est pris en compte dans la modélisation du canal de Rayleigh est la différence de puissance de réception β_2. Aussi, nous considérons une estimation de canal parfaite en réception et une synchronisation parfaite entre les émetteurs et le récepteur. Dans le cas Alamouti, nous modélisons un canal temporellement invariant durant chaque bloc de $T = 2$ symboles OFDM. Nous ne considérons donc pas les dégradations de performances causées par une éventuelle mobilité du récepteur pour le canal TU6. Les paramètres de simulation utilisés sont mentionnés dans le tableau 5.1.

Les figures 5.4 et 5.5 donnent, respectivement sous le canal de Rayleigh et sous le canal TU6, les valeurs du rapport (E_b/N_0) en dB nécessaires pour obtenir un BER égal à 10^{-4} à la sortie du décodeur de Viterbi pour le schéma SISO et le schéma Alamouti distribué avec $M_R = 1$ et $M_R = 2$ antennes de réception. Les résultats présentés ne tiennent pas compte du gain d'antenne généré par l'utilisation de plusieurs antennes en réception. Afin de prendre en compte ce gain d'antenne, il faut décaler les courbes vers le bas ou diminuer les valeurs de (E_b/N_0) requises de $10\log(M_R)$. Aussi, la puissance totale du signal reçu est normalisée. La somme des puissances de réception P_{m_T} des signaux en provenance des différents émetteurs est donc toujours égale à 1 quelle que soit la valeur de $\beta_2 = P_1(\text{dB}) - P_2(\text{dB})$. En d'autres termes, le rapport signal à bruit et la valeur du

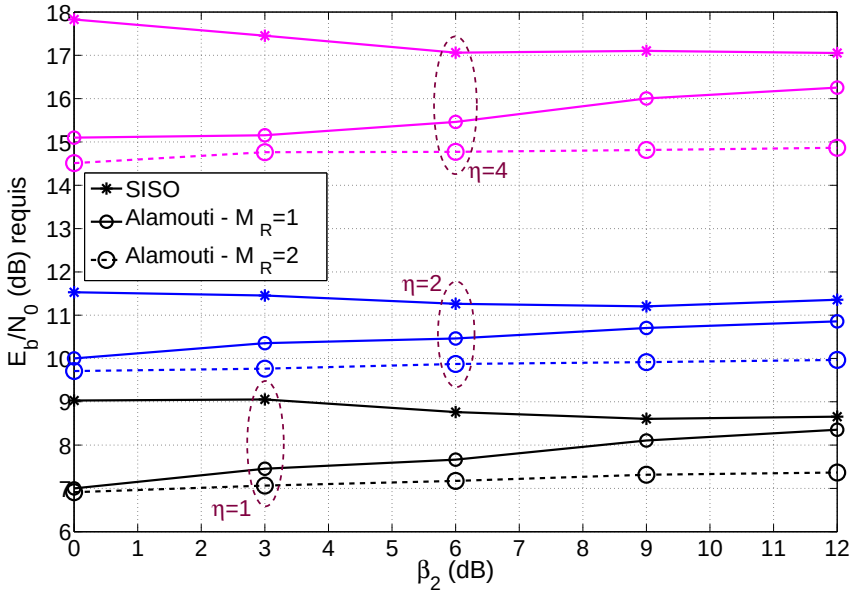


FIG. 5.5 – (E_b/N_0) requis en fonction de β_2 pour obtenir un BER égal à 10^{-4} - Réseau SFN avec 2 sites d'émission - $M_T = 2$ - DVB-T/SISO et DVB-T avec codage d'Alamouti distribué entre les 2 émetteurs - Canal TU6

(E_b/N_0) ne changent par lorsque celle de β_2 varie. Ceci ne reflète pas la réalité puisqu'un déplacement du récepteur, correspondant à une variation de la valeur de β_2, engendre une variation des distances d_{m_T}, et donc, des puissances de réception P_{m_T} et du rapport signal à bruit d'après les équations (5.2) et (5.3). En pratique, chaque variation de la valeur de β_2 peut correspondre à une infinité de variations de la valeur de (E_b/N_0), ce qui rend difficile l'analyse des performances d'un système dans un réseau SFN. C'est pourquoi toutes les simulations de ce chapitre seront effectuées sans modifier la valeur de (E_b/N_0) lorsque celles des β_{m_T} varieront.

Quelle que soit la figure observée, il apparaît clairement que les performances du schéma Alamouti distribué sont meilleures que celles du schéma SISO. D'ailleurs, le gain de performance apporté par le schéma Alamouti distribué par rapport au schéma SISO est d'autant plus important que l'efficacité spectrale η est élevée. En revanche, il est d'autant plus faible que la différence de puissance de réception β_2 des signaux est élevée. En effet, contrairement au cas SISO, les performances du schéma Alamouti distribué se dégradent avec l'augmentation de la valeur de β_2 quel que soit le nombre d'antennes de réception M_R. Dans le cas où le récepteur possède $M_R = 1$ antenne, les performances du schéma MISO distribué se détériorent jusqu'à égaler celles du système SISO. Le canal MISO est composé de 2 sous-canaux SISO : un reliant l'antenne du premier émetteur à l'antenne de réception et l'autre reliant l'antenne du deuxième émetteur à l'antenne de réception. Une valeur infiniment grande de β_2 correspond au scénario où le signal émis par le deuxième émetteur n'est plus reçu. Dans ce cas, le canal MISO devient équivalent à un canal SISO et le système ne bénéficie plus de diversité spatiale. Puisque le code d'Alamouti est orthogonal [45], ceci

explique pourquoi les performances du schéma MISO s'approchent de celles du schéma SISO lorsque la valeur de β_2 croît.

Dans le cas où le récepteur possède $M_R = 2$ antennes, les performances du schéma Alamouti distribué ne se dégradent pas de façon aussi significative avec l'augmentation de la valeur de β_2. Le canal MIMO dans lequel se propagent les signaux transmis par les émetteurs est composé de $(M_T \times M_R) = 4$ sous-canaux SISO. Si le signal émis par le deuxième émetteur n'est plus reçu, le canal MIMO devient équivalent à un canal SIMO composé de 2 sous-canaux SISO : un reliant l'antenne du premier émetteur à la première antenne de réception et l'autre la reliant à la deuxième antenne de réception. De plus, le système MIMO distribué devient équivalent à un système SIMO dont les performances sont similaires à celles du système MISO puisque tous les sous-canaux SISO sont totalement décorrélés entre eux. Nous pouvons vérifier cela en comparant les valeurs de (E_b/N_0) requises lorsque $M_R = 2$ pour $\beta_2 = 12$ dB avec celles requises lorsque $M_R = 1$ pour $\beta_2 = 0$ dB. Effectivement, ces valeurs sont très proches quels que soient l'efficacité spectrale du système et le modèle de canal considérés. En conclusion, lorsque le récepteur se rapproche d'un émetteur et s'éloigne de l'autre, ou lorsque la valeur de β_2 croît, les performances du schéma Alamouti distribué avec $M_R = 2$ antennes de réception s'approchent de celles du schéma MISO distribué pour $\beta_2 = 0$ dB.

Même pour des valeurs très élevées de β_2, le système Alamouti distribué bénificie donc encore d'une diversité spatiale si plusieurs antennes sont utilisées en réception. En revanche, il ne bénificie plus de diversité spatiale d'émission. Ceci explique pourquoi les dégradations du système MIMO distribué ne sont pas aussi importantes que celles du système MISO distribué. En conclusion, l'exploitation de plusieurs antennes de réception permet au système Alamouti distribué d'être plus robuste aux fortes différences de puissances de réception β_{m_T} des signaux en provenance des différents sites d'émission.

Notons que nous n'avons pas pris en compte la perte d'efficacité spectrale due à l'insertion des symboles pilotes dans le calcul du rapport (E_b/N_0). En pratique, l'algorithme d'estimation de canal requiert davantage de symboles pilotes pour un schéma multi-antennes que pour un schéma SISO. Par conséquent, le gain de performances apporté par les schémas multi-antennes par rapport au schéma SISO est en pratique moins élevé à cause de la perte d'efficacité spectrale occasionnée par l'insertion des symboles pilotes qui sont plus nombreux dans le cas multi-antennes que dans le cas SISO.

5.3 Récepteur itératif pour les systèmes MIMO

Le code d'Alamouti est un code orthogonal qui offre l'avantage d'exploiter au maximum la diversité spatiale. En revanche, il ne permet pas d'augmenter le débit utile et l'efficacité spectrale du système puisque son rendement est unitaire. Pour cela, il existe d'autres codes MIMO en bloc dont le rendement est supérieur à 1 tel que le Golden code [52] [53] que nous avons décrit dans le paragraphe 1.4.4. Bien qu'ils offrent l'avantage d'augmenter le débit utile et l'efficacité spectrale du système, ils présentent l'inconvénient majeur de ne pas être orthogonaux, ce qui engendre de l'interférence entre antennes (IAI pour *Inter-Antenna Interference*) dans les signaux reçus. Pour y remédier, un annuleur d'interférences itératif peut être mis en œuvre en réception [85] [86] [87].

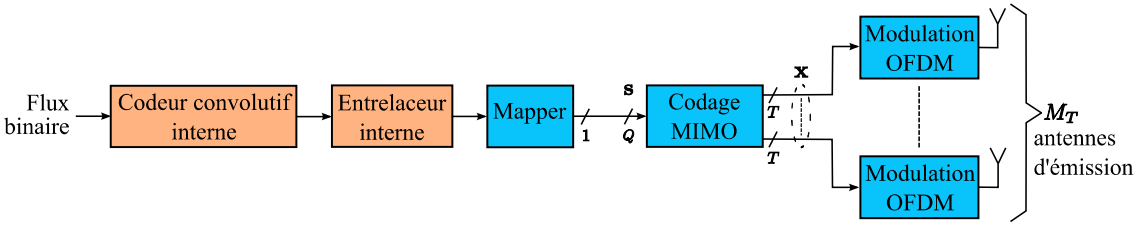


FIG. 5.6 – Schéma de l'émetteur MIMO

L'idée de base de l'annulation d'interférences consiste à reconstruire les termes d'interférences et de les soustraire au signal reçu afin de mieux estimer le signal utile. Cependant, cette méthode nécessite de connaître les symboles émis afin d'estimer les interférences. Pour cela, A. Glavieux *et al.* ont proposé dans [88] d'insérer la fonction d'égalisation au sein du récepteur itératif afin de disposer d'une information *a priori* sur les données émises. Aussi, afin de ne pas générer d'erreurs supplémentaires, il est nécessaire de pondérer les interférences estimées selon leurs fiabilités [89]. Ces pondérations sont calculées par les fonctions du récepteur qui sont caractérisées par une sortie souple (*soft output*), c'est-à-dire toutes celles qui ne réalisent pas de décision dure.

5.3.1 Expression du signal émis

La figure 5.6 illustre la structure de l'émetteur MIMO que nous utiliserons dans ce chapitre. Le codeur STBC génère un bloc de $(M_T \times T)$ symboles codés $x(m_T, t)$ par bloc de Q symboles de données s_q selon l'équation suivante :

$$\mathbf{X} = \sum_{q=1}^{Q} s_{q,\Re}\, \mathbf{U}_q + j s_{q,\Im}\, \mathbf{V}_q, \tag{5.7}$$

avec $\mathbf{X}$ la matrice des symboles codés de taille $[M_T \times T]$, $\mathbf{U}_q$ et $\mathbf{V}_q$ les matrices d'encodage MIMO de taille $[M_T \times T]$ dont les éléments sont respectivement $u_q(m_T, t) = u_{q,\Re}(m_T, t) + j u_{q,\Im}(m_T, t)$ et $v_q(m_T, t) = v_{q,\Re}(m_T, t) + j v_{q,\Im}(m_T, t)$. Nous séparons la partie réelle $x_\Re(m_T, t)$ et la partie imaginaire $x_\Im(m_T, t)$ de chaque symbole codé $x(m_T, t)$ et les regroupons dans le vecteur $\mathbf{x}$ de taille $[2M_T T \times 1]$ qui peut s'exprimer :

$$\mathbf{x} = \underline{\mathbf{F}}\, \mathbf{s}', \tag{5.8}$$

avec $\mathbf{s}' = \left[s'_1 \; \ldots \; s'_p \; \ldots \; s'_{2Q} \right]^{\mathrm{T}}$ vecteur de taille $[2Q \times 1]$ des parties réelles et des parties imaginaires des symboles de données s_q, où $s'_p = s_{(p+1)/2,\Re}$ si p est impair et $s'_p = s_{(p/2),\Im}$

si p est pair, et $\underline{\mathbf{F}}$ la matrice d'encodage STBC de taille $[2M_T T \times 2Q]$ égale à :

$$\underline{\mathbf{F}} = \begin{bmatrix} \mathbf{F}_1(1,1) & \cdots & \mathbf{F}_Q(1,1) \\ \vdots & & \vdots \\ \mathbf{F}_1(1,T) & \cdots & \mathbf{F}_Q(1,T) \\ \vdots & & \vdots \\ \vdots & & \vdots \\ \mathbf{F}_1(M_T,1) & \cdots & \mathbf{F}_Q(M_T,1) \\ \vdots & & \vdots \\ \mathbf{F}_1(M_T,T) & \cdots & \mathbf{F}_Q(M_T,T) \end{bmatrix}, \tag{5.9}$$

où

$$\mathbf{F}_q(m_T,t) = \begin{bmatrix} u_{q,\Re}(m_T,t) & -v_{q,\Im}(m_T,t) \\ u_{q,\Im}(m_T,t) & v_{q,\Re}(m_T,t) \end{bmatrix}. \tag{5.10}$$

5.3.2 Expression du signal reçu

Nous définissons $y^{(1)}(m_R,t)$ comme le symbole reçu sur la m_R-ième antenne de réception durant le t-ième symbole OFDM. Son expression résulte de la superposition des symboles complexes $x(m_T,t)$ émis durant le t-ième symbole OFDM par toutes les antennes d'émission et pondérés par les cœfficients de canal qui leur sont associés :

$$y^{(1)}(m_R,t) = \sum_{m_T=1}^{M_T} h(m_T,m_R)\ \sqrt{P_{m_T}}\ x(m_T,t) + w(m_R,t), \tag{5.11}$$

où $h(m_T,m_R) = h_\Re(m_T,m_R) + jh_\Im(m_T,m_R)$, considéré constant durant chaque bloc de T symboles OFDM, désigne le cœfficient de canal fréquentiel reliant la m_T-ième antenne d'émission à la m_R-ième antenne de réception, $w(m_R,t)$ le terme de bruit AWGN présent sur la m_R-ième antenne de réception durant le t-ième symbole OFDM, et $1 \leq m_R \leq M_R$. A partir de cette équation, en dissociant la partie réelle et la partie imaginaire de chaque terme, nous pouvons établir l'égalité matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} y_\Re^{(1)}(m_R,t) \\ y_\Im^{(1)}(m_R,t) \end{bmatrix} = \sum_{m_T=1}^{M_T} \underbrace{\begin{bmatrix} h_\Re(m_T,m_R) & -h_\Im(m_T,m_R) \\ h_\Im(m_T,m_R) & h_\Re(m_T,m_R) \end{bmatrix}}_{\mathbf{H}(m_T,m_R)} \times \begin{bmatrix} x_\Re(m_T,t) \\ x_\Im(m_T,t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} w_\Re(m_R,t) \\ w_\Im(m_R,t) \end{bmatrix}. \tag{5.12}$$

Nous pouvons aussi exprimer directement les parties réelles et les parties imaginaires des $(M_R \times T)$ symboles reçus dans le vecteur $\mathbf{y}^{(1)}$ de taille $[2M_R T \times 1]$, par :

$$\mathbf{y}^{(1)} = \underline{\underline{\mathbf{H}}}\ \underline{\mathbf{P}}\ \mathbf{x} + \mathbf{w}', \tag{5.13}$$

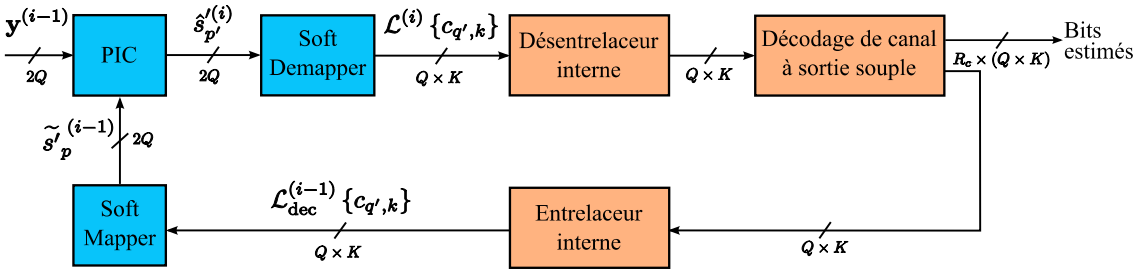


FIG. 5.7 – Schéma du récepteur MIMO itératif avec annuleur d'interférences parallèle

avec $\underline{\mathbf{P}} = \text{diag}\{\mathbf{P}_1 \dots \mathbf{P}_{m_T} \dots \mathbf{P}_{M_T}\}$ matrice diagonale de taille $[2M_T T \times 2M_T T]$ où $\mathbf{P}_{m_T} = \text{diag}\left\{\sqrt{P_{m_T}} \dots \sqrt{P_{m_T}}\right\}$ est de taille $[2T \times 2T]$, et

$$\underline{\underline{\mathbf{H}}} = \begin{bmatrix} \underline{\mathbf{H}}(1,1) & \cdots & \cdots & \cdots & \underline{\mathbf{H}}(M_T,1) \\ \vdots & \ddots & & & \vdots \\ \vdots & & \underline{\mathbf{H}}(m_T,m_R) & & \vdots \\ \vdots & & & \ddots & \vdots \\ \underline{\mathbf{H}}(1,M_R) & \cdots & \cdots & \cdots & \underline{\mathbf{H}}(M_T,M_R) \end{bmatrix} \tag{5.14}$$

matrice de taille $[2M_R T \times 2M_T T]$ des parties réelles et des parties imaginaires des cœfficients de canal où

$$\underline{\mathbf{H}}(m_T,m_R) = \begin{bmatrix} \mathbf{H}(m_T,m_R) & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & \ddots & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & 0 \\ 0 & \cdots & 0 & \mathbf{H}(m_T,m_R) \end{bmatrix} \tag{5.15}$$

est une matrice de taille $[2T \times 2T]$. Afin de simplifier les calculs, nous définissons la matrice des parties réelles et des parties imaginaires des cœfficients de canal équivalent de taille $[2M_R T \times 2Q]$ par $\underline{\underline{\mathbf{H}}}_{\text{eq}} = \underline{\underline{\mathbf{H}}}\,\underline{\mathbf{P}}\,\underline{\mathbf{F}}$. Ainsi, nous pouvons directement exprimer le vecteur de symboles reçus $\mathbf{y}^{(1)}$ en fonction du vecteur de symboles de données émis $\mathbf{s}'$, par :

$$\mathbf{y}^{(1)} = \underline{\underline{\mathbf{H}}}_{\text{eq}}\,\mathbf{s}' + \mathbf{w}'. \tag{5.16}$$

