

UNIVERSITÉ DU QUÉBEC

MÉMOIRE PRÉSENTÉ À
L'UNIVERSITÉ DU QUÉBEC À TROIS-RIVIÈRES

COMME EXIGENCE PARTIELLE
DE LA MAÎTRISE EN GÉNIE ÉLECTRIQUE

PAR
MARIE-JOSÉE VINCENT HOGUE

ÉTUDE COMPARATIVE DES ESTIMATEURS DE CANAUX EN VUE D'UNE
IMPLANTATION DANS UN SYSTÈME DE TÉLÉCOMMUNICATION SANS FIL DE
TYPE MIMO-OFDM

DÉCEMBRE 2009

Université du Québec à Trois-Rivières

Service de la bibliothèque

Avertissement

L'auteur de ce mémoire ou de cette thèse a autorisé l'Université du Québec à Trois-Rivières à diffuser, à des fins non lucratives, une copie de son mémoire ou de sa thèse.

Cette diffusion n'entraîne pas une renonciation de la part de l'auteur à ses droits de propriété intellectuelle, incluant le droit d'auteur, sur ce mémoire ou cette thèse. Notamment, la reproduction ou la publication de la totalité ou d'une partie importante de ce mémoire ou de cette thèse requiert son autorisation.

Résumé

Les technologies sans fil sont en constante évolution afin de répondre aux besoins croissants de la population. C'est pourquoi une quatrième génération est en cours de développement et celle-ci pourrait bien être celle du MIMO-OFDM (*Multiple-Input Multiple-Output - Orthogonal Frequency Division Multiplexing*). L'intérêt pour l'OFDM proviendrait des résultats prometteurs des technologies sans fil comme le LTE (*Long Term Evolution*) ou le WiMAX (*Worldwide Interoperability for Microwave Access*), tandis que le MIMO permettrait d'augmenter considérablement le débit ou de diminuer les erreurs, comparativement au SISO (*Single-Input Single-Output*).

Dans tous les systèmes de télécommunications sans fil, les informations à être transmises passent par l'air avant d'être récupérées par le récepteur. Nous appelons canal ce média de transmission des informations qu'est l'air. Les signaux transmis sont déformés par ce canal, c'est-à-dire atténués en amplitude et déphasés, car ils empruntent différents trajets avant d'arriver aux récepteurs. Ces derniers accomplissent deux étapes importantes afin d'estimer les signaux originalement envoyés. En premier lieu, il leur faut estimer les paramètres des canaux de propagation et en second lieu, il leur faut égaliser, soit retrouver le signal original. Dans les recherches, l'accent est souvent mis sur l'égalisation en supposant que les paramètres des canaux sont parfaitement connus. Ce n'est évidemment pas le cas dans la réalité et c'est pourquoi l'étape de l'estimation du canal est primordiale. Cette partie est souvent plus complexe et sur elle repose la performance des récepteurs.

C'est pourquoi ce mémoire propose une étude comparative des performances théoriques et de mise en œuvre d'une certaine classe d'estimateurs, afin d'arriver à un compromis en terme de complexité et de performance.

Les résultats théoriques des estimateurs LS (*Least Square*), MMSE (*Minimum Mean Square Error*) et de leurs versions modifiées, obtenus à l'aide de Matlab, ont été analysés pour les systèmes SISO-OFDM et les systèmes MIMO-OFDM 1x2, 1x4 et 2x4. Nous en avons conclu que les versions modifiées présentent un compromis en terme de performance. Nous avons aussi constaté que plus le rapport est grand entre le nombre d'antennes à la réception et le nombre d'antennes à l'émission, plus les performances des estimateurs s'améliorent. Nous avons classifié, à l'aide des tableaux résumant l'utilisation des ressources FPGA (*Field Programmable Gate Array*), l'ordre de complexité des estimateurs, l'estimateur LS étant le moins complexe, suivi des estimateurs LS et MMSE modifiés sur un même pied d'égalité, puis de l'estimateur MMSE, étant le plus complexe.

Finalement, à l'aide de ces résultats, nous avons pu conclure cette étude comparative en affirmant que les versions modifiées des estimateurs LS et MMSE présentent bel et bien un compromis entre performance et complexité, comparativement aux estimateurs LS et MMSE.

Remerciements

Je tiens tout d'abord à remercier mon directeur de recherche, le professeur Adel Omar Dahmane, qui m'a fourni un support exceptionnel tout au long de ce travail, en plus de ses explications d'une clarté remarquable qui m'ont été d'une aide précieuse. Son attitude toujours positive et ses encouragements ont été très appréciés dans des moments où la motivation a parfois manqué à l'appel.

En second lieu, je voudrais souligner le soutien de ma famille, de mon amour, de mes amis qui m'ont supportée et encouragée lors de mes études et qui ont cru en ma capacité d'aller au bout de cet exigeant travail de recherche. Je voudrais aussi mentionner mes amis et collègues du Laboratoire des microsystèmes et télécommunications (LMST) de l'Université du Québec à Trois-Rivières (UQTR), avec qui j'ai passé de très bons moments, dont un voyage particulièrement mémorable.