5.3.3 Egalisation MMSE

Lors de la première itération ($i = 1$), nous n'avons pas d'information *a priori* sur les symboles émis. Nous ne pouvons donc pas effectuer d'annulation d'interférences. Une méthode simple pour détecter les symboles de données à la première itération, proposée pour la première fois dans [88], consiste à égaliser directement les symboles reçus à l'aide des cœfficients de canal équivalent estimés. Dans cette étude, nous considérons une estimation de canal parfaite. Si l'opération d'égalisation est réalisée selon le critère MMSE, le vecteur

de taille $[2Q \times 1]$ des parties réelles et des parties imaginaires des symboles égalisés à la i-ème itération s'écrit :

$$\mathbf{s}_{\text{eg}}^{(i)} = \underline{\underline{\mathbf{H}}}_{\text{eq}}^{\text{H}} \left(\underline{\underline{\mathbf{H}}}_{\text{eq}} \underline{\underline{\mathbf{H}}}_{\text{eq}}^{\text{H}} + \frac{\sigma_w^2}{2} I \right)^{-1} \mathbf{y}^{(i)}, \tag{5.17}$$

où σ_w^2 représente la puissance du bruit AWGN subi par les symboles complexes reçus $y^{(i)}(m_R, t)$ et I la matrice identité de taille $[2M_R T \times 2M_R T]$. Dans cette équation, la variance σ_w^2 est divisée par 2 car chaque terme du vecteur $\mathbf{y}^{(i)}$ ne désigne que la partie réelle $y_{\Re}^{(i)}(m_R, t)$ ou la partie imaginaire $y_{\Im}^{(i)}(m_R, t)$ d'un symbole complexe injecté à l'entrée de l'égaliseur. A l'aide des équations (5.16) et (5.17), nous pouvons développer l'expression de chaque terme du vecteur $\mathbf{s}_{\text{eg}}^{(i)}$ par :

$$\begin{aligned} s_{p',\text{eg}}^{(i)} = & \underbrace{\mathbf{h}_{\text{eq},p'}^{\text{H}} \left(\underline{\underline{\mathbf{H}}}_{\text{eq}} \underline{\underline{\mathbf{H}}}_{\text{eq}}^{\text{H}} + \frac{\sigma_w^2}{2} I \right)^{-1} \mathbf{h}_{\text{eq},p'}}_{\rho_{p'}} \; s'_{p'} + \sum_{\substack{p=1 \\ p \neq p'}}^{2Q} \underbrace{\mathbf{h}_{\text{eq},p'}^{\text{H}} \left(\underline{\underline{\mathbf{H}}}_{\text{eq}} \underline{\underline{\mathbf{H}}}_{\text{eq}}^{\text{H}} + \frac{\sigma_w^2}{2} I \right)^{-1} \mathbf{h}_{\text{eq},p}}_{\rho_p} \; s'_p \\ & + \underbrace{\mathbf{h}_{\text{eq},p'}^{\text{H}} \left(\underline{\underline{\mathbf{H}}}_{\text{eq}} \underline{\underline{\mathbf{H}}}_{\text{eq}}^{\text{H}} + \frac{\sigma_w^2}{2} I \right)^{-1}}_{\gamma_{p'}} w'_{p'}, \end{aligned} \tag{5.18}$$

avec $\mathbf{h}_{\text{eq},p}$ la p-ième colonne de la matrice $\underline{\underline{\mathbf{H}}}_{\text{eq}}$ et w'_p la partie réelle du $\left(\frac{p+1}{2}\right)$-ième échantillon de bruit AWGN si p est impair ou la partie imaginaire du $\left(\frac{p}{2}\right)$-ième échantillon de bruit AWGN si p est pair. Les éléments du vecteur $\mathbf{h}_{\text{eq},p}$ de taille $[2M_R T \times 1]$ représentent les parties réelles et les parties imaginaires des cœfficients de canal équivalent subis par le terme s'_p. D'après l'équation précédente, nous remarquons que chaque terme obtenu après égalisation MMSE nécessite d'être normalisé par le cœfficient $\rho_{p'}$ pour détecter le symbole $s'_{p'}$. Finalement, les parties réelles et les parties imaginaires des symboles de données estimés après égalisation MMSE s'expriment :

$$\hat{s}_{p'}^{\prime(i)} = \frac{s_{p',\text{eg}}^{(i)}}{\rho_{p'}} = s'_{p'} + \sum_{\substack{p=1 \\ p \neq p'}}^{2Q} \frac{\rho_p}{\rho_{p'}} \, s'_p + \frac{\gamma_{p'}}{\rho_{p'}} \, w'_{p'}. \tag{5.19}$$

Le deuxième terme représente l'interférence entre antennes (IAI). Plus précisemment, il s'agit de l'interférence en provenance des $(Q-1)$ autres symboles de données $s_{q \neq q'}$ causée par la non-orthogonalité du code STBC. Notons que sans avoir à modifier les équations (5.18) et (5.19), nous pourrions aussi modéliser d'autres types d'interférences telles que celle causée par la perte d'orthogonalité entre les voies I et Q correspondantes à la mesure de la partie réelle et de la partie imaginaire des symboles complexes reçus, ou l'interférence entre sous-porteuses (ICI pour *Inter Carrier Interference*) causée par une désynchronisation entre l'émetteur et le récepteur. Pour ce faire, il suffirait d'injecter d'autres matrices modélisant ces interférences dans l'expression de la matrice des cœfficients de canal équivalent $\underline{\underline{\mathbf{H}}}_{\text{eq}}$.

5.3.4 Conversion Maire-binaire souple

Après égalisation, une conversion souple Maire-binaire ou "symbole à bits" est réalisée à l'aide d'une fonction de *soft demapping* [41]. Cette conversion consiste à calculer une

valeur de confiance sur chacun des K bits $c_{q'}^k$ d'un symbole complexe $\hat{s}_{q'}^{(i)}$ estimé après égalisation, avec $1 \leq k \leq K$. Cette valeur de confiance se met généralement sous la forme d'un logarithme de rapport de vraisemblance (LLR pour *Logarithmic Likelihood Ratio*). Si nous ne considérons pas des symboles de données complexes à constellation tournée [90] [91] et qu'un codage de Gray est utilisé pour la fonction de *mapping* à l'émission, les valeurs de LLR $\mathcal{L}^{(i)}\left\{c_{q'}^k\right\}$ sont calculées en exploitant seulement la partie réelle $\hat{s}_{q',\Re}^{(i)}$ du symbole égalisé $\hat{s}_{q'}^{(i)}$ si k est impair, ou seulement sa partie imaginaire $\hat{s}_{q',\Im}^{(i)}$ si k est pair, selon l'équation suivante :

$$\mathcal{L}^{(i)}\left\{c_{q'}^k\right\} = \ln \frac{\Pr\left(c_{q'}^k = 1 \mid \hat{s}_{p'}^{\prime(i)}\right)}{\Pr\left(c_{q'}^k = 0 \mid \hat{s}_{p'}^{\prime(i)}\right)}, \tag{5.20}$$

avec $c_{q'}^k$ le k-ième bit constituant le q'-ième symbole complexe de données émis $s_{q'}$, $p' = (2q'-1)$ et $\hat{s}_{p'}^{\prime(i)} = \hat{s}_{(p'+1)/2,\Re}^{(i)}$ si k est impair, ou $p' = 2q'$ et $\hat{s}_{p'}^{\prime(i)} = \hat{s}_{(p'/2),\Im}^{(i)}$ si k est pair. L'expression des LLR peut être développée ainsi :

$$\begin{aligned}\mathcal{L}^{(i)}\left\{c_{q'}^k\right\} &= \ln \frac{\sum_{s'_{p'} \in \mathcal{A}_1^k} \Pr\left(s'_{p'} \mid \hat{s}_{p'}^{\prime(i)}\right)}{\sum_{s'_{p'} \in \mathcal{A}_0^k} \Pr\left(s'_{p'} \mid \hat{s}_{p'}^{\prime(i)}\right)} \\ &= \ln \frac{\sum_{s'_{p'} \in \mathcal{A}_1^k} \Pr\left(\hat{s}_{p'}^{\prime(i)} \mid s'_{p'}\right) \Pr\left(s'_{p'}\right)}{\sum_{s'_{p'} \in \mathcal{A}_0^k} \Pr\left(\hat{s}_{p'}^{\prime(i)} \mid s'_{p'}\right) \Pr\left(s'_{p'}\right)}\end{aligned} \tag{5.21}$$

où $\mathcal{A}_0^k$ et $\mathcal{A}_1^k$ représentent le sous-espace de la constellation $\mathcal{A}$ pour lequel le k-ième bit vaut 0 et 1 respectivement. En considérant une équiprobabilité d'émission de chaque symbole complexe de la constellation, cette équation peut être simplifiée ainsi :

$$\mathcal{L}^{(i)}\left\{c_{q'}^k\right\} = \ln \frac{\sum_{s'_{p'} \in \mathcal{A}_1^k} \Pr\left(\hat{s}_{p'}^{\prime(i)} \mid s'_{p'}\right)}{\sum_{s'_{p'} \in \mathcal{A}_0^k} \Pr\left(\hat{s}_{p'}^{\prime(i)} \mid s'_{p'}\right)}. \tag{5.22}$$

Aussi, nous supposons que l'IAI affectant chaque symbole égalisé $\hat{s}_{p'}^{\prime(i)}$ et relative au second terme de l'équation (5.19) suit une distribution gaussienne de moyenne nulle. Ceci nous permet d'exprimer la probabilité d'estimer le symbole $\hat{s}_{p'}^{\prime(i)}$ après égalisation MMSE dans le cas où le symbole de données émis est $s_{p'}$, par :

$$\Pr\left(\hat{s}_{p'}^{\prime(i)} \mid s'_{p'}\right) = \exp\left\{-\frac{\left|\hat{s}_{p'}^{\prime(i)} - s'_{p'}\right|^2}{2\sigma_t^2}\right\}, \tag{5.23}$$

où $\sigma_t^2 = (\sigma_{\text{IAI}}^2 + \sigma_{w,\text{eg}}^2)$ représente la somme de la puissance de l'IAI σ_{IAI}^2 avec celle du bruit AWGN après égalisation MMSE $\sigma_{w,\text{eg}}^2$ subi par les parties réelles $\hat{s}_{q',\Re}^{(i)}$ et les parties imaginaires $\hat{s}_{q',\Im}^{(i)}$ des symboles complexes estimés après égalisation MMSE. En injectant

l'équation (5.23) dans l'équation (5.22) et en utilisant l'approximation max-log définie par :

$$\ln\left(\sum_{n}\exp\left(x_n\right)\right) \approx \max_{n}\left(x_n\right), \tag{5.24}$$

l'expression des LLR peut finalement s'écrire :

$$\begin{aligned}\mathcal{L}^{(i)}\left\{c_{q'}^{k}\right\} &\approx \max_{s'_{p'}\in\mathcal{A}_1^k}\left(-\frac{\left|\hat{s}_{p'}^{\prime(i)}-s'_{p'}\right|^2}{2\sigma_t^2}\right)+\max_{s'_{p'}\in\mathcal{A}_0^k}\left(-\frac{\left|\hat{s}_{p'}^{\prime(i)}-s'_{p'}\right|^2}{2\sigma_t^2}\right)\\ &\approx \frac{1}{2\sigma_t^2}\left(\min_{s'_{p'}\in\mathcal{A}_0^k}\left|\hat{s}_{p'}^{\prime(i)}-s'_{p'}\right|^2-\min_{s'_{p'}\in\mathcal{A}_1^k}\left|\hat{s}_{p'}^{\prime(i)}-s'_{p'}\right|^2\right).\end{aligned} \tag{5.25}$$

Calcul de la variance du bruit total

Afin d'établir l'expression de la variance du bruit total σ_t^2 subi par les parties réelles et les parties imaginaires $\hat{s}_{p'}^{\prime(i)}$ des symboles estimés après égalisation MMSE, développons tout d'abord l'expression de la variance de l'IAI σ_{IAI}^2. En exploitant le second terme de l'équation (5.19) correspondant à l'IAI, nous pouvons exprimer la puissance de l'IAI par :

$$\begin{aligned}\sigma_{\text{IAI}}^2 &= \mathrm{E}\left\{\sum_{\substack{p_1=1\\p_1\neq p'_1}}^{2Q}\rho_{p_1}s'_{p_1}\times\sum_{\substack{p_2=1\\p_2\neq p'_2}}^{2Q}\rho_{p_2}^{*}\left(s'_{p_2}\right)^{*}\right\}\\ &= \sum_{\substack{p_1=1\\p_1\neq p'_1}}^{2Q}\sum_{\substack{p_2=1\\p_2\neq p'_2}}^{2Q}\mathrm{E}\left\{\rho_{p_1}s'_{p_1}\times\rho_{p_2}^{*}\left(s'_{p_2}\right)^{*}\right\}.\end{aligned} \tag{5.26}$$

Les facteurs de normalisation ρ_p sont déterministes. Ils sont donc égaux à leur espérance, et :

$$\sigma_{\text{IAI}}^2 = \sum_{\substack{p_1=1\\p_1\neq p'_1}}^{2Q}\sum_{\substack{p_2=1\\p_2\neq p'_2}}^{2Q}\rho_{p_1}\,\rho_{p_2}^{*}\,\mathrm{E}\left\{s'_{p_1}\left(s'_{p_2}\right)^{*}\right\}. \tag{5.27}$$

Aussi, les symboles de données émis sont indépendants entre eux, ce qui implique : $\mathrm{E}\left\{s'_{p_1}\left(s'_{p_2}\right)^{*}\right\}=0$ si $p_1\neq p_2$, et donc :

$$\sigma_{\text{IAI}}^2 = \sum_{\substack{p=1\\p\neq p'}}^{2Q}\left|\rho_p\right|^2\,\mathrm{E}\left\{\left|s'_p\right|^2\right\}. \tag{5.28}$$

En considérant que les symboles complexes de données sont normalisées en puissance à l'émission, le terme $\mathrm{E}\left\{\left|s'_p\right|^2\right\}$ vaut $(1/2)$ puisque s'_p ne représente que la partie réelle ou la

partie imaginaire d'un symbole de données s_q. Finalement, la variance de l'IAI s'exprime :

$$\sigma^2_{\text{IAI}} = \frac{1}{2} \sum_{\substack{p=1 \\ p \neq p'}}^{2Q} |\rho_p|^2 . \tag{5.29}$$

En exploitant à nouveau l'équation (5.19), la variance du bruit AWGN après l'opération d'égalisation MMSE peut s'écrire :

$$\sigma^2_{w,\text{eg}} = \text{E}\left\{ \left| \frac{\gamma_{p'}}{\rho_{p'}} \right|^2 \left| w'_{p'} \right|^2 \right\} . \tag{5.30}$$

Les termes $\gamma_{p'}$ et $\rho_{p'}$ sont déterministes et sont donc égaux à leur espérance. La variance du terme $w'_{p'}$ qui en résulte vaut la moitié de la variance du bruit AWGN σ^2_w puisque $w'_{p'}$ ne désigne que la partie réelle ou la partie imaginaire d'un échantillon de bruit AWGN $w_{q'}$. De là, la variance du bruit AWGN après égalisation MMSE s'exprime :

$$\sigma^2_{w,\text{eg}} = \left| \frac{\gamma_{p'}}{\rho_{p'}} \right|^2 \frac{\sigma^2_w}{2} . \tag{5.31}$$

Au final, en combinant les équations (5.29) et (5.31), le terme de la puissance du bruit total σ^2_t subi par les parties réelles et les parties imaginaires des symboles estimés après égalisation MMSE et présent dans l'expression des LLR $\mathcal{L}^{(i)}\left\{c^k_{q'}\right\}$ calculés par le *soft demapper*, relative à l'équation (5.25), peut s'exprimer :

$$\sigma^2_t = \frac{1}{2} \left(\sum_{\substack{p=1 \\ p \neq p'}}^{2Q} |\rho_p|^2 + \left| \frac{\gamma_{p'}}{\rho_{p'}} \right|^2 \sigma^2_w \right) . \tag{5.32}$$

Remarquons que la fonction de *soft demapping* nécessite la connaissance des cœfficients ρ_p et $\gamma_{p'}$ qui sont calculés à partir des cœfficients de canal équivalent estimés.

5.3.5 Décodage de canal à entrée et sortie souples

Les valeurs de LLR $\mathcal{L}^{(i)}\left\{c^k_q\right\}$ fournies par le *soft demapper* sont ensuite désentrelacées avant d'être traitées par un décodeur de canal à sortie souple (SOVA pour *Soft Output Viterbi Algorithm*) [92] [93]. Ce décodeur de canal basé sur l'algorithme de Viterbi calcule de nouvelles valeurs de LLR $\mathcal{L}^{(i)}_{\text{dec}}\left\{c^k_q\right\}$ en prenant en compte la structure du treillis. Ces valeurs de LLR vont permettre de mieux estimer les symboles de données s_q que les valeurs de LLR calculées par le *soft demapper* puisqu'elles ont bénéficié des capacités correctrices du décodeur de canal SOVA. Ces nouvelles valeurs de LLR sont ensuite entrelacées de la même façon que les bits codés à l'émission, puis injectées dans un convertisseur "bits à symbole" à sortie souple aussi appelé *soft mapper*. L'algorithme du décodeur de canal à sortie souple étant totalement indépendant de la modulation et du schéma MIMO utilisés, nous ne discutons pas de son fonctionnement dans ce manuscrit.

5.3.6 Conversion binaire-Maire souple

Le convertisseur binaire-Maire souple ou la fonction de *soft mapping* permet d'effectuer l'opération inverse à celle du convertisseur Maire-binaire souple ou fonction de *soft demapping*. En effet, cette opération consiste à reconstruire un symbole complexe souple $\widetilde{s}_q^{(i)}$ à partir des K valeurs de LLR $\mathcal{L}_{\text{dec}}^{(i)}\left\{c_q^k\right\}$ entrelacées et fournies par le décodeur de canal SOVA.

L'estimé souple $\widetilde{s}_q^{(i)}$ du symbole complexe de données s_q est mathématiquement défini comme l'espérance de s_q conditionnée par l'ensemble des valeurs de LLR le constituant :

$$\widetilde{s}_q^{(i)} = \mathrm{E}\left\{s_q \mid \mathcal{L}_{\text{dec}}\left\{c_q^1\right\}, \ldots, \mathcal{L}_{\text{dec}}\left\{c_q^K\right\}\right\}. \tag{5.33}$$

Pour développer son expression, il est nécessaire d'exprimer les probabilités $\mathrm{Pr}^{(i)}\left(\hat{c}_q^k = 0\right)$ et $\mathrm{Pr}^{(i)}\left(\hat{c}_q^k = 1\right)$ d'avoir estimé le bit c_q^k égal à 0 et à 1 respectivement. Elles sont calculées à partir des valeurs de LLR $\mathcal{L}_{\text{dec}}^{(i)}\left\{c_q^k\right\}$ et sont définies par :

$$\mathrm{Pr}^{(i)}\left(\hat{c}_q^k = 1\right) = \frac{\exp\left(\mathcal{L}_{\text{dec}}^{(i)}\left\{c_q^k\right\}\right)}{1 + \exp\left(\mathcal{L}_{\text{dec}}^{(i)}\left\{c_q^k\right\}\right)} \tag{5.34}$$

$$\text{et } \mathrm{Pr}^{(i)}\left(\hat{c}_q^k = 0\right) = 1 - \mathrm{Pr}^{(i)}\left(c_q^k = 1\right). \tag{5.35}$$

De là, nous pouvons exprimer la probabilité *a posteriori* pour que le symbole complexe estimé $\widetilde{s}_q^{(i)}$ après décodage de canal soit égal à s, par :

$$\mathrm{Pr}\left(\widetilde{s}_q^{(i)} = s\right) = \prod_{s:[c^1,\ldots,c^K]} \mathrm{Pr}\left(\hat{c}_q^k = c^k\right), \tag{5.36}$$

où $s : \left[c^1, \ldots, c^K\right]$ désigne l'ensemble des bits constituant le symbole s. A partir de cette équation, nous pouvons finalement exprimer les symboles estimés par le *soft mapper* à la i-ème itération par :

$$\widetilde{s}_q^{(i)} = \sum_{s \in \mathcal{A}} s \, \mathrm{Pr}\left(\widetilde{s}_q^{(i)} = s\right), \tag{5.37}$$

où $\mathcal{A}$ représente l'ensemble des symboles complexes de la constellation. Afin de rester cohérent avec le développement analytique effectué dans les paragraphes précédents, nous définissons la partie réelle du symbole estimé après décodage de canal par $\widetilde{s'}_{2q-1}^{(i)} = \widetilde{s}_{q,\Re}^{(i)}$ et sa partie imaginaire par $\widetilde{s'}_{2q}^{(i)} = \widetilde{s}_{q,\Im}^{(i)}$. Nous définissons aussi le vecteur $\widetilde{\mathbf{s}'}^{(i)}$ de taille $[2Q \times 1]$ dont les éléments sont les parties réelles et les parties imaginaires $\widetilde{s'}_p^{(i)}$ des Q symboles complexes de données estimés par la fonction de *soft mapping*.

5.3.7 Annulation souple d'interférences avec information *a priori*

L'interférence subie par les parties réelles et les parties imaginaires $s'_{p'}$ des symboles de données peut enfin être supprimée à l'aide des symboles $\widetilde{s'}_p^{(i-1)}$ estimés par le *soft mapper*.

Pour ce faire, nous avons choisi d'utiliser un annuleur d'interférences parallèle (PIC pour *Parallel Interference Cancellation*). D'après l'équation (5.19), chaque terme utile $s'_{p'}$ subit de l'IAI en provenance des $(2Q-1)$ autres termes $s'_{p\neq p'}$. Nous regroupons ces termes d'interférences dans le vecteur $\widetilde{\mathbf{s}'}_{p'}^{(i-1)}$ de taille $[(2Q-1)\times 1]$ correspondant au vecteur $\widetilde{\mathbf{s}'}^{(i-1)}$ privé de son p'-ième élément $\widetilde{s'}_{p'}^{(i-1)}$. De là, nous pouvons exprimer le vecteur $\mathbf{y}_{p'}^{(i)}$ de taille $[2M_RT\times 1]$ obtenu à l'itération suivante après la suppression d'interférences, par :

$$\mathbf{y}_{p'}^{(i)} = \mathbf{y}^{(i-1)} - \underline{\underline{\mathbf{H}}}_{\mathrm{eq},p'}\,\widetilde{\mathbf{s}'}_{p'}^{(i-1)}, \tag{5.38}$$

avec $\underline{\underline{\mathbf{H}}}_{\mathrm{eq},p'}$ la matrice des cœfficients de canal équivalent $\underline{\underline{\mathbf{H}}}_{\mathrm{eq}}$ privée de sa p'-ième colonne et $i\geq 2$ car il n'y a pas d'opération d'annulation d'interférences à la première itération. Le vecteur $\mathbf{y}_{p'}^{(i)}$ est exploitable pour l'estimation du terme $s'_{p'}$ seulement. Cette estimation est réalisée de la même manière qu'à la première itération, à l'aide d'une égalisation MMSE modélisée par l'équation (5.17).

Remarquons que nous pourrions directement exploiter les symboles estimés $\hat{s}_p'^{(i)}$ après égalisation pour l'annulation d'interférences. D'ailleurs, cette solution est moins complexe puisqu'elle ne nécessite ni de sortie souple au décodeur de canal, ni d'entrelaceur en réception. Cependant, les symboles estimés $\hat{s}_p'^{(i)}$ sont moins fiables que ceux estimés à la sortie du *soft mapper* puisque ces derniers ont été obtenus après correction d'erreurs à l'aide du décodeur de canal SOVA. Ainsi, l'opération d'annulation d'interférences est plus efficace puisqu'elle bénéficie d'une meilleure estimation des termes d'interférences.

5.4 Performances de différents codes STBC distribués dans un contexte SFN

5.4.1 Motivations

L'un des principaux objectifs des futurs systèmes de TV numérique est l'augmentation du débit utile et de l'efficacité spectrale. Pour ce faire, la solution la plus évidente consiste à exploiter des codes STBC dont le rendement est supérieur à 1. C'est pourquoi, nous proposons dans ce paragraphe d'analyser les performances du Golden code [52] [53] dans un contexte SFN. Nous rappelons que ce code STBC non-orthogonal à $M_T=2$ antennes d'émission est défini par la matrice d'encodage suivante :

$$\mathbf{X} = \frac{1}{\sqrt{5}}\begin{bmatrix} \beta\left(s_1+\theta s_2\right) & \beta\left(s_3+\theta s_4\right) \\ j\bar{\beta}\left(s_3+\bar{\theta}s_4\right) & \bar{\beta}\left(s_1+\theta s_2\right)\end{bmatrix}, \tag{5.39}$$

avec $\theta=\frac{1+\sqrt{5}}{2}$, $\bar{\theta}=1-\theta$, $\beta=1+j\left(1-\theta\right)$ et $\bar{\theta}=1+j\left(1-\bar{\theta}\right)$. Chaque bloc de symboles codés est généré à partir de $Q=4$ symboles de données s_q et transmis durant $T=2$ symboles OFDM. Son rendement est donc égal à $R_{\mathrm{GC}}=(Q/T)=2$, ce qui permet de doubler le débit utile et l'efficacité spectrale du système par rapport au schéma SISO et au schéma Alamouti.

TAB. 5.2 – Paramètres de simulation

Bande passante	8 MHz
Taille de la FFT	$N = 2048$ échantillons
Taille de l'intervalle de garde	$\Delta = N/4$, soit 512 échantillons
Modèles de canaux	Rayleigh et TU6 invariants durant chaque bloc de T symboles OFDM consécutifs
Distance entre l'émetteur de référence et le récepteur : d_1	$d_1 = 5$km
Estimation de canal	parfaite par sous-porteuse
Nombre d'émetteurs ou nombre d'antennes d'émission : M_T	$M_T = 2$
Nombre d'antennes de réception : M_R	$M_R = 2$

TAB. 5.3 – Paramètres de simulation dépendant de la valeur de l'efficacité spectrale

Efficacité spectrale	Code MIMO	Constellation	Rendement du codage de canal R_c
$\eta = 2$	Alamouti	16QAM	1/2
	Golden code	QPSK	1/2
$\eta = 4$	Alamouti	64QAM	2/3
	Golden code	16QAM	1/2
$\eta = 6$	Alamouti	256QAM	3/4
	Golden code	64QAM	1/2

5.4.2 Simulations

Dans ce paragraphe, nous comparons les performances du Golden code à celles du code d'Alamouti lorsqu'ils sont distribués entre les $M_T = 2$ émetteurs d'un réseau SFN. Dans le cas du Golden code, la détection des symboles de données est effectuée à l'aide du récepteur MIMO à annuleur d'interférences itératif décrit dans le paragraphe 5.3. Il a été constaté dans [11] qu'au-delà de 3 itérations, les performances du système ne s'améliorent pas de façon significative. L'annulation d'interférences sera donc réalisée en 3 itérations pour toutes les simulations de ce chapitre où un code MIMO non-orthogonal est exploité. Dans le cas du code d'Alamouti, aucune annulation d'interférences n'est nécessaire en réception puisque ce code est orthogonal. Seule une égalisation MMSE est effectuée sur les

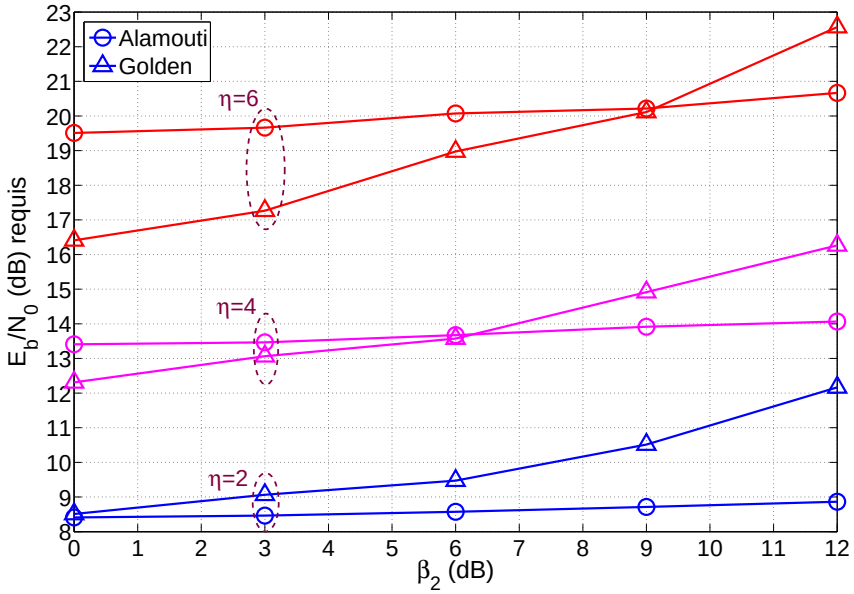


FIG. 5.8 – (E_b/N_0) requis pour obtenir un BER=10^{-4} en fonction de β_2 - Réseau SFN avec 2 sites d'émission - $M_T = 2$ et $M_R = 2$ - Code d'Alamouti et Golden code distribués entre les 2 émetteurs - Canal de Rayleigh

---

symboles reçus pour la détection des symboles de données.

Les simulations sont réalisées pour un canal de Rayleigh modélisé par des cœfficients de canal fréquentiels indépendants et identiquement distribués (i.i.d.), et sous le canal TU6 modélisé dans le domaine temporel. Nous modélisons des canaux temporellement invariants durant chaque bloc de $T = 2$ symboles OFDM. Nous ne considérons donc pas les dégradations de performances causées par un éventuel scénario mobile pour le canal TU6. Nous supposons une estimation de canal parfaite en réception et une synchronisation parfaite entre les émetteurs et le récepteur. Notons que le Golden code a été conçu pour fonctionner avec au moins deux antennes de réception. Il présente de très mauvaises performances si une seule antenne est exploitée en réception. Nous étudions donc le cas où le récepteur possède $M_R = 2$ antennes. Les paramètres de simulation sont mentionnés dans les tableaux 5.2 et 5.3. Le dernier indique la constellation des symboles de données et le rendement du codage de canal R_c utilisés en fonction du code STBC et de la valeur de l'efficacité spectrale η du système.

Les figures 5.8 et 5.9 donnent, sous le canal de Rayleigh et sous le canal TU6 respectivement, les valeurs de (E_b/N_0) nécessaires à l'obtention d'un BER égal à 10^{-4} en sortie du décodeur de Viterbi en fonction de la différence de puissance de réception $\beta_2 = P_1(\text{dB}) - P_2(\text{dB})$ des signaux en provenance des $M_T = 2$ émetteurs pour les codes Alamouti et Golden distribués et pour différentes valeurs d'efficacité spectrale η. Pour $\beta_2 = 0$dB ou lorsque le récepteur est situé à égale distance des $M_T = 2$ émetteurs, les performances du Golden code sont meilleures que celles du code d'Alamouti quels que soient

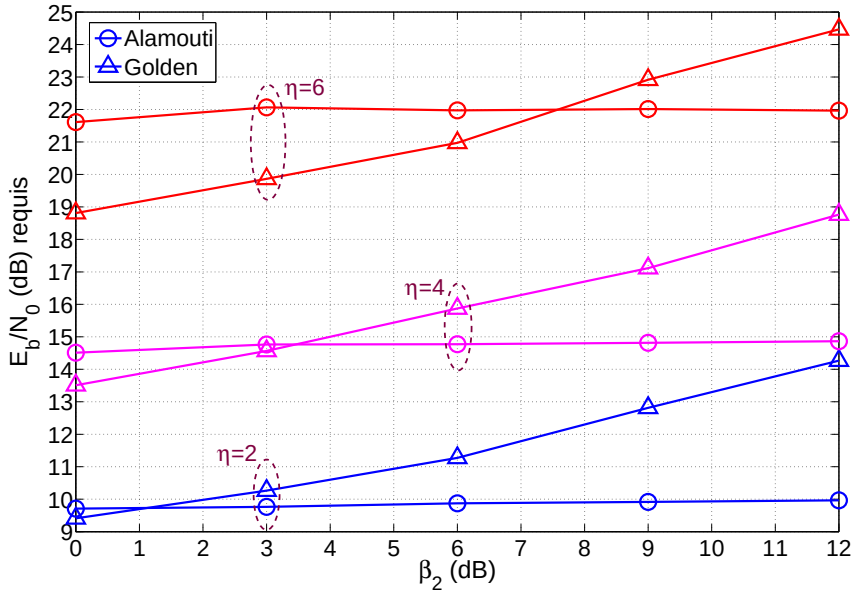


FIG. 5.9 – (E_b/N_0) requis pour obtenir un BER=10^{-4} en fonction de β_2 - Réseau SFN avec 2 sites d'émission - $M_T = 2$ et $M_R = 2$ - Code d'Alamouti et Golden code distribués entre les 2 émetteurs - Canal TU6

le modèle de canal et la valeur de l'efficacité spectrale η. Elles sont d'autant meilleures que l'efficacité spectrale η est élevée. Comme nous l'avions déjà constaté dans le paragraphe 5.2.2, les dégradations de performances du schéma Alamouti distribué avec $M_R = 2$ antennes de réception sont modérées avec l'augmentation de la différence de puissance de réception β_2. Elles n'excèdent pas 0,5dB pour le canal TU6 et 1dB pour le canal de Rayleigh. En revanche, elles sont très importantes dans le cas du Golden code. D'ailleurs, au-delà d'une certaine valeur de β_2, les performances du Golden code distribué sont moins bonnes que celles du schéma Alamouti distribué. En fonction du gain de performances apporté par le Golden code par rapport au code d'Alamouti pour $\beta_2 = 0$dB, les performances du schéma Alamouti distribué deviennent meilleures que celles du Golden code à partir d'une valeur de β_2 plus ou moins élevée. Par exemple, sous le canal TU6, le gain apporté par le Golden code par rapport au schéma Alamouti est d'environ 1dB pour une efficacité spectrale $\eta = 4$ et $\beta_2 = 0$dB. Les performances du code d'Alamouti surpassent celles du Golden code pour une valeur de β_2 supérieure à 3,5dB. Pour une efficacité spectrale $\eta = 6$, elles les surpassent seulement à partir d'une valeur de β_2 supérieure à 7,5dB (>3,5dB). Ceci est dû au fait que le gain apporté par le Golden code pour $\beta_2 = 0$dB est de presque 3dB (>1dB) pour $\eta = 6$, ce qui est plus important que dans le cas où $\eta = 4$.

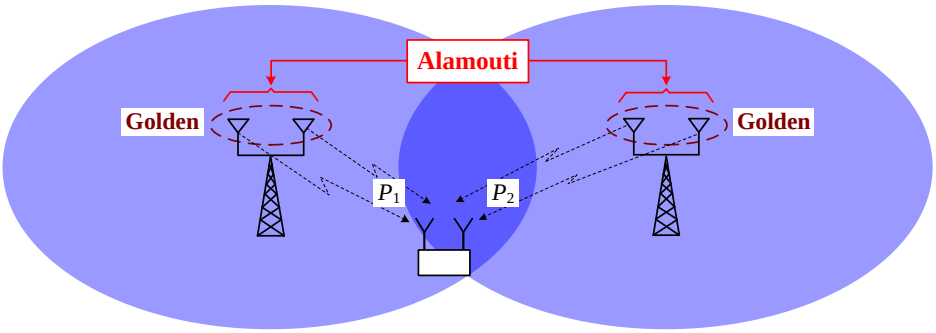


FIG. 5.10 – Schéma STSBC ou MIMO 3D distribué combinant le code d'Alamouti avec le Golden code - Réseau SFN avec 2 sites d'émission - $M_T^{(1)} = 2$ émetteurs et $M_T^{(2)} = 2$ antennes par émetteur

5.5 Schéma STSBC ou MIMO 3D dans un contexte SFN à 2 sites d'émission

5.5.1 Principes

D'après l'analyse réalisée dans le paragraphe précédent, lors de la mise en œuvre d'un schéma MIMO en bloc distribué entre les $M_T = 2$ émetteurs d'un réseau SFN, il est plus judicieux d'exploiter le Golden code que le code d'Alamouti si la différence de puissance de réception β_2 n'excède pas une certaine valeur dépendante de l'efficacité spectrale du système. A l'inverse, au-delà de cette valeur, c'est le code d'Alamouti qui est le plus adapté. Dans le cas d'une réception mobile, la position du récepteur évolue constamment par rapport à celles des émetteurs. Par conséquent, la différence de puissance de réception β_2 varie. Afin de bénéficier des avantages du code d'Alamouti et du Golden code quelle que soit la valeur de β_2, il a été proposé dans [12] de les combiner. Cette combinaison a abouti à la conception d'un schéma MIMO distribué innovant qui a la particularité d'être structuré en deux niveaux de codage espace-temps.

Les puissances de réception des signaux transmis par les deux émetteurs peuvent beaucoup différer en pratique. Il y a donc tout intérêt à distribuer le code d'Alamouti entre les émetteurs. Aussi, en utilisant plusieurs antennes par émetteur, nous pouvons exploiter un second code espace-temps localement sur chaque émetteur. En pratique, les différences entre les distances séparant le récepteur des antennes d'un même émetteur sont négligeables. Les puissances de réception des signaux transmis par les différentes antennes d'un même émetteur peuvent donc être considérées comme égales. Si chaque émetteur possède deux antennes, il est donc intéressant d'appliquer le Golden code sur ces dernières. La figure 5.10 illustre le schéma MIMO distribué ainsi obtenu. Nous définissons $M_T^{(1)}$ le nombre d'antennes par émetteur sur lesquelles est appliqué le premier niveau d'encodage MIMO relatif au Golden code et $M_T^{(2)}$ le nombre d'émetteurs sur lesquels est distribué le deuxième niveau d'encodage MIMO relatif au code d'Alamouti. Ainsi, il y a au total $M_T = M_T^{(1)} \times M_T^{(2)} = 4$ antennes d'émission. Finalement, le codage MIMO distribué ainsi

obtenu est réalisé selon la dimension temporelle et deux dimensions spatiales distinctes : la première est locale à chaque émetteur et correspond à leurs $M_T^{(1)} = 2$ antennes, et la deuxième correspond aux $M_T^{(2)} = 2$ émetteurs ou sites d'émission. C'est la raison pour laquelle ce schéma MIMO a été nommé *Space Time Space Block Code* (STSBC) ou MIMO 3D.