Finalement, il serait impossible de passer sous silence le support financier qui m'a été accordé à trois reprises, lors de ma maîtrise, par les bourses de la Fondation de l'UQTR, plus précisément par l'organisme donateur de la Ville de Trois-Rivières. Également, le support financier du Conseil de recherches en sciences naturelles et en génie (CRSNG) fut des plus appréciés.

Table des matières

Résumé.....	ii
Remerciements.....	iv
Table des matières.....	v
Liste des tableaux.....	viii
Liste des figures	ix
Liste des symboles	xii
Chapitre 1 - Introduction.....	1
1.1 Historique	1
1.2 Problématique.....	6
1.3 Objectif.....	8
1.4 Méthodologie.....	9
1.5 Organisation du mémoire	9
Chapitre 2 - Systèmes MIMO-OFDM	11
2.1 Historique de l'OFDM	11
2.2 Principe de l'OFDM.....	12
2.3 Systèmes SISO-OFDM	20

2.4	Type de diversité	25
2.5	Systèmes MIMO-OFDM.....	28
2.6	Égaliseurs	30
2.7	Conclusion.....	34
Chapitre 3 - Estimateurs de canaux et prototypage rapide.....		35
3.1	Classification des méthodes d'estimation de canaux	35
3.2	Modélisation d'un système SISO-OFDM	36
3.3	Structure générale d'un estimateur.....	40
3.3.1	MMSE.....	41
3.3.2	LS.....	43
3.3.3	MMSE et LS modifiés	44
3.4	Algorithmes pour le MIMO-OFDM.....	45
3.5	Mise en œuvre sur FPGA par prototype rapide.....	49
3.6	Conclusion.....	55
Chapitre 4 - Résultats de comparaison des estimateurs		56
4.1	Plate-forme	56
4.2	Performances théoriques	59
4.2.1	SISO	59
4.2.2	MIMO	61

4.3 Résultats de mise en oeuvre	67
4.4 Synthèse des résultats	82
4.5 Conclusion	83
Chapitre 5 - Conclusion générale	84
Bibliographie	86

Liste des tableaux

Tableau 2-1	Différents exemples de constellations possibles	21
Tableau 4-1	Paramètres des estimateurs.....	58
Tableau 4-2	Caractéristiques de la FFT utilisée	59
Tableau 4-3	Utilisation des ressources FPGA des estimateurs LS et LS modifiés pour une quantification {8, 4}	77
Tableau 4-4	Utilisation des ressources FPGA des estimateurs MMSE et MMSE modifiés pour une quantification {8, 4}	77
Tableau 4-5	Utilisation des ressources FPGA des estimateurs LS et LS modifiés pour une quantification {12, 8}	78
Tableau 4-6	Utilisation des ressources FPGA des estimateurs MMSE et MMSE modifiés pour une quantification {12, 8}	78
Tableau 4-7	Utilisation des ressources FPGA des estimateurs LS et LS modifiés pour une quantification {16, 12}	79
Tableau 4-8	Utilisation des ressources FPGA des estimateurs MMSE et MMSE modifiés pour une quantification {16, 12}	79
Tableau 4-9	Tableau récapitulatif de l'utilisation des ressources FPGA pour une quantification {8, 4}	80
Tableau 4-10	Tableau récapitulatif de l'utilisation des ressources FPGA pour une quantification {12, 8}	80
Tableau 4-11	Tableau récapitulatif de l'utilisation des ressources FPGA pour une quantification {16, 12}	80

Liste des figures

Figure 1.1	Types d'accès multiples des trois premières générations.....	2
Figure 1.2	Système MIMO-OFDM simplifié.....	6
Figure 2.1	Spectre de fréquences d'un système FDM.....	13
Figure 2.2	Évanouissement provoqué par les signaux réfléchis.....	14
Figure 2.3	Fonction de transfert d'un canal.....	16
Figure 2.4	Spectre de fréquences d'un système OFDM.....	17
Figure 2.5	Spectre de fréquences d'un canal d'un système OFDM.....	18
Figure 2.6	Différentes utilisations des sous-porteuses d'un symbole OFDM.....	19
Figure 2.7	Système SISO-OFDM sans fil.....	20
Figure 2.8	Visualisation de différentes constellations possibles.....	22
Figure 2.9	Ajout du préfixe cyclique.....	23
Figure 2.10	Différentes configurations MIMO versus SISO.....	28
Figure 2.11	Répartitions des blocs OFDM.....	29
Figure 2.12	Système MIMO-OFDM sans fil.....	30
Figure 2.13	Représentation temporelle d'un canal avec trajets multiples.....	31
Figure 2.14	Exemple simple d'estimation et d'égalisation.....	33
Figure 3.1	Modèle SISO-OFDM.....	37
Figure 3.2	Répartition de l'énergie pour des délais τ_m non entiers.....	39
Figure 3.3	Répartition de l'énergie pour des délais τ_m entiers.....	39
Figure 3.4	Canaux gaussiens parallèles.....	40

Figure 3.5	Structure générale d'un estimateur.....	41
Figure 3.6	Structure des estimateurs LS et MMSE modifiés.....	44
Figure 3.7	Envoi du premier symbole d'un système MIMO 2x2.....	47
Figure 3.8	Envoi du deuxième symbole d'un système MIMO 2x2.....	47
Figure