Le premier niveau d'encodage nécessite $Q^{(1)} = 4$ symboles de données et le deuxième, $Q^{(2)} = 2$ symboles de données pour générer chaque bloc de symboles codés, soit au final $Q = Q^{(1)} \times Q^{(2)} = 8$ symboles de données s_q. Chaque bloc de symboles codés est transmis durant $T = T^{(1)} \times T^{(2)} = 4$ symboles OFDM. Le rendement de ce code MIMO 3D distribué est donc égal à $R_{(\mathrm{Al,GC})} = R_{\mathrm{Al}} \times R_{\mathrm{GC}} = (Q/T) = 2$. L'encodage des $Q = 8$ symboles de données s_q est effectué en deux étapes : avec le Golden code puis avec le code d'Alamouti. Tout d'abord, nous obtenons $Q^{(2)} = 2$ matrices $\mathbf{X}_1^{(1)}$ et $\mathbf{X}_2^{(1)}$ de taille $\left[M_T^{(1)} \times T^{(1)}\right]$ résultant du premier encodage des blocs de symboles de données $\{s_1, s_2, s_3, s_4\}$ et $\{s_5, s_6, s_7, s_8\}$ respectivement :

$$\mathbf{X}_1^{(1)} = \frac{1}{\sqrt{5}} \begin{bmatrix} \beta\left(s_1 + \theta s_2\right) & \beta\left(s_3 + \theta s_4\right) \\ j\bar{\beta}\left(s_3 + \bar{\theta} s_4\right) & \bar{\beta}\left(s_1 + \theta s_2\right) \end{bmatrix} \tag{5.40}$$

et

$$\mathbf{X}_2^{(1)} = \frac{1}{\sqrt{5}} \begin{bmatrix} \beta\left(s_5 + \theta s_6\right) & \beta\left(s_7 + \theta s_8\right) \\ j\bar{\beta}\left(s_7 + \bar{\theta} s_8\right) & \bar{\beta}\left(s_5 + \theta s_6\right) \end{bmatrix}. \tag{5.41}$$

Ensuite, le code d'Alamouti est appliqué sur ces $Q^{(2)} = 2$ termes. Ce deuxième encodage STBC peut être défini par une matrice $\mathbf{X}^{(2)}$ de taille $\left[\left(M_T^{(1)} \times M_T^{(2)}\right) \times \left(T^{(1)} \times T^{(2)}\right)\right]$ en fonction des matrices $\mathbf{X}_1^{(1)}$ et $\mathbf{X}_2^{(1)}$, par :

$$\mathbf{X}^{(2)} = \begin{bmatrix} \mathbf{X}_1^{(1)} & -\left(\mathbf{X}_2^{(1)}\right)^* \\ \mathbf{X}_2^{(1)} & \left(\mathbf{X}_1^{(1)}\right)^* \end{bmatrix}. \tag{5.42}$$

Finalement, d'après les équation (5.40) et (5.41), la matrice des symboles codés obtenue $\mathbf{X}^{(2)}$ peut s'exprimer en fonction des $Q = 8$ symboles de données s_q, par :

$$\mathbf{X}^{(2)} = \frac{1}{\sqrt{5}} \begin{bmatrix} \beta\left(s_1 + \theta s_2\right) & \beta\left(s_3 + \theta s_4\right) & -\beta^*\left(s_5^* + \theta s_6^*\right) & -\beta^*\left(s_7^* + \theta s_8^*\right) \\ j\bar{\beta}\left(s_3 + \bar{\theta} s_4\right) & \bar{\beta}\left(s_1 + \theta s_2\right) & j\bar{\beta}^*\left(s_7^* + \bar{\theta} s_8^*\right) & -\bar{\beta}^*\left(s_5^* + \theta s_6^*\right) \\ \beta\left(s_5 + \theta s_6\right) & \beta\left(s_7 + \theta s_8\right) & \beta^*\left(s_1^* + \theta s_2^*\right) & \beta^*\left(s_3^* + \theta s_4^*\right) \\ j\bar{\beta}\left(s_7 + \bar{\theta} s_8\right) & \bar{\beta}\left(s_5 + \theta s_6\right) & -j\bar{\beta}^*\left(s_3^* + \bar{\theta} s_4^*\right) & \bar{\beta}^*\left(s_1^* + \theta s_2^*\right) \end{bmatrix}. \tag{5.43}$$

5.5.2 Simulations

Afin de prouver l'intérêt du schéma STSBC proposé, nous comparons dans ce paragraphe ses performances à celles des schémas STBC distribués basés sur le code d'Alamouti et le Golden code dans un réseau SFN à 2 sites d'émission. Les simulations sont réalisées dans les mêmes conditions que celles du paragraphe 5.4.2. Les tableaux 5.4 et 5.5 indiquent les paramètres de simulation dont ceux dépendant de la valeur de l'efficacité spectrale η.

TAB. 5.4 – Paramètres de simulation

Bande passante	8 MHz
Taille de la FFT	$N = 2048$ échantillons
Taille de l'intervalle de garde	$\Delta = N/4$, soit 512 échantillons
Modèles de canaux	Rayleigh et TU6 invariant durant chaque bloc de T symboles OFDM consécutifs
Estimation de canal	parfaite par sous-porteuse
Nombre d'antennes par émetteur	$M_T^{(1)} = 1$ pour les schémas STBC distribués $M_T^{(1)} = 2$ pour le schéma STSBC
Nombre d'émetteurs ou de sites d'émission	$M_T^{(2)} = 2$
Nombre d'antennes de réception	$M_R = 2$

TAB. 5.5 – Paramètres de simulation dépendant de la valeur de l'efficacité spectrale

Efficacité spectrale	Schéma MIMO	Constellation	Rendement de code R_c
$\eta = 4$	Alamouti	64QAM	2/3
	Golden code	16QAM	1/2
	STSBC (Alamouti et Golden)	16QAM	1/2
$\eta = 6$	Alamouti	256QAM	3/4
	Golden code	64QAM	1/2
	STSBC (Alamouti et Golden)	64QAM	1/2

Les figures 5.11 et 5.12 donnent, respectivement sous le canal de Rayleigh et sous le canal TU6, les valeurs de (E_b/N_0) nécessaires à l'obtention d'un BER égal à 10^{-4} en sortie du décodeur de Viterbi en fonction de la différence de puissance de réception β_2 des signaux en provenance des $M_T^{(2)} = 2$ émetteurs. Il apparaît clairement que les performances du schéma MIMO 3D dominent celles des schémas STBC distribués quels que soient le modèle de canal considéré, la valeur de l'efficacité spectrale η et la différence de puissance de réception β_2.

Nous remarquons aussi que les performances du schéma STSBC et celles du schéma Alamouti distribué ont un comportement parallèle vis-à-vis des variations de la valeur de β_2. La valeur du rapport (E_b/N_0) requise augmente de façon modérée avec la croissance de la valeur de β_2 pour ces deux schémas MIMO distribués. Ceci prouve que le schéma MIMO 3D a hérité de la robustesse du code d'Alamouti vis-à-vis des fortes différences de puissance

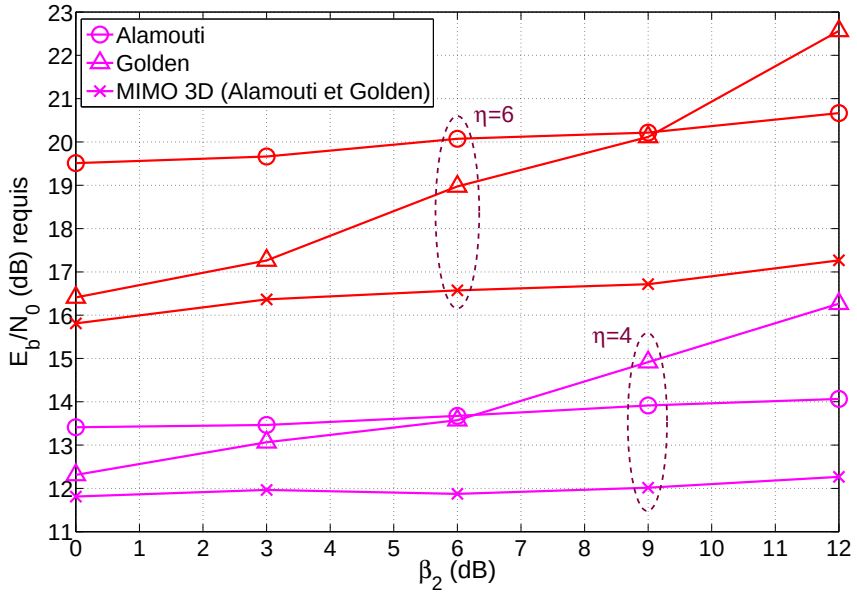


FIG. 5.11 – (E_b/N_0) requis pour obtenir un BER=10^{-4} en fonction de β_2 - Réseau SFN avec 2 sites d'émission - $M_T^{(1)} = 1$ pour les schémas STBC distribués et $M_T^{(1)} = 2$ pour le schéma STSBC - $M_T^{(2)} = 2$ émetteurs - $M_R = 2$ - Canal de Rayleigh

---

de réception. Le gain de performances apporté par le schéma STSBC par rapport au schéma Alamouti est à peu près constant pour un canal et une valeur d'efficacité spectrale donnés quelle que soit la valeur de β_2. Pour $\eta = 4$, ce gain est environ égal à 1,7dB pour les deux canaux. Il varie entre 3,5dB et 4dB pour $\eta = 6$ en fonction du canal considéré. Ce gain est principalement procuré par le Golden code appliqué localement sur chaque émetteur.

Lorsque le récepteur est situé à égale distance des deux émetteurs, c'est-à-dire pour $\beta_2 = 0$dB, le gain de performances apporté par le schéma MIMO 3D par rapport au Golden code est inférieur à 1dB quels que soient la valeur de l'efficacité spectrale et le modèle de canal considérés. Ce scénario correspond au cas où les performances du Golden code sont les meilleures. C'est également dans ce scénario où elles sont le plus proches de celles du schéma STSBC. Ce léger gain peut s'expliquer par la diversité spatiale dont bénéficie le récepteur qui est plus importante dans le cas MIMO 3D que dans le cas du Golden code distribué. Effectivement, le récepteur peut exploiter jusqu'à $\left(M_T^{(2)} \times M_R\right) = 4$ sous-canaux SISO dans le cas du Golden code et $\left(M_T^{(1)} \times M_T^{(2)} \times M_R\right) = 8$ sous-canaux SISO dans le cas du code STSBC.

Bien que ces résultats de simulation montrent que les performances du schéma STSBC ou MIMO 3D sont prépondérantes à celles des codes STBC distribués quelle que soit la valeur de β_2, nous devons tempérer ce constat pour plusieurs raisons. La principale d'entre elles est que le canal MIMO vu par le récepteur est composé de $M_T^{(1)} = 2$ fois plus de sous-canaux SISO dans le cas du système STSBC que dans le cas des systèmes STBC distribués. Effectivement, ceci peut impliquer l'insertion d'un plus grand nombre de symboles pilotes

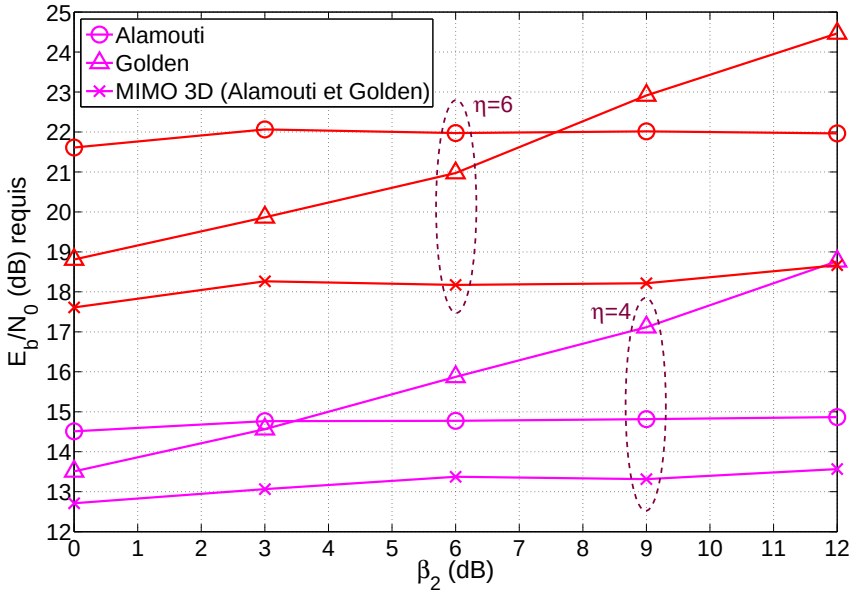


FIG. 5.12 – (E_b/N_0) requis pour obtenir un BER=10^{-4} en fonction de β_2 - Réseau SFN avec 2 sites d'émission - $M_T^{(2)} = 2$ émetteurs - $M_T^{(1)} = 1$ pour les schémas Alamouti et Golden distribués et $M_T^{(2)} = 2$ pour le schéma STSBC - $M_R = 2$ - Canal TU6

---

pour l'estimation de canal MIMO pour le système STSBC, et par conséquent, peut rehausser les valeurs de (E_b/N_0) requises. De plus, ces simulations ne prennent pas en compte les dégradations de performances causées par la mobilité. Or, le code d'Alamouti et le Golden code distribués imposent une invariance temporelle durant chaque bloc de $T = 2$ symboles OFDM tandis que le code STSBC nécessite une invariance temporelle durant des blocs de $T = T^{(1)} \times T^{(2)} = 4$ symboles OFDM, soit une durée $T^{(1)} = 2$ fois plus importante. Le schéma MIMO 3D proposé est donc plus sensible aux scénarios mobiles. Ceci dit, cet inconvénient peut être facilement résolu en appliquant l'un des deux codes constituant le schéma STSBC dans le domaine fréquentiel au lieu du domaine temporel. Le système MIMO ainsi obtenu imposerait la même invariance temporelle du canal que les schémas STBC. Néanmoins, ceci nécessiterait aussi une invariance fréquentielle du canal sur chaque bloc de deux sous-porteuses consécutives. Mais en général, l'espacement inter-porteuses est correctement dimensionné en fonction des caractéristiques du canal pour que ce dernier varie très peu sur au moins quelques sous-porteuses adjacentes. Enfin, nous devons aussi noter l'augmentation de la complexité des émetteurs puisque le nombre d'antennes y est multiplié par $M_T^{(1)} = 2$.

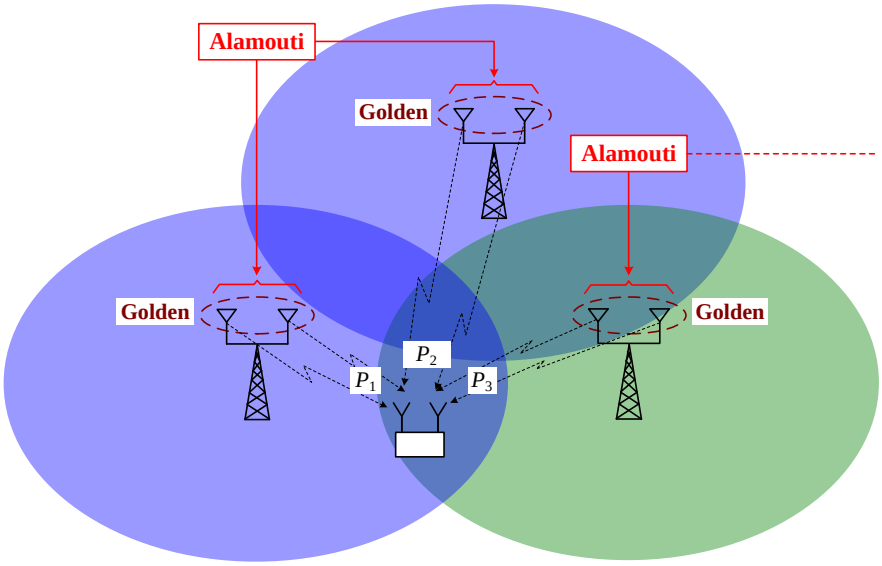


FIG. 5.13 – Schéma MIMO 3D combinant le code d'Alamouti avec le Golden code - Réseau SFN avec 3 sites d'émission - $M_T^{(1)} = 2$ antennes par émetteur, $M_T^{(2)} = 2$ émetteurs et $M_R = 2$ antennes de réception

5.6 Extension du schéma STSBC ou MIMO 3D à 3 sites d'émission

5.6.1 Problématique

Dans le cas où le récepteur reçoit des signaux en provenance de 3 différents sites d'émission et que le code MIMO 3D distribué du paragraphe 5.5.1 est exploité, l'un des émetteurs ne se comporte pas de façon coopérative avec l'un des $M_T^{(2)} = 2$ autres émetteurs sur lesquels le code MIMO 3D a été distribué comme illustré sur la figure 5.13. Plus précisément, ce troisième émetteur transmet des signaux identiques à l'un des $M_T^{(2)} = 2$ premiers émetteurs. Nous proposons donc de définir un nouveau code MIMO 3D afin qu'il soit distribué non plus entre 2 mais 3 sites d'émission comme illustré sur la figure 5.14. Pour ce faire, le code d'Alamouti doit être substitué par un code orthogonal à 3 antennes d'émission. Les premiers codes STBC orthogonaux à 3 antennes d'émission ont été proposés par V. Tarokh *et al.* dans [46] et [47]. Ils possèdent tous un rendement égal à $R_{\text{Tar}} = (3/4)$ inférieur à celui du code d'Alamouti $R_{\text{Al}} = 1$.

Comme nous l'avons précédemment expliqué dans le paragraphe 1.4.2.2, l'un de ces codes est perforé, c'est-à-dire que la matrice d'encodage MIMO le définissant possède des termes nuls. Ceci correspond à l'absence d'émission de signaux. Par conséquent, ce code STBC défini par la matrice d'encodage :

$$\mathbf{X} = \sqrt{\frac{4}{3}} \begin{bmatrix} s_1 & s_2^* & s_3^* & 0 \\ -s_2 & s_1^* & 0 & -s_3^* \\ s_3 & 0 & s_1^* & s_2^* \end{bmatrix}, \tag{5.44}$$

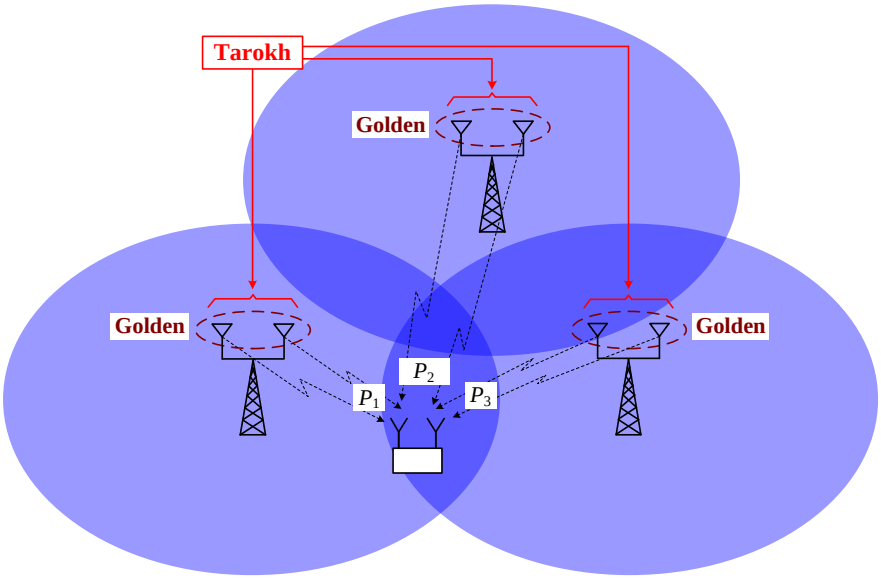


FIG. 5.14 – Schéma MIMO 3D combinant le code de Tarokh avec le Golden code - Réseau SFN avec 3 sites d'émission - $M_T^{(1)} = 2$ antennes par émetteur, $M_T^{(2)} = 3$ émetteurs et $M_R = 2$ antennes de réception

nécessite une amplification de la puissance d'émission par un facteur égal à (4/3) afin que la puissance moyenne du signal transmis durant chaque bloc de T symboles OFDM soit normalisée. En pratique, ceci a le désavantage d'impliquer un surdimensionnement de l'amplificateur de puissance par rapport au code d'Alamouti pour conserver le même rapport signal à bruit.

Pour éviter cela, nous choisissons d'exploiter un autre code de Tarokh à 3 antennes d'émission dont la matrice d'encodage définie par l'équation (1.68) n'est pas perforée. Ce code génère un bloc de $T^{(2)} = 4$ symboles codés par antenne d'émission pour chaque bloc de $Q^{(2)} = 3$ symboles de données. Si nous remplaçons le code d'Alamouti par ce code de Tarokh dans le schéma STSBC, le premier niveau d'encodage MIMO, relatif au Golden code, doit fournir $Q^{(2)} = 3$ matrices de symboles codés :

$$\mathbf{X}_1^{(1)} = \frac{1}{\sqrt{5}} \begin{bmatrix} \beta\left(s_1 + \theta s_2\right) & \beta\left(s_3 + \theta s_4\right) \\ j\bar{\beta}\left(s_3 + \bar{\theta} s_4\right) & \bar{\beta}\left(s_1 + \theta s_2\right) \end{bmatrix}, \tag{5.45}$$

$$\mathbf{X}_2^{(1)} = \frac{1}{\sqrt{5}} \begin{bmatrix} \beta\left(s_5 + \theta s_6\right) & \beta\left(s_7 + \theta s_8\right) \\ j\bar{\beta}\left(s_7 + \bar{\theta} s_8\right) & \bar{\beta}\left(s_5 + \theta s_6\right) \end{bmatrix} \tag{5.46}$$

et

$$\mathbf{X}_3^{(1)} = \frac{1}{\sqrt{5}} \begin{bmatrix} \beta\left(s_9 + \theta s_{10}\right) & \beta\left(s_{11} + \theta s_{12}\right) \\ j\bar{\beta}\left(s_{11} + \bar{\theta} s_{12}\right) & \bar{\beta}\left(s_9 + \theta s_{10}\right) \end{bmatrix} \tag{5.47}$$

TAB. 5.6 – Paramètres de simulation dépendant de la valeur de l'efficacité spectrale

Efficacité spectrale	Schéma MIMO	Constellation	Rendement de code R_c
$\eta = 4$	STSBC (Alamouti et Golden)	16QAM	1/2
	STSBC (Tarokh et Golden)	16QAM	2/3
$\eta = 6$	STSBC (Alamouti et Golden)	64QAM	1/2
	STSBC (Tarokh et Golden)	64QAM	2/3

au deuxième niveau d'encodage MIMO relatif au code de Tarokh. Ce dernier peut-être défini par la matrice :

$$\mathbf{X}^{(2)} = \begin{bmatrix} \mathbf{x}_1^{(1)} & -\left(\mathbf{x}_2^{(1)}\right)^* & \left(\mathbf{x}_3^{(1)}\right)^*/\sqrt{2} & \left(\mathbf{x}_3^{(1)}\right)^*/\sqrt{2} \\ \mathbf{x}_2^{(1)} & \left(\mathbf{x}_1^{(1)}\right)^* & \left(\mathbf{x}_3^{(1)}\right)^*/\sqrt{2} & -\left(\mathbf{x}_3^{(1)}\right)^*/\sqrt{2} \\ \mathbf{x}_3^{(1)}/\sqrt{2} & \mathbf{x}_3^{(1)}/\sqrt{2} & \left\{-\mathbf{x}_1^{(1)} - \left(\mathbf{x}_1^{(1)}\right)^* + \mathbf{x}_2^{(1)} - \left(\mathbf{x}_2^{(1)}\right)^*\right\}/2 & \left\{\mathbf{x}_2^{(1)} + \left(\mathbf{x}_2^{(1)}\right)^* + \mathbf{x}_1^{(1)} - \left(\mathbf{x}_1^{(1)}\right)^*\right\}/2 \end{bmatrix} \tag{5.48}$$

Finalement, ce code MIMO 3D obtenu par la combinaison d'un code de Tarokh avec le Golden code génère un bloc de $\left(T^{(1)} \times T^{(2)}\right) = 2 \times 4 = 8$ symboles codés par antenne d'émission pour chaque bloc de $\left(Q^{(1)} \times Q^{(2)}\right) = 2 \times 3 = 6$ symboles de données s_q. Son rendement est donc égal à $R_{\text{Tar,GC}} = R_{\text{Tar}} \times R_{\text{GC}} = \left(Q^{(1)} \times Q^{(2)}\right) / \left(T^{(1)} \times T^{(2)}\right) = 3/2$. Nous rappelons que le code MIMO 3D exploitant le code d'Alamouti pour le deuxième niveau d'encodage a un rendement égal à $R_{\text{Al,GC}} = 2 > R_{\text{Tar,GC}}$. Par conséquent, pour une valeur d'efficacité spectrale η donnée (égale au produit entre le nombre de bits par symboles de données, le rendement du codage de canal R_c et le rendement du code MIMO), le code MIMO 3D exploitant un code de Tarokh requiert un rendement de codage de canal R_c plus élevé que celui basé sur le code d'Alamouti comme le montre le tableau 5.6. En d'autres termes, pour une même valeur d'efficacité spectrale η, le système exploitant le schéma MIMO 3D basé sur le code de Tarokh bénéficie d'un décodage de canal moins performant que celui exploitant le schéma MIMO 3D basé sur le code d'Alamouti. Néanmoins, le schéma MIMO 3D basé sur le code de Tarokh peut profiter d'une meilleure diversité spatiale d'émission puisqu'il est distribué sur un plus grand nombre d'émetteurs. Nous pouvons nous interroger sur le gain de performances apporté par cette augmentation de la diversité spatiale d'émission : est-elle suffisante pour compenser la réduction de performances causée par l'augmentation du rendement de codage de canal R_c par rapport au schéma MIMO 3D basé sur le code d'Alamouti ?

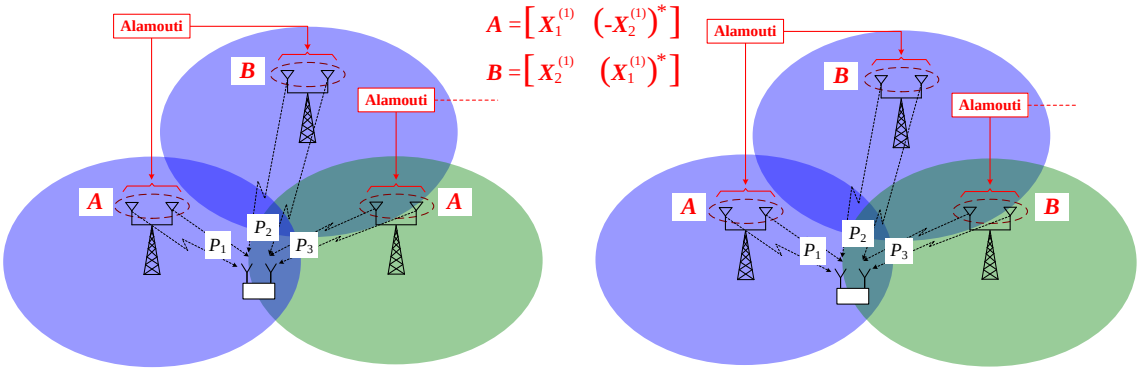


FIG. 5.15 – Configurations possibles du schéma STSBC basé sur le code d'Alamouti distribué entre $M_T^{(2)} = 2$ émetteurs dans un contexte SFN à 3 sites d'émission

5.6.2 Scénarios possibles pour un schéma MIMO 3D distribué entre 2 émetteurs dans un réseau SFN à 3 sites d'émission

Dans le cas d'un réseau SFN à 3 sites d'émission, nous rappelons que si un schéma STSBC distribué entre $M_T^{(2)} = 2$ émetteurs est exploité, le troisième émetteur transmet des signaux identiques à l'un des deux premiers émetteurs. Plusieurs scénarios doivent être considérés dans cette situation. Tout d'abord, rappelons l'expression de la matrice d'encodage $\mathbf{X}^{(2)}$ du code STSBC basé sur le code d'Alamouti :

$$\mathbf{X}^{(2)} = \begin{bmatrix} \mathbf{X}_1^{(1)} & -\left(\mathbf{X}_2^{(1)}\right)^* \\ \mathbf{X}_2^{(1)} & \left(\mathbf{X}_1^{(1)}\right)^* \end{bmatrix}. \tag{5.49}$$

Nous définissons les matrices $\mathbf{A} = \begin{bmatrix} \mathbf{X}_1^{(1)} & -\left(\mathbf{X}_2^{(1)}\right)^* \end{bmatrix}$ et $\mathbf{B} = \begin{bmatrix} \mathbf{X}_2^{(1)} & \left(\mathbf{X}_1^{(1)}\right)^* \end{bmatrix}$ comme les matrices des symboles transmis par le premier émetteur ($m_T^{(2)} = 1$) et le deuxième émetteur ($m_T^{(2)} = 2$) respectivement. Le troisième émetteur, non coopératif, transmet des signaux identiques à l'un des deux premiers émetteurs. Deux scénarios peuvent donc être envisagés. Le premier correspond au cas où le signal transmis par le troisième émetteur est identique à celui du premier émetteur ($m_T^{(2)} = 1$) et le deuxième, au cas où il est identique à celui du deuxième émetteur ($m_T^{(2)} = 2$). La figure 5.15 illustre ces deux cas de figure. Dans la suite, nous nommons ces deux scénarios : ABA et ABB.

5.6.3 Simulations

Dans ce paragraphe, nous comparons les performances du schéma MIMO 3D basé sur le code d'Alamouti à celles du schéma MIMO 3D basé sur le code de Tarokh dans un contexte SFN à 3 sites d'émission. Les simulations sont réalisées sous le canal TU6. Similairement aux précédentes simulations de ce chapitre, il est considéré invariant durant chaque bloc de T symboles OFDM. Chaque émetteur possède $M_T^{(1)} = 2$ antennes sur lesquelles est appliqué le Golden code. Aussi, le code de Tarokh étant un code à 3 antennes d'émission,

TAB. 5.7 – Paramètres de simulation

Bande passante	8 MHz
Taille de la FFT	$N = 2048$ échantillons
Taille de l'intervalle de garde	$\Delta = N/4$, soit 512 échantillons
Modèles de canal	TU6 invariant durant chaque bloc de T symboles OFDM consécutifs
Latence du code MIMO 3D	$T = 4$ si deuxième niveau d'encodage Alamouti $T = 8$ si deuxième niveau d'encodage Tarokh
Estimation de canal	parfaite par sous-porteuse
Nombre d'antennes par émetteur	$M_T^{(1)} = 2$
Nombre de sites d'émission	3
Nombre d'émetteurs sur lesquels est distribué le schéma STSBC	$M_T^{(2)} = 2$ si deuxième niveau d'encodage Alamouti $M_T^{(2)} = 3$ si deuxième niveau d'encodage Tarokh
Nombre d'antennes de réception	$M_R = 3$

3 antennes sont nécessaires en réception afin d'en exploiter correctement les capacités. Toutes les simulations sont donc effectuées avec $M_R = 3$ antennes de réception. Pour le code MIMO 3D distribué entre $M_T^{(2)} = 2$ émetteurs, les deux scénarios ABA et ABB sont examinés. Par rapport aux simulations précédentes, notons que l'ajout d'un troisième émetteur nécessite de prendre en compte la différence de puissance de réception β_3 en plus de β_2. L'ensemble des paramètres de simulation est résumé dans le tableau 5.7. Nous rappelons aussi que la constellation des symboles de données et le rendement de codage de canal R_c utilisés en fonction de l'efficacité spectrale η et du code MIMO 3D exploité sont mentionnés dans le tableau 5.6.

Pour le schéma MIMO 3D distribué entre $M_T^{(2)} = 2$ émetteurs, nous définissons la différence de puissance de réception équivalente $\beta_{\text{eq}} = P_A - P_B$, avec P_A et P_B la puissance de réception du signal correspondant à la matrice $\mathbf{A}$ et à la matrice $\mathbf{B}$ respectivement. La puissance de réception du signal en provenance du premier émetteur est considérée égale à $P_1\,(\text{dB}) = 0\text{dB}$. Celles des signaux en provenance du deuxième et du troisième émetteur sont respectivement égales à $P_2\,(\text{dB}) = -\beta_2$ et $P_3\,(\text{dB}) = -\beta_3$. La différence de puissance de réception équivalente peut donc s'exprimer :

$$\text{pour le scénario ABA :} \qquad \beta_{\text{eq}} = 10\log\left(1 + 10^{-\beta_3/10}\right) + \beta_2, \tag{5.50}$$

$$\text{et pour le scénario ABB :} \qquad \beta_{\text{eq}} = -10\log\left(10^{-\beta_2/10} + 10^{-\beta_3/10}\right). \tag{5.51}$$

Lorsque $\beta_2 = 0\text{dB}$, nous remarquons que la différence de puissance de réception équivalente β_{eq} a la même valeur absolue pour les deux scénarios ABA et ABB :

$$|\beta_{\text{eq}}| = 10\log\left(1 + 10^{-\beta_3/10}\right) \quad \text{si} \quad \beta_2 = 0. \tag{5.52}$$

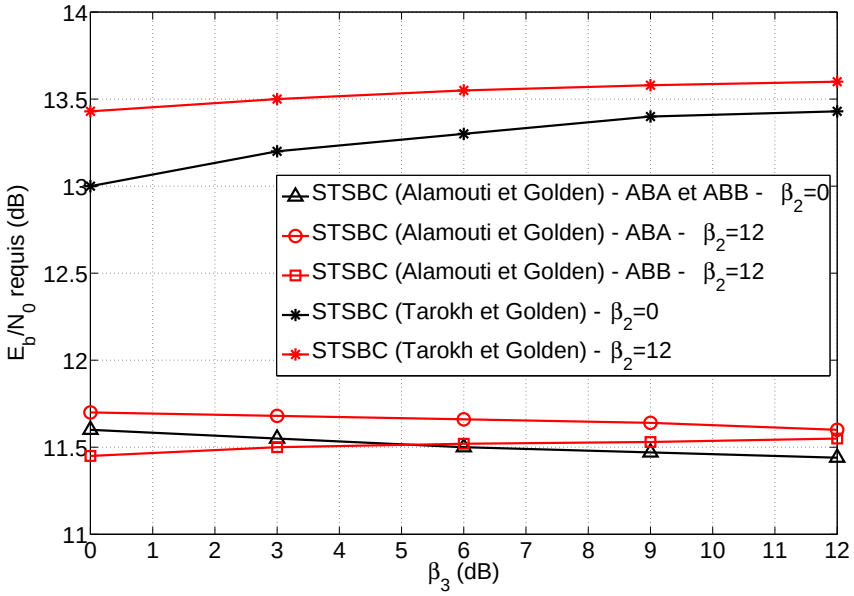


FIG. 5.16 – (E_b/N_0) requis pour obtenir un BER=10^{-4} en fonction de β_3 - Réseau SFN avec 3 sites d'émission - Codes MIMO 3D distribués entre $M_T^{(2)} = 2$ et 3 émetteurs - $M_T^{(1)} = 2$ antennes par émetteur - $M_R = 3$ antennes de réception - Canal TU6 - $\eta = 4$

Les résultats de simulation sont donc les mêmes pour ces deux scénarios lorsque $\beta_2 = 0$dB.

Les figures 5.16 et 5.17 donnent les valeurs de (E_b/N_0) nécessaires à l'obtention d'un BER égal à 10^{-4} à la sortie du décodeur de Viterbi en fonction de la valeur de β_3 pour des valeurs d'efficacité spectrale η égales à 4 et 6 respectivement. Chaque courbe obtenue correspond à une valeur de β_2 particulière, 0dB ou 12dB, et à un code MIMO 3D.

Quelle que soit la valeur de l'efficacité spectrale, les résultats de simulation montrent clairement que le schéma MIMO 3D basé sur le code de Tarokh est moins performant que celui basé sur le code d'Alamouti. Pour $\eta = 4$, il requiert des valeurs de (E_b/N_0) entre 1,3dB à 2,1dB plus importantes que celles du schéma STSBC basé sur le code d'Alamouti pour conserver un BER égal à 10^{-4}. Pour $\eta = 6$, ces valeurs sont plus élevées de 2,2dB à 3,5dB. Le gain de diversité spatiale apporté par le code de Tarokh par rapport au code d'Alamouti n'est donc pas suffisant pour compenser la réduction de performances du système occasionnée par l'augmentation du rendement de codage de canal R_c. En d'autres termes, il est plus avantageux de mieux exploiter les capacités du codeur de canal que de bénéficier d'une meilleure diversité spatiale d'émission. En effet, le schéma MIMO 3D basé sur le code d'Alamouti exploite déjà $M_T^{(2)} = 2$ canaux MIMO totalement décorrélés, chacun étant composé de $\left(M_T^{(1)} \times M_R\right) = 6$ sous-canaux SISO, du fait que les émetteurs sont géographiquement très éloignés. Une diversité spatiale d'émission supplémentaire apportée par l'exploitation d'un troisième émetteur n'engendre pas un gain de performances très significatif.

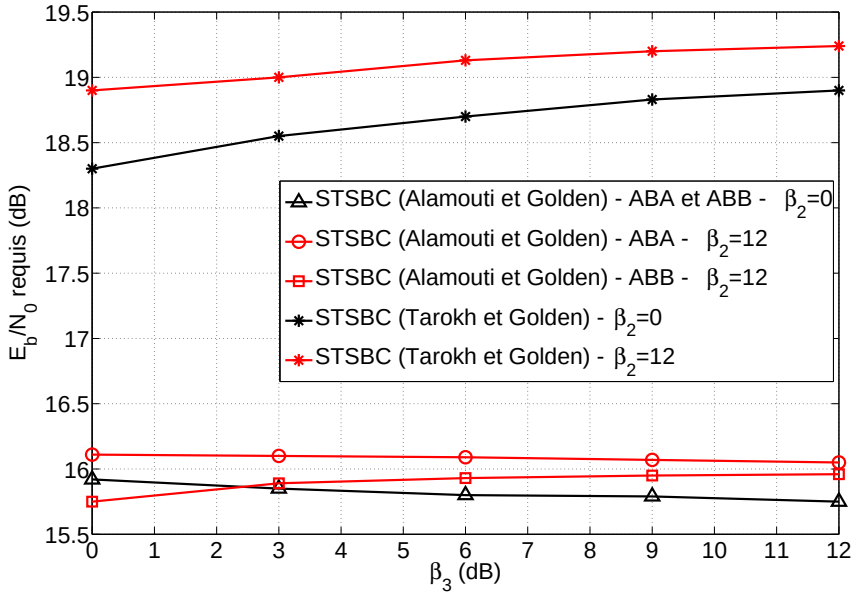


FIG. 5.17 – (E_b/N_0) requis pour obtenir un BER=10^{-4} en fonction de β_3 - Réseau SFN avec 3 sites d'émission - Codes MIMO 3D distribués entre $M_T^{(2)} = 2$ et 3 émetteurs - $M_T^{(1)} = 2$ antennes par émetteur - $M_R = 3$ antennes de réception - Canal TU6 - $\eta = 6$

Lorsque $\beta_2 = 0$dB, les performances du schéma STSBC distribué entre $M_T^{(2)} = 2$ émetteurs s'améliorent légèrement avec l'augmentation de la valeur de β_3. En effet, d'après l'équation (5.52), si $\beta_2 = 0$dB une croissance de la valeur de β_3 implique une réduction de la valeur de $|\beta_{\text{eq}}|$, et donc, de la valeur (E_b/N_0) requise. En comparaison au cas où le récepteur possède $M_R = 2$ antennes (figure 5.12), nous constatons que les performances du schéma STSBC distribué entre $M_T^{(2)} = 2$ émetteurs varie encore plus faiblement en fonction de la position du récepteur si $M_R = 3$ antennes sont exploités en réception. Elles varient de moins de 0,3dB pour $M_R = 3$ et de 1dB environ pour $M_R = 2$. En extrapolant cette analyse avec celle effectuée dans le paragraphe 5.2.2, nous pouvons conclure que plus le nombre d'antennes utilisées en réception est important, plus un schéma MIMO distribué entre plusieurs émetteurs à l'aide du code orthogonal est robuste vis-à-vis des fortes inégalités de puissances de réception.

Dans le cas du schéma STSBC distribué entre $M_T^{(2)} = 3$ émetteurs, les dégradations de performances causées par les inégalités de puissances de réception sont un peu plus significatives. Si nous comparons le scénario où le récepteur est situé à égale distance des 3 émetteurs ($\beta_2 = \beta_3 = 0$dB) à celui où il est beaucoup plus proche du premier émetteur que des deux autres ($\beta_2 = \beta_3 = 12$dB), le (E_b/N_0) requis voit sa valeur rehaussée de 0,65dB pour $\eta = 4$ et de 1dB pour $\eta = 6$. Le code de Tarokh distribué est un peu moins robuste que le code d'Alamouti distribué aux inégalités de puissances de réception, ceci parce qu'il requiert un plus grand nombre d'antennes de réception.

En résumé, les résultats de simulation montrent que le code MIMO 3D distribué entre $M_T^{(2)} = 2$ émetteurs et initialement proposé dans [12] conserve tout son intérêt si un signal en provenance d'un troisième émetteur vient se superposer de façon non coopérative à ceux des deux premiers émetteurs. Le schéma MIMO 3D distribué entre $M_T^{(2)} = 3$ émetteurs et basé sur le code de Tarokh présente de moins bonnes performances. De plus, il requiert une invariance temporelle durant $T = 8$ symboles OFDM tandis que le schéma MIMO 3D basé sur le code d'Alamouti nécessite une invariance temporelle du canal durant $T = 4$ symboles OFDM. Il est donc plus sensible aux scénarios mobiles. Aussi, distribuer un schéma MIMO sur un plus grand nombre d'émetteurs complexifie l'algorithme d'estimation de canal puisque ceci incrémente le nombre de sous-canaux SISO à estimer. Par ailleurs, cela peut impliquer l'insertion d'un plus grand nombre de symboles pilotes engendrant une perte du débit utile et de l'efficacité spectrale du système.

5.7 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons décrit le contexte spécifique dans lequel se situe les systèmes de diffusion. Plus précisément, nous avons défini certains paramètres propres à la modélisation d'un canal de propagation dans un contexte SFN composé de plusieurs sites d'émission. De là, nous avons expliqué les principes du schéma multi-antennes proposé dans le standard DVB-T2 et distribué entre deux sites d'émission ou deux émetteurs d'un réseau SFN. Ensuite, nous avons comparé les performances de différents codes MIMO distribués entre plusieurs émetteurs en fonction de la position du réception relativement à celles des émetteurs. Nous avons conclu que les codes orthogonaux sont les plus robustes aux fortes différences de puissances de réception de signaux transmis par différents émetteurs. A partir de cette conclusion, nous avons introduit le code MIMO 3D ou STSBC distribué entre 2 sites d'émission ou émetteurs. Les résultats de simulations ont montré la pertinence de ce schéma MIMO distribué qui présente de meilleures performances que les autres codes. Enfin, nous avons étendu l'étude du code MIMO 3D à un contexte SFN avec 3 sites d'émission. Dans cette analyse, deux différents codes STSBC ont été comparés en termes de performance et de complexité. Nous en avons déduit que le schéma STSBC initialement proposé pour 2 sites d'émission reste tout à fait adapté au cas où un troisième site d'émission vient s'ajouter au réseau SFN et est plus judicieux à exploiter que le code MIMO 3D distribué entre 3 émetteurs et basé sur un code de Tarokh.

Conclusion générale

Les principales contributions de cette thèse portent sur l'analyse et le développement d'algorithmes d'estimation de canal et de synchronisation fréquentielle basés sur des symboles pilotes étalés. La dernière partie de cette thèse a permis d'étendre une étude antérieure de l'IETR sur l'optimisation de schémas multi-antennes (MIMO) distribués spécifiques au contexte de diffusion.

La première partie de cette thèse a consisté à développer une chaîne de transmission DVB-T puis à l'adapter afin de pouvoir mettre en œuvre une fonction de précodage linéaire avant la modulation OFDM et ainsi permettre l'étalement des symboles pilotes.

Nous avons vérifié la validité de l'algorithme d'estimation de canal à base de symboles pilotes étalés initialement proposé dans la thèse de Laurent Cariou [34] pour la voie montante des réseaux cellulaires, et nous l'avons appliqué et adapté au contexte de la télévision numérique terrestre et mobile. Une étude analytique plus approfondie de cet estimateur a été effectuée durant cette thèse. Le développement de l'expression de son erreur quadratique moyenne (MSE pour *Mean Square Error*) a été réalisé et validé par simulation. Pour ce faire, l'exploitation de certaines propriétés de la théorie des matrices aléatoires ont été indispensables. Une comparaison en termes de performances et de complexité entre l'algorithme d'estimation de canal proposé et celui du système DVB-T a été effectuée. Nous en avons conclu que l'algorithme proposé permet de diminuer la complexité du récepteur puisqu'il n'est pas nécessaire d'exploiter de filtre interpolateur en réception. Effectivement, pour une mise en œuvre optimale, un filtre interpolateur requiert des calculs matriciels complexes pour déterminer les valeurs de ses cœfficients. Un autre avantage de l'algorithme proposé est que les paramètres d'étalement temporel et fréquentiel offrent une flexibilité supplémentaire au système. Plus précisément, le système peut s'adapter aux caractéristiques du canal de transmission en ajustant les valeurs de ces paramètres. Quant aux performances du système proposé, dans le cas d'une réception fixe et à mobilité modérée, nous avons constaté que l'algorithme d'estimation de canal à base de symboles pilotes étalés possède des performances équivalentes en termes de taux d'erreurs binaires (BER pour *Bit Error Rate*) à celles du système DVB-T avec estimation de canal parfaite si nous prenons en compte la perte de puissance due à l'insertion des symboles pilotes.

Ensuite, une extension de cet algorithme à la dimension spatiale a été effectuée en utilisant le schéma *Space Time Block Code* (STBC) et le schéma *Space Code Block Code* (SCBC) proposé pour la première fois dans [76] par Laurent Cariou durant sa thèse. De la même manière que pour le cas SISO, un développement analytique plus approfondi des estimateurs ainsi obtenus a été réalisé. Nous en avons extrait l'expression exacte de chaque interférence. Nous avons aussi remarqué grâce aux résultats de simulation que le schéma SCBC présente une robustesse beaucoup plus importante que le schéma SISO pour l'esti-

mation de canal à base de symboles pilotes étalés. Plus précisément, bien que l'estimateur relatif au schéma SCBC requiert la même invariance temporelle du canal que celui relatif au schéma SISO, nous avons observé une dégradation de performances beaucoup moins importante pour le schéma SCBC que pour le schéma SISO lorsque la mobilité augmente. Ceci n'avait pas été remarqué dans les études antérieures concernant ce schéma MIMO.

La deuxième partie de cette thèse s'est cantonnée au développement de nouveaux algorithmes de synchronisation fréquentielle exploitant les mêmes symboles pilotes étalés que ceux utilisés pour l'estimation de canal. Par rapport à leurs analogues associés au système DVB-T, ces algorithmes présentent donc l'avantage de ne pas réduire à nouveau le débit utile et l'efficacité spectrale du système puisqu'ils ne requièrent pas la transmission de symboles pilotes supplémentaires. En effet, différentes sous-porteuses pilotes ont été définies pour l'estimation de canal et pour la synchronisation fréquentielle dans le standard DVB-T. Un récepteur DVB-T exploite les sous-porteuses pilotes dispersées pour l'estimation de canal et les sous-porteuses pilotes continues pour la synchronisation fréquentielle. Les algorithmes développés basés sur des symboles pilotes étalés permettent d'estimer le décalage de fréquence porteuse (CFO pour *Carrier Frequency Offset*) et le décalage de fréquence d'échantillonnage (SFO pour *Sampling Frequency Offset*) en deux étapes au niveau du récepteur. La première correspond à l'estimation fine de la CFO et de la SFO et la deuxième, à l'estimation de la CFO et de la SFO résiduelles.

L'estimation fine est mise en œuvre avant la fonction de déprécodage, c'est-à-dire avant le désétalement des symboles pilotes. De l'interférence en provenance des chips des symboles de données viennent donc limiter les performances des estimateurs. Les résultats de simulation ont montré la faisabilité d'une estimation de la CFO à partir des chips pilotes. Après ce premier étage de synchronisation, la CFO résiduelle est au maximum égale à 2 % de l'espacement interporteuse quelles que soient les caractéristiques du canal si le rapport (E_b/N_0) est supérieur à 0 dB. Quant à l'estimation de la SFO, elle n'est pas possible à ce niveau de la chaîne de réception si aucun annuleur d'interférences n'est mis en œuvre. En effet, l'interférence des chips de données est trop importante pour mesurer les faibles rotations de phase engendrées par la SFO sur les chips pilotes. Dans le cas où cette interférence est totalement supprimée, les résultats de simulation ont montré que les estimateurs de CFO et de SFO basés sur les chips pilotes présentent des performances bien meilleures que celles de leurs analogues basés sur des sous-porteuses pilotes et relatifs au système DVB-T. Ce gain de performances s'explique simplement par le fait que les estimateurs proposés exploitent strictement toutes les sous-porteuses actives contrairement aux estimateurs relatifs au système DVB-T qui n'en exploitent que quelques unes. En d'autres termes, les estimateurs de CFO et de SFO basés sur les chips pilotes exploitent pleinement la diversité fréquentielle du canal.

A défaut de mettre en œuvre un annuleur d'interférences, une autre stratégie a été proposée pour diminuer l'interférence des données subie par les pilotes. Elle consiste à estimer la CFO et la SFO résiduelles après le désétalement des symboles pilotes, c'est-à-dire après la fonction de déprécodage. Ainsi, si les paramètres d'étalement ont été correctement optimisés en fonction des caractéristiques du canal, l'interférence des données se retrouve fortement réduite. Contrairement à la mise en œuvre d'un annuleur d'interférences, cette solution présente l'avantage de ne pas beaucoup augmenter la complexité du récepteur, surtout que les symboles pilotes désétalés sont aussi exploités pour l'estimation de canal.

En revanche, les développements analytiques réalisés pour ces estimateurs de CFO et SFO résiduelles ont démontré qu'ils sont plus sensibles aux variations temporelles du canal, c'est-à-dire aux scénarios mobiles. Néanmoins, les résultats de simulation ont montré que la CFO résiduelle peut être fortement diminuée grâce à l'estimateur de CFO basé sur les symboles pilotes désétalés. Aussi, contrairement à l'estimateur de SFO basé sur des chips pilotes, celui à base de symboles pilotes désétalés permet de réduire la SFO si aucun annuleur d'interférences n'est mis en œuvre. Enfin, nous avons constaté que les performances de l'estimateur de CFO résiduelle surpassent celles de l'estimateur de CFO du système DVB-T même pour des scénarios à forte mobilité. Quant à l'estimateur de SFO basé sur les symboles pilotes désétalés, ses performances sont meilleures que celles de l'estimateur de SFO du système DVB-T à condition que la mobilité de réception ne soit pas trop importante.

La dernière partie de cette thèse avait pour principal objectif d'étendre une étude antérieure effectuée par Youssef Nasser à l'IETR. Cette étude était consacrée à l'optimisation de schémas MIMO distribués entre deux émetteurs d'un réseau mono-fréquence (SFN pour *Single Frequency Network*). Ces travaux avaient abouti à la conception d'un nouveau schéma MIMO basé sur la combinaison de deux codes STBC.

Tout d'abord, une étude et une analyse des performances du schéma Alamouti distribué entre deux émetteurs et proposé dans le standard DVB-T2 ont été effectuées et présentées en première partie du dernier chapitre de ce document. Si nous ne considérons pas la perte de puissance due à l'insertion des symboles pilotes pour l'estimation de canal, nous avons bien sûr constaté que ce schéma MIMO distribué présente de meilleures performances que le schéma SISO. Nous avons aussi conclu que plus le nombre d'antennes utilisées en réception est important, plus le système est robuste vis-à-vis de la différence entre la puissance de réception du signal en provenance de l'un des deux émetteurs et celle du signal en provenance de l'autre émetteur. En d'autres termes, plus le récepteur exploite un nombre important d'antennes, moins les performances du système se dégradent lorsque le récepteur s'approche d'un émetteur tout en s'éloignant de l'autre.

Les deuxième et troisième parties du dernier chapitre présentent de façon détaillée les travaux de recherche antérieurement effectués par Youssef Nasser. Ils concernent la comparaison des performances de différents codes STBC distribués entre deux émetteurs dans un contexte SFN. Il avait été conclu que les codes orthogonaux sont plus robustes que les codes non-orthogonaux vis-à-vis des fortes différences de puissances de réception. Cette conclusion a permis d'orienter les travaux de recherche suivants vers la conception d'un nouveau schéma MIMO optimisé pour un contexte SFN à deux sites d'émission. Ce schéma MIMO distribué repose sur la combinaison du code orthogonal d'Alamouti avec le Golden code. Le code d'Alamouti est distribué entre les deux émetteurs et le Golden code est appliqué localement sur chaque émetteur entre leurs deux antennes. Ce schéma MIMO distribué ainsi obtenu avait été nommé code MIMO 3D ou schéma STSBC (*Space Time Space Block Code*) [12]. Les résultats de simulation montrent qu'il possède de meilleures performances que les codes STBC classiques distribués dans un contexte SFN à deux sites d'émission quelle que soit la position du récepteur par rapport à celles des émetteurs.

La dernière partie du dernier chapitre de cette thèse porte sur l'extention du schéma STSBC à un contexte SFN à trois sites d'émission. Le code d'Alamouti utilisé pour distribuer le schéma MIMO 3D entre deux émetteurs devait être substitué par un autre code

orthogonal à trois antennes d'émission. Un nouveau code MIMO 3D a donc été défini. Il repose sur la combinaison d'un code orthogonal de Tarokh à trois antennes d'émission avec le Golden code. Bien qu'il soit distribué sur un plus grand nombre d'émetteurs, ce qui apporte un gain de diversité spatiale et peut donc améliorer les performances du système, ce code de Tarokh possède un plus faible rendement que celui du code d'Alamouti. Il n'était donc a priori pas évident de prédire lequel de ces deux codes MIMO 3D est le plus performant dans un contexte SFN à trois émetteurs. Les résultats de simulation ont clairement montré que le code MIMO 3D initialement proposé, c'est-à-dire celui basé sur le code d'Alamouti, possède de meilleures performances que celui basé sur le code de Tarokh quelles que soient les différences de puissances de réception. Nous en avons donc conclu que le gain de diversité spatiale apporté par le code MIMO 3D distribué entre trois émetteurs par rapport à celui distribué entre deux émetteurs ne suffit pas pour compenser la diminution de performances due au faible rendement du code de Tarokh.

Perspectives

La perspective que nous avons le plus souvent évoqué dans l'étude relative aux chapitres 3 et 4 concernant les estimateurs basés sur des symboles pilotes étalés est la mise en œuvre d'un annuleur d'interférences. Cette méthode s'avérerait à la fois utile pour diminuer la MSE des estimateurs, mais aussi pour améliorer la détection des symboles de données. Deux principales stratégies sont envisageables pour l'implémentation d'un annuleur d'interférences dans la chaîne de réception. La première, la moins performante mais aussi la moins complexe, consiste à exploiter directement les symboles détectés après la fonction d'égalisation de canal et à les soustraire au signal reçu. Cet annuleur d'interférences est communément appelé *Interference Cancellation assisted Decision Directed* en anglais. La deuxième méthode consiste à exploiter les symboles détectés tout à la fin de la chaîne de réception, c'est-à-dire ceux estimés par le décodeur de canal. Bien que cette méthode soit la plus complexe à mettre en œuvre, elle est la plus performante puisque les interférences sont très généralement mieux estimées après la fonction de décodage de canal qu'après la fonction d'égalisation.

Une fois l'annuleur d'interférences défini et mis en œuvre, il serait intéressant de connaître le gain de performances qu'il apporte sur les estimateurs. Plus précisément, pour un même rapport nombre de symboles pilotes sur nombre de symboles de données, permettrait-il de diminuer suffisament les MSE des estimateurs de canal, de CFO et de SFO basés sur les chips pilotes afin qu'elles soient inférieures à celles de leurs analogues basés sur des sous-porteuses pilotes ?

Dans le cas du schéma SCBC basé sur des symboles pilotes étalés pour l'estimation de canal, nous pourrions adapter l'annuleur d'interférences afin d'exploiter des codes MIMO en bloc non-orthogonaux dont le rendement est supérieur à 1. Ceci engendrerait un nouveau type d'interférence mais permettrait d'augmenter le débit utile et l'efficacité spectrale du système. Nous pourrions par exemple exploiter le Golden code pour encoder les symboles de données. En revanche, le code d'Alamouti serait peut-être préférable pour encoder chaque paire de symboles pilotes superposés sur le même ensemble de sous-porteuses afin de ne pas davantage augmenter la MSE de l'estimateur de canal. Dans ce cas, deux différents codes MIMO en bloc constitueraient le schéma SCBC.

Enfin, nous n'avons pas étudié l'extension des estimateurs de CFO et de SFO à la dimension spatiale. Il serait notamment intéressant de réfléchir à la manière dont ils pourraient être adaptés au schéma SCBC puisque deux symboles pilotes se superposent sur chaque ensemble de sous-porteuses. En d'autres termes, deux fois plus de pilotes sont fournis par le schéma SCBC que par le schéma SISO pour l'estimation de la CFO et de la SFO. Ces estimateurs ainsi obtenus seraient-ils donc plus performants en terme de MSE que leurs analogues relatifs au cas SISO ? Aussi, le schéma SCBC pourrait-il apporter une meilleure robustesse aux estimateurs de CFO et de SFO résiduelles, c'est-à-dire ceux basés sur les symboles pilotes désétalés, vis-à-vis de la mobilité comme nous l'avons observé à la fin du chapitre 3 pour l'estimateur de canal ?

Table des figures

1.1 Propagation radio-mobile (exemple d'une zone rurale) 9
1.2 Fluctuations à petite et à grande échelle de la réponse du canal - Impact sur l'évolution de la puissance reçue en fonction de l'éloignement de l'émetteur 9
1.3 Effets d'un canal à trajets multiples sur des symboles reçus dans le cas d'un signal monoporteuse (a) et multi-porteuses (b) 22
1.4 Occupation spectrale d'un signal monoporteuse et d'un signal multiporteuses 23
1.5 Exemple d'un signal OFDM 24
1.6 Illustration de l'effet de l'intervalle de garde précédent chaque symbole OFDM 25
1.7 Représentation d'un signal LP-OFDM suivant les dimensions temps/fréquence/code 32
1.8 Différentes architectures d'émission de multiplexage spatial 38
1.9 Code espace-temps en treillis pour 2 antennes émettrices, constellation 4-PSK, treillis à 4 états 40

2.1 Schéma fonctionnel de l'émetteur DVB-T 48
2.2 Répartition des symboles de données et des symboles pilotes dans la trame DVB-T 49
2.3 Estimation de canal à base de sous-porteuses pilotes pour un signal OFDM 51
2.4 Chaîne de communication en présence de CFO 54
2.5 Chaîne de communication équivalente en présence de CFO 54
2.6 Influences de la CFO sur un signal OFDM 56
2.7 Influences de la SFO sur un signal OFDM 58

3.1 Représentation du signal LP-OFDM émis selon les 3 dimensions : temporel, fréquentiel et codes de W-H 68
3.2 Schéma d'émission du système LP-OFDM à base de symboles pilotes étalés 68
3.3 Schéma du récepteur LP-OFDM - Estimation de canal à base de symboles pilotes étalés 70
3.4 MSE de l'estimateur de canal théorique et mesurée - Symboles de données QPSK - Vitesse du récepteur : 20km/h et 120km/h - $\beta = 0.003$ et 0.018 . . 75
3.5 Influence du choix du code pilote $\mathbf{c}_p$ sur les performances du système proposé en terme de taux d'erreur binaire - Canal TU6 - 20 km/h 78
3.6 (E_b/N_0) requis pour obtenir un BER $= 10^{-4}$ en fonction de P_p - Estimation de canal avec pilotes étalés - Symboles de données 16QAM - $R_c = 1/2$ - $L_t = 8$ 79
3.7 BER mesuré en fonction de L_t - $L = 64$ - Canal TU6 - Vitesse du récepteur : 20km/h - $\beta = 0.003$ 80

3.8 BER en fonction du (E_b/N_0) - Canal F1 - $L = 64$ - $P_p = 7$ - $L_f = 4$ et $L_t = 16$ - Symboles de données 16QAM et 64QAM - $R_c = 1/2$ 82
3.9 BER en fonction du (E_b/N_0) - Canal P1 - $L = 64$ - $P_p = 7$ - $L_f = 4$ et $L_t = 16$ - Symboles de données 16QAM et 64QAM - $R_c = 1/2$ 82
3.10 BER en fonction du (E_b/N_0) - Canal TU6 - 20 km/h - $\beta = 0.003$ - $L = 64$ - $P_p = 7$ - $L_f = 4$ et $L_t = 16$ - Symboles de données QPSK et 16QAM - $R_c = 1/2$ 83
3.11 Structure de l'émetteur STBC LP-OFDM à base de symboles pilotes étalés 87
3.12 Principes du codage STBC sur un signal LP-OFDM 87
3.13 Structure du récepteur STBC LP-OFDM avec estimation de canal à base de symboles pilotes étalés 88
3.14 Principes du codage SCBC sur un signal LP-OFDM à base de symboles pilotes étalés 91
3.15 (E_b/N_0) requis pour obtenir un BER $= 10^{-4}$ en fonction de P_p - Schéma SCBC - Estimation de canal avec pilotes étalés - Symboles de données 16QAM - $R_c = 1/2$ 93
3.16 BER en fonction du (E_b/N_0) mesuré pour les systèmes SISO, STBC et SCBC avec parfaite estimation par ensemble de sous-porteuses et estimation avec pilotes étalés - Canal TU6 - Vitesse du mobile : 20 km/h - QPSK - $R_c = 1/2$ - $L_t = L_f = 8$ - $P_p = 7$ pour les cas SISO et STBC - $P_p = 5$ pour le cas SCBC 95
3.17 BER en fonction du (E_b/N_0) mesuré pour les systèmes SISO, STBC et SCBC avec parfaite estimation par ensemble de sous-porteuses et estimation avec pilotes étalés - Canal TU6 - Vitesse du mobile : 120 km/h - QPSK - $R_c = 1/2$ - $L_t = L_f = 8$ - $P_p = 7$ pour les cas SISO et STBC - $P_p = 5$ pour le cas SCBC 95
3.18 BER en fonction du (E_b/N_0) mesuré pour les systèmes SISO, STBC et SCBC avec parfaite estimation par ensemble de sous-porteuses et estimation avec pilotes étalés - $L_t = 4$ - $L_f = 4$ - $P_p = 3$ pour les cas SISO et STBC - $P_p = 2$ pour le cas SCBC - 16QAM - $R_c = 1/2$ - Canal TU6 - Vitesse du mobile : 90 km/h 96
3.19 BER en fonction du (E_b/N_0) mesuré pour les systèmes SISO, STBC et SCBC avec parfaite estimation par ensemble de sous-porteuses et estimation avec pilotes étalés - $L_t = 8$ - $L_f = 4$ - $P_p = 5$ pour les cas SISO et STBC - $P_p = 3$ pour le cas SCBC - 16QAM - $R_c = 1/2$ - Canal TU6 - Vitesse du mobile : 90 km/h 97
3.20 (E_b/N_0) nécessaire à l'obtention d'un BER $= 10^{-4}$ pour les systèmes SISO, STBC et SCBC avec estimation de canal à base de pilotes étalés - QPSK - Rc=1/2 - $L_t = L_f = 8$ - $P_p = 7$ pour les cas SISO et STBC - $P_p = 5$ pour le cas SCBC 98

4.1 Schéma du récepteur LP-OFDM - Estimation fine de la CFO et de la SFO à partir des chips pilotes 102
4.2 CFO résiduelle après synchronisation fine de la fréquence porteuse en boucle ouverte - $\frac{\Delta F}{\Delta f} = 10\%$ - $L_f = 4$ et $L_t = 8$ - $P_p = 5$ 107

4.3 CFO résiduelle après synchronisation en boucle ouverte à base de sous-porteuses pilotes continues pour le système DVB-T et à base de chips pilotes pour le système LP-OFDM dans le cas d'une annulation d'interférences parfaite des chips de données - Canaux F1 et TU6 (120km/h) - $\frac{\Delta F}{\Delta f} = 10\%$ - $L_f = 4$ et $L_t = 8$ - $P_p = 5$ - Symboles de données 16QAM 109
4.4 Argument de la métrique de SFO - 1er étage de synchronisation - $L_f = 4$ et $L_t = 8$ - $P_p = 5$ - Canal F1 sans bruit AWGN - $\xi = (\Delta T/T_s) = 100$ppm 112
4.5 MSE de l'estimateur de SFO à base de chips pilotes avec annuleur idéal d'interférence des données et pour le système DVB-T - boucle ouverte - $L_f = 4$ et $L_t = 8$ - $P_p = 5$ - $\xi = (\Delta T/T_s) = 100$ppm 113
4.6 Schéma du récepteur LP-OFDM - Estimation de la CFO résiduelle et de la SFO à base de symboles pilotes étalés 114
4.7 Illustration de la métrique $\Theta(m, b')$ définie après désétalement des symboles pilotes 116
4.8 CFO résiduelle après le 2e étage de synchronisation en boucle ouverte (normalisée par rapport à Δf) - $L_f = 4$ - Symboles de données 16QAM - Canal TU6 119
4.9 CFO résiduelle (normalisée par rapport à Δf) pour le système LP-OFDM après le 2e étage de synchronisation et après le 1er étage de synchronisation dans le cas d'une annulation d'interférence parfaite des chips de données - $L_f = 4$ et $L_t = 8$ - Canal TU6 - 20km/h, 60km/h et 120km/h 120
4.10 CFO résiduelle (normalisée par rapport à Δf) pour le système LP-OFDM après le 2e étage de synchronisation avec $L_f = 4$ et $L_t = 8$, et pour le système DVB-T - Canal TU6 - 20km/h, 60km/h et 120km/h 121
4.11 MSE de l'estimateur de SFO à base de symboles pilotes désétalés - $L_f = 4$ - $\xi = (\Delta T/T_s) = 100$ppm - Symboles de données 16QAM - Canal TU6 . . . 126
4.12 MSE de l'estimateur de SFO à base de chips pilotes bénéficiant d'une suppression parfaite de l'interférence des chips de données (1er estimateur) et de l'estimateur de SFO à base de symboles pilotes désétalés (2e estimateur) - $L_f = 4$ et $L_t = 8$ - $\xi = (\Delta T/T_s) = 100$ppm - Symboles de données 16QAM - Canal TU6 - 20km/h, 60km/h et 120km/h 127
4.13 MSE des estimateurs de SFO à base de sous-porteuses pilotes pour le système DVB-T et à base de symboles pilotes désétalés pour le système LP-OFDM - $L_f = 4$ et $L_t = 8$ - $\xi = (\Delta T/T_s) = 100$ppm - Symboles de données 16QAM - Canal TU6 - 20km/h, 60km/h et 120km/h 128
4.14 BER en fonction du (E_b/N_0) - Systèmes DVB-T et LP-OFDM - $L_f = 4$ et $L_t = 8$ - $P_p = 5$ - $R_c = (1/2)$ - Estimation de canal parfaite par sous-porteuse et synchronisation parfaite pour le système DVB-T - Estimation de canal parfaite par ensemble de sous-porteuses et estimation conjointe de la CFO et de la SFO en boucle fermée pour le système LP-OFDM - Canal TU6 - 60km/h pour les symboles 16QAM et 120km/h pour les symboles QPSK - $(\zeta/\Delta f) = 10\%$ et $\xi = (\Delta T/T_s) = 100$ppm 129

5.1 Comparaison entre un réseau MFN et un réseau SFN 133
5.2 Réponse impulsionnelle (RI) d'un canal SFN avec $M_T = 3$ émetteurs 134
5.3 Schéma MISO distribué entre $M_T = 2$ émetteurs d'un réseau SFN, basé sur le code d'Alamouti et mis en œuvre dans le système DVB-T2 135

5.4 (E_b/N_0) requis en fonction de β_2 pour obtenir un BER égal à 10^{-4} - Réseau SFN avec 2 sites d'émission - $M_T = 2$ - DVB-T/SISO et DVB-T avec codage d'Alamouti distribué entre les 2 émetteurs - Canal de Rayleigh . . . 137
5.5 (E_b/N_0) requis en fonction de β_2 pour obtenir un BER égal à 10^{-4} - Réseau SFN avec 2 sites d'émission - $M_T = 2$ - DVB-T/SISO et DVB-T avec codage d'Alamouti distribué entre les 2 émetteurs - Canal TU6 138
5.6 Schéma de l'émetteur MIMO 140
5.7 Schéma du récepteur MIMO itératif avec annuleur d'interférences parallèle 142
5.8 (E_b/N_0) requis pour obtenir un BER=10^{-4} en fonction de β_2 - Réseau SFN avec 2 sites d'émission - $M_T = 2$ et $M_R = 2$ - Code d'Alamouti et Golden code distribués entre les 2 émetteurs - Canal de Rayleigh 150
5.9 (E_b/N_0) requis pour obtenir un BER=10^{-4} en fonction de β_2 - Réseau SFN avec 2 sites d'émission - $M_T = 2$ et $M_R = 2$ - Code d'Alamouti et Golden code distribués entre les 2 émetteurs - Canal TU6 151
5.10 Schéma STSBC ou MIMO 3D distribué combinant le code d'Alamouti avec le Golden code - Réseau SFN avec 2 sites d'émission - $M_T^{(1)} = 2$ émetteurs et $M_T^{(2)} = 2$ antennes par émetteur 152
5.11 (E_b/N_0) requis pour obtenir un BER=10^{-4} en fonction de β_2 - Réseau SFN avec 2 sites d'émission - $M_T^{(1)} = 1$ pour les schémas STBC distribués et $M_T^{(1)} = 2$ pour le schéma STSBC - $M_T^{(2)} = 2$ émetteurs - $M_R = 2$ - Canal de Rayleigh 155
5.12 (E_b/N_0) requis pour obtenir un BER=10^{-4} en fonction de β_2 - Réseau SFN avec 2 sites d'émission - $M_T^{(2)} = 2$ émetteurs - $M_T^{(1)} = 1$ pour les schémas Alamouti et Golden distribués et $M_T^{(2)} = 2$ pour le schéma STSBC - $M_R = 2$ - Canal TU6 156
5.13 Schéma MIMO 3D combinant le code d'Alamouti avec le Golden code - Réseau SFN avec 3 sites d'émission - $M_T^{(1)} = 2$ antennes par émetteur, $M_T^{(2)} = 2$ émetteurs et $M_R = 2$ antennes de réception 157
5.14 Schéma MIMO 3D combinant le code de Tarokh avec le Golden code - Réseau SFN avec 3 sites d'émission - $M_T^{(1)} = 2$ antennes par émetteur, $M_T^{(2)} = 3$ émetteurs et $M_R = 2$ antennes de réception 158
5.15 Configurations possibles du schéma STSBC basé sur le code d'Alamouti distribué entre $M_T^{(2)} = 2$ émetteurs dans un contexte SFN à 3 sites d'émission 160
5.16 (E_b/N_0) requis pour obtenir un BER=10^{-4} en fonction de β_3 - Réseau SFN avec 3 sites d'émission - Codes MIMO 3D distribués entre $M_T^{(2)} = 2$ et 3 émetteurs - $M_T^{(1)} = 2$ antennes par émetteur - $M_R = 3$ antennes de réception - Canal TU6 - $\eta = 4$ 162
5.17 (E_b/N_0) requis pour obtenir un BER=10^{-4} en fonction de β_3 - Réseau SFN avec 3 sites d'émission - Codes MIMO 3D distribués entre $M_T^{(2)} = 2$ et 3 émetteurs - $M_T^{(1)} = 2$ antennes par émetteur - $M_R = 3$ antennes de réception - Canal TU6 - $\eta = 6$ 163

Bibliographie

[1] « http ://www.dvb.org ».

[2] ETSI EN 300 744 v1.5.2 (2006-09), « Digital Video Broadcasting (DVB) ; Framing structure channel coding and modulation for digital terrestrial television ». Rapport, Sept. 2006.

[3] ETSI EN 302 304, « Digital Video Broadcasting (DVB) ; Transmission System for Handheld Terminals (DVB-H) ». Rapport, Nov. 2004.

[4] Ming Liu, M. Crussiere, J.-F. Helard et O.P. Pasquero, « Analysis and performance comparison of DVB-T and DTMB systems for terrestrial digital TV ». In *Communication Systems, 2008. ICCS 2008. 11th IEEE Singapore International Conference on*, pages 1399–1404, Nov. 2008.

[5] O.P. Pasquero, M. Crussière, Y. Nasser et J.-F. Hélard, « A novel channel estimation based on spread pilots for terrestrial digital video broadcasting ». *Broadband Multimedia Systems and Broadcasting, 2008 IEEE International Symposium on*, pages 1–4, April 2008.

[6] O.P. Pasquero, M. Crussière, Y. Nasser et J.-F. Hélard, « 2D Linear Precoded OFDM for Future Mobile Digital Video Broadcasting ». *Signal Processing Advances in Wireless Communications, 2008 IEEE 9th Workshop on*, July 2008.

[7] O.P. Pasquero, M. Crussière, Y. Nasser et J.-F. Hélard, « Efficient Space Code Block Code MIMO Channel Estimation for Future Mobile Video Broadcasting ». *Wireless Communications and Networking Conference, 2009. WCNC 2009. IEEE*, pages 1–6, April 2009.

[8] O.P. Pasquero, Y. Nasser, M. Crussière et J.-F. Hélard, « A Joint Channel and Carrier Frequency Offset Estimation based on Spread Pilot for Future Broadcasting Systems ». *Multi-Carrier Systems and Solutions, 2008 IEEE 7th Workshop on*, 2009.

[9] O.P. Pasquero, E. Chollet, M. Crussiere et J.-F. Helard, « Efficient Spread Pilot Based Synchronization Method for Linear Precoded OFDM Systems ». In *Vehicular Technology Conference Fall (VTC 2009-Fall), 2009 IEEE 70th*, pages 1 –5, 2009.

[10] *Digital Video.* In-Tech, February 2010.

[11] Y. Nasser, J.-F. Hélard, M. Crussière et O. Pasquero, « Efficient MIMO-OFDM Schemes for Future Terrestrial Digital TV with Unequal Received Powers ». *Communications, 2008. ICC '08. IEEE International Conference on*, pages 2021–2027, mai 2008.

[12] Y. Nasser, J.-F. Hélard, M. Crussière et O. Pasquero, « Efficient 3D Space Time Space Block Code for Future Terrestrial Digital TV ». *Signal Processing Advances in Wireless Communications, 2008 IEEE 9th Workshop on*, 2008.

[13] T. S. Rappaport, *Wireless communications : principles and practice.* Upper Saddle River Prentice Hall, 1996.

[14] D. Parsons, *The mobile radio propagation channel.* London Pentech press, 1992.

[15] R. H. Clarke, *A statistical theory of mobile radio channel.* Bell System Technical Journal, juin 1968.

[16] J. G. Proakis, *Digital Communication.* 3rd ed., 1995.

[17] R. Kattenbach, « Consideration about the validity of WSSUS for indoor radio channel ». *COST 259 TD (97) 70*, pages 1–13, septembre 1997.

[18] P. A. Bello, « Characterization of randomly time-invariant linear channels ». *IEEE Transactions on Communications Systems*, pages 360–393, décembre 1963.

[19] W.C. Jakes (ed.), *Microwave Mobile Communications.* IEEE Press, 1994.

[20] Piritta Hakal et Heidi Himmanen, « Evaluation of DVB-H Broadcast Systems Using New Radio Channel Models ». Rapport, *Turku Centre for Computer Science*, 2007.

[21] COST207, « Digital land mobile radio communications (final report) ». Rapport, *Directorate General Telecommunications, Information Industries and Innovation, pages 135-147*, 1989.

[22] « http ://projects.celtic-initiative.org/WING-TV ».

[23] M.L. Doeltz, E.T. Heald et D.L. Martin, « Binary data transmission techniques for linear systems ». In *Proc. IRE*, vol. 45, pages 656–661, mai 1957.

[24] R. W. Chang et R. A. Gibby, « A theoretical study of performance of an orthogonal multiplexing data transmission scheme ». *IEEE Transactions on Communications*, vol. 16, pages 529–540, août 1968.

[25] B. Le Floch, M. Alard et C. Berrou, « Coded orthogonal frequency division multiplex ». *Proc. of the IEEE*, vol. 83, n^o6, pages 982–996, juin 1995.

[26] B. Muquet, *Nouveaux schémas de réception et décodage pour les systèmes OFDM sans fil avecpréfixe cyclique ou zero-padding.* Thèse de Doctorat, Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications de Paris, juin 2001.

[27] M. Mück, *Systèmes multiporteuses à postfixes pseudo aléatoires.* Thèse de Doctorat, Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications de Paris, mai 2006.

[28] R. Horn et C. Johson, *Matrix Analysis.* Cambridge University Press, 1990.

[29] J.M. Brossier, *Signal et communication numérique.* 1997.

[30] M. Debbah, *Linear Precoders for OFDM Wireless Communications.* Thèse de Doctorat, Ecole Nationale Supérieure de Cachan, octobre 2002.

[31] R.L. Pickholtz, D.L. Shilling et L.B. Milstein, « Theory of spread-spectrum communications – a tutorial ». *IEEE Trans. Commun.*, vol. 30, n^o5, pages 855–884, mai 1982.

[32] S. Kaiser, *Analysis and optimization of detection, decoding and channel estimation.* Thèse de Doctorat, Vdi Verlag GMbH, 1998.

[33] M. Crussière, *Etude et optimisation de communications à haut-débit sur lignes d'énergie : exploitation de la combinaison OFDM/CDMA.* Thèse de Doctorat, INSA de Rennes, novembre 2005.

[34] L. Cariou, *Optimisation de systèmes OFDM CDMA pour la voie montante des futures générations de réseaux cellulaires.* Thèse de Doctorat, INSA de Rennes, décembre 2006.

[35] F. Portier, *Systèmes hertziens à forte efficacité spectrale pour les communications mobiles multi-antennes et multi-porteuses de 4e génération.* Thèse de Doctorat, INSA de Rennes, juillet 2007.

[36] P. Guguen, *Techniques multi-antennes émission-réception ; Applications aux réseaux domestiques sans fil.* Thèse de Doctorat, INSA de Rennes, 2003.

[37] J.M. Auffray, *Systèmes MIMO à porteuses multiples : étude et optimisation de la combinaison de codes temps-espace et des techniques MC-CDMA.* Thèse de Doctorat, INSA de Rennes, 2004.

[38] G.J. Foschini, « Layered space-time architecture for wireless communication in a fading environment when using multiple antennas ». *Bell Labs Technical Journal*, pages 41–59, 1996.

[39] 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 *URSI International Symposium on Signals, Systems, and Electronics (ISSSE-98)*, pages 295–300, 1998.

[40] H. Vikalo, B. Hassibi et T. Kailath, « Iterative decoding for MIMO channels via modified sphere decoding ». *IEEE Trans. Wireless. Commun.*, vol. 3, n^o6, pages 2299–2311, novembre 2004.

[41] F. Tosato et P. Bisaglia, « Simplified Soft-Output Demapper for Binary Interleaved COFDM with Application to HIPERLAN/2 ». *IEEE International Conference on Communications (ICC)*, vol. 2, pages 664–668, 2002.

[42] 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^o2, pages 774–764, 1998.

[43] S. Bäro, G. Bauch et A. Hansmann, « Improved codes for space-time trellis-coded modulation ». *IEEE Commun. Lett.*, vol. 4, n^o1, pages 20–22, 2000.

[44] Z. Chen, J. Yuan et B. Vucetic, « Improved space-time trellis coded modulation scheme on slow Rayleigh fading channels ». *IEE Elec. Letters*, vol. 37, n^o7, pages 440–441, mars 2001.

[45] S.M. Alamouti, « A Simple Transmit Diversity Technique for Wireless Communications ». *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 16, n^o8, pages 1451–1458, octobre 1998.

[46] V. Tarokh, Jafarkhani et A.R. Calderbank, « Space-time block codes from orthogonal design ». *IEEE Transactions on Information Theory*, pages 1456–1467, juillet 1999.

[47] V. Tarokh, H. Jafarkhani et A.R. Calderbank, « Space-time block coding for wireless communications : performance results ». *IEEE Journal on Selected Areas in Communications on Information Theory*, pages 451–460, 1999.

[48] H. Jafarkhani, « A quasi-orthogonal space-time block code ». *IEEE Transaction on Communications*, vol. 49, n^o1, pages 1–4, janvier 2001.

[49] B. Hassibi et B.M. Hochwald, « High-rate codes that are linear in space and time ». *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 48, n^o7, pages 1804–1824, juillet 2002.

[50] G. Rekaya, *Nouvelles constructions algébriques de codes spatio-temporels atteignant le compromis "multiplexage-diversité"*. Thèse de Doctorat, TELECOM PARIS, 2004.

[51] K. Boullé et J.-C. Belfiore, « Modulation schemes designed for the Rayleigh fadding channel ». In *In Proc. Conference on Information Sciences and Systems*, pages 288–293, mars 1992.

[52] J.-C. Belfiore et G. Rekaya, « Quaternionic lattices for space-time coding ». In *In Proc. IEEE Information Theory Workshop*, pages 267–270, mars 2003.

[53] J.-C. Belfiore, G. Rekaya et E. Viterbo, « The golden code : a 2 times ;2 full-rate space-time code with nonvanishing determinants ». *Information Theory, IEEE Transactions on*, vol. 51, n^o4, pages 1432 – 1436, avril 2005.

[54] Jr. Forney, G., « Burst-Correcting Codes for the Classic Bursty Channel ». *Communication Technology, IEEE Transactions on*, vol. 19, n^o5, pages 772 –781, oct. 1971.

[55] S. Haykin, *Adaptive Filter Theory.* Englewood Cliffs, NJ : Prentice-Hall, 1986.

[56] A. Papoulis, *Probability, Random Variables, and Stochastic Processes.* New York : McGraw-Hill, 1991.

[57] Y. Nasser, *Sensibilité des systèmes OFDM-CDMA aux erreurs de synchronisation en réception radio mobile.* Thèse de Doctorat, INP Grenoble, Commissariat à l'Energie Atomique - Laboratoire d'Electronique et de Technologies de l'Information, Oct. 2006.

[58] Stefan A. Fechtel, « OFDM carrier and sampling frequency synchronization and its performance on stationary and mobile channels ». *IEEE Trans. Consum. Electron.*, vol. 46, pages 438–441, août 2000.

[59] J. Gonzalez-Bayon, A. Fernandez-Herrero et C. Carreras, « Improved schemes for tracking residual frequency offset in DVB-T systems ». *Consumer Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 56, n^o2, pages 415 –422, mai 2010.

[60] M. Luise et R. Reggiannini, « Carrier frequency acquisition and tracking for OFDM systems ». *Communications, IEEE Transactions on*, vol. 44, n^o11, pages 1590 –1598, nov 1996.

[61] T. Pollet, M. Van Bladel et M. Moeneclaey, « BER Sensitivity of OFDM Systems to Carrier Frequency Offset and Wiener Phase Noise ». *IEEE Trans. Commun.*, vol. 43, pages 191–193, fév./mars/avr. 1995.

[62] Lai-Huei Wang et Hsiang-Feng Chi, « A Pilot-Less Sample-Time Synchronization Algorithm for High-Mobility DVB-T Receiving ». In *Acoustics, Speech and Signal Processing, 2006. ICASSP 2006 Proceedings. 2006 IEEE International Conference on*, vol. 4, page IV, mai 2006.

[63] Hou-Shin Chen et Yumin Lee, « Novel sampling clock offset estimation for DVB-T OFDM ». In *Vehicular Technology Conference, 2003. VTC 2003-Fall. 2003 IEEE 58th*, vol. 4, pages 2272 – 2276 Vol.4, oct. 2003.

[64] C.K. Ho, B. Farhang-Boroujeny et F. Chin, « Added pilot semi-blind channel estimation scheme for OFDM in fading channels ». *Global Telecommunications Conference, 2001. GLOBECOM '01. IEEE*, vol. 5, pages 3075–3079 vol.5, 2001.

[65] P. Shlichta, « Higher-dimensional Hadamard matrices ». *Information Theory, IEEE Transactions on*, vol. 25, n^o5, pages 566–572, Sep 1979.

[66] N. Chapalain, D. Mottier et D. Castelain, « Performance of uplink SS-MC-MA systems with frequency hopping and channel estimation based on spread pilots ». *Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, 2005. PIMRC 2005. IEEE 16th International Symposium on*, vol. 3, pages 1515–1519 Vol. 3, Sept. 2005.

[67] L. Cariou et J.-F. Helard, « Superimposed Pilot-based Channel Estimation for MIMO OFDM Code Division Multiplexing Uplink Systems ». *Multi-Carrier Systems and Solutions, 2005 IEEE 5th Workshop on*, pages 247–256, Sept. 2005.

[68] J. Evans et D.N.C. Tse, « Large system performance of linear multiuser receivers in multipath fading channels ». *Information Theory, IEEE Transactions on*, vol. 46, n^o6, pages 2059–2078, Sep 2000.

[69] M. Debbah, W. Hachem, P. Loubaton et M. de Courville, « MMSE analysis of certain large isometric random precoded systems ». *Information Theory, IEEE Transactions on*, vol. 49, n^o5, pages 1293–1311, mai 2003.

[70] J.-M. Chaufray, W. Hachem et P. Loubaton, « Asymptotic analysis of optimum and suboptimum CDMA downlink MMSE receivers ». *Information Theory, IEEE Transactions on*, vol. 50, n^o11, pages 2620–2638, Nov. 2004.

[71] Lin Fang et L.B. Milstein, « Successive interference cancellation in multicarrier DS/CDMA ». *Communications, IEEE Transactions on*, vol. 48, n^o9, pages 1530 – 1540, sep 2000.

[72] P.L. Kafle et A.B. Sesay, « Iterative semi-blind multiuser detection for coded MC-CDMA uplink system ». *Communications, IEEE Transactions on*, vol. 51, n^o7, pages 1034 – 1039, juillet 2003.

[73] J. Hagenauer et P. Hoeher, « A Viterbi algorithm with soft-decision outputs and its applications ». *IEEE Global Telecommunications Conference*, pages 1680–1686, novembre 1989.

[74] Jinhong Yuan Branka Vucetic, *Space-Time Coding.* 2003.

[75] L. Cariou et J.-F. Helard, « Efficient MIMO channel estimation for linear precoded OFDMA uplink systems ». *Electronics Letters*, vol. 43, n^o18, pages 986–988, août 2007.

[76] L. Cariou et J.-F. Hélard, « A simple and efficient channel estimation for MIMO OFDM code division multiplexing uplink systems ». *Signal Processing Advances in Wireless Communications, 2005 IEEE 6th Workshop on*, pages 176–180, juin 2005.

[77] Y. Nasser, M. Noes, L. Ros et G. Jourdain, « Sensitivity of OFDM-CDMA Systems to Carrier Frequency Offset ». *Communications, ICC 2006. IEEE International Conference on*, vol. 10, pages 4577–4582, juin 2006.

[78] Jian Li, Guoqing Liu et G.B. Giannakis, « Carrier frequency offset estimation for OFDM-based WLANs ». *Signal Processing Letters, IEEE*, vol. 8, n^o3, pages 80 –82, mar. 2001.

[79] L. Tadjpour, Shang-Ho Tsai et C.-C.J. Kuo, « Simplified Multiaccess Interference Reduction for MC-CDMA With Carrier Frequency Offsets ». *Vehicular Technology, IEEE Transactions on*, vol. 59, n^o5, pages 2543 –2555, jun 2010.

[80] F. Portier, I. Raos, A. Silva, J-Y. Baudais, J-F. Hélard, A. Gameiro et S. Zazo, « Transmission techniques for Downlink Multi-Antenna MC-CDMA Systems in a Beyond-3G Context ». *Journal of Communications and Networks*, vol. 7, n^o2, pages 157–170, juin 2005.

[81] L.G. Barbero et J.S. Thompson, « Performance of the complex sphere decoder in spatially correlated MIMO channels ». *Communications, IET*, vol. 1, n^o1, pages 122 –130, 2007.

[82] A. Tomasoni, M. Siti, M. Ferrari et S. Bellini, « Low Complexity, Quasi-Optimal MIMO Detectors for Iterative Receivers ». *Wireless Communications, IEEE Transactions on*, vol. 9, n^o10, pages 3166 –3177, 2010.

[83] « IEEE Standard for Information technology–Telecommunications and information exchange between systems–Local and metropolitan area networks–Specific requirements Part 11 : Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications Amendment 5 : Enhancements for Higher Throughput ». *IEEE Std 802.11n-2009 (Amendment to IEEE Std 802.11-2007 as amended by IEEE Std 802.11k-2008, IEEE Std 802.11r-2008, IEEE Std 802.11y-2008, and IEEE Std 802.11w-2009)*, pages c1 –502, 29 2009.

[84] ETSI EN 302 755 v1.2.1, « Framing structure channel coding and modulation for a second generation digital terrestrial television broadcasting system (DVB-T2) ». Rapport, Oct. 2010.

[85] P.J. Bouvet, *Récepteurs itératifs pour systèmes multi-antennes.* Thèse de Doctorat, INSA de Rennes, 2005.

[86] M.A. Khalighi et J.-F. Helard, « Should MIMO orthogonal space-time coding be preferred to non-orthogonal coding with iterative detection ? ». In *Signal Processing and Information Technology, 2005. Proceedings of the Fifth IEEE International Symposium on*, pages 340 –345, 2005.

[87] D.N. Liu et M.P. Fitz, « Low complexity affine MMSE detector for iterative detection-decoding MIMO OFDM systems ». *Communications, IEEE Transactions on*, vol. 56, n^o1, pages 150 –158, 2008.

[88] A. Glavieux, C. Laot et J. Labat, « Turbo equalization over a frequency selective channel ». In *Proceedings of ISTC'97, (Brest, France)*, pages 96–102, septembre 1997.

[89] A. Gersho et T.M. Lim, « Adaptative cancellation of intersymbol interference for data transmission ». *Bell Syst. Tech. Journal*, vol. 64, n^o11, pages 1997–2021, novembre 1981.

[90] D. Perez-Calderon, V. Baena-Lecuyer, A.C. Oria, P. Lopez et J.G. Doblado, « Rotated constellation demapper for DVB-T2 ». *Electronics Letters*, vol. 47, n^o1, pages 31 –32, 6 2011.

[91] C. Abdel Nour et C. Douillard, « Improving BICM performance of QAM constellations for broadcasting applications ». In *Turbo Codes and Related Topics, 2008 5th International Symposium on*, pages 55 –60, 2008.

[92] J. Hagenauer et P. Hoeher, « A Viterbi algorithm with soft-decision outputs and its applications ». In *Global Telecommunications Conference, 1989, and Exhibition. Communications Technology for the 1990s and Beyond. GLOBECOM '89., IEEE*, pages 1680 –1686 vol.3, novembre 1989.

[93] C. Berrou, P. Adde, E. Angui et S. Faudeil, « A low complexity soft-output Viterbi decoder architecture ». In *Communications, 1993. ICC 93. Geneva. Technical Program, Conference Record, IEEE International Conference on*, vol. 2, pages 737 –740 vol.2, mai 1993.

INSA de Rennes
Service des formations

AVIS DU JURY SUR LA REPRODUCTION DE LA THESE SOUTENUE

Titre de la thèse : Optimisation de systèmes de télévision numérique terrestre: Estimation de canal, synchronisation et schémas multi-antennes distribués

Nom Prénom de l'auteur : PASQUERO Oudomsack Pierr

Membres du jury :

	Madame	BOUCHERET
	Monsieur	ROVIRAS
	Monsieur	HELARD
	Madame	BERBINEAU
	Monsieur	BUREL
	Monsieur	CARIOU
	Monsieur	CRUSSIERE

Président du jury : Gilles BUREL

Date de la soutenance : 27/06/2011

Reproduction de la thèse soutenue :

- [X] Thèse pouvant être reproduite en l'état
- [ ] Thèse ne pouvant être reproduite
- [ ] Thèse pouvant être reproduite après corrections suggérées

Le Directeur,

M'Hamed DRISSI

Rennes, le 27/06/2011

Signature du Président du jury

Résumé

Par rapport aux systèmes analogiques, les systèmes de télévision (TV) numérique terrestre permettent de bénéficier d'un plus grand nombre de programmes télévisés, d'une meilleure qualité d'image et d'une plus grande couverture de réception. Le premier système de TV numérique terrestre à avoir été standardisé en Europe est le système DVB-T (Digital Video Broadcasting – Terrestrial). La modulation OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplex) a été adoptée par ce standard pour sa simplicité de mise en œuvre et sa robustesse vis-à-vis des canaux sélectifs en fréquence.

Les algorithmes d'estimation de canal et de synchronisation fréquentielle associés au système DVB-T sont basés sur l'exploitation de symboles pilotes qui sont connus à l'avance par les récepteurs et sont transmis sur certaines sous-porteuses. Dans notre étude, nous proposons d'étaler chaque symbole pilote sur plusieurs sous-porteuses à l'aide d'une fonction de précodage. L'un des avantages de cette technique est la simplicité de mise en œuvre de l'algorithme d'estimation de canal en réception puisqu'il ne nécessite pas de filtre d'interpolation. Par ailleurs, cet algorithme peut être facilement étendu à la dimension spatiale conduisant à un schéma appelé Space Code Block Code. Une analyse de ces algorithmes est réalisée en développant les expressions des erreurs quadratiques moyennes des estimateurs et en comparant leurs performances à celles du système DVB-T. Dans un deuxième temps, des algorithmes d'estimation de décalage de fréquence porteuse (CFO) et de décalage de fréquence d'échantillonnage (SFO) à base de symboles pilotes étalés sont proposés. Ces algorithmes sont réalisés en deux étapes. La première estimation de la CFO et de la SFO est effectuée avant le désétalement des symboles pilotes. L'orthogonalité entre les séquences de précodage n'étant pas restaurée à ce niveau de la chaîne de réception, une nouvelle estimation de la CFO et de la SFO est effectuée après le désétalement des symboles pilotes. Les résultats de simulation mettent en évidence la compatibilité et la complémentarité de ces deux fonctions de synchronisation mises en œuvre avant et après la fonction de déprécodage.

La dernière partie de cette thèse est consacrée à l'optimisation de schémas MIMO dans un réseau mono-fréquence (SFN). Notre réflexion débute sur l'étude des performances du schéma MISO distribué entre deux émetteurs proposé dans le standard DVB-T2. Ensuite, une étude des performances de différents schémas de codage temps-espace est réalisée en fonction de la position du récepteur par rapport à celles des émetteurs. De là, un nouveau schéma MIMO appelé Space Time Space Block Code ou MIMO 3D est proposé. Une analyse sur le choix des différents codes constituant le schéma MIMO 3D est effectuée pour un réseau SFN à deux puis trois sites d'émission.

Abstract

Compared to analog systems, digital terrestrial television (TV) systems provide a greater number of TV programs, a better image quality and a larger reception coverage. The first digital terrestrial TV system developed in Europe is DVB-T (Digital Video Broadcasting – Terrestrial) standard. Orthogonal Frequency Division Multiplex (OFDM) modulation has been adopted by this standard because of its simplicity of implementation and its robustness against the frequency selectivity of the channel.

Channel estimation and frequency synchronization algorithms associated to DVB-T system are based on pilot subcarriers which carry symbols known in advance by the receivers. In our study, we propose to spread each pilot symbol over several subcarriers using a precoding function. One advantage of this technique is the simplicity of the channel estimation algorithm. Indeed, no interpolation filter is required. Besides, channel estimation based on spread pilots can be easily extended to space dimension resulting in a Space Code Block Code scheme. An analysis of these algorithms is carried out by developing the expressions of the mean square errors of the estimators and by comparing their performances to that of DVB-T system. In a second part, carrier frequency offset (CFO) and sampling frequency offset (SFO) estimation algorithms based on spread pilots are proposed. These algorithms are processed in two steps. The first CFO and SFO estimation is carried out before despreading the pilot symbols. The orthogonality between the precoding sequences is not restored at this stage of the receiver. Consequently, a second CFO and SFO estimation is necessary to synchronize the received signal more accurately. Simulation results highlight the compatibility and the complementarity between these two stages of frequency synchronization processed before and after deprecoding function.

The last part of this thesis focuses on the optimization of multiple antennas (MIMO) schemes in a single frequency network (SFN) context. The study begins by the presentation of the distributed MISO (multiple inputs, single output) scheme proposed in DVB-T2 standard. Then, a comparison between the performances of different MIMO schemes is made according to the receiver position regarding those of the transmitters. From this analysis, we introduce a 3D MIMO scheme also called Space Time Space Block Code (STSBC) which results from the combination of two different MIMO block codes. Finally, an analysis on the choice of the codes constituting the 3D MIMO scheme is carried out in a SFN context with two and three transmission sites.

N° d'ordre : D11 - 10

Institut National des Sciences Appliquées de Rennes

20, Avenue des Buttes de Coësmes • CS 70839 • F-35708 Rennes Cedex 7

Tel : 02 23 23 82 00 - Fax : 02 23 23 83 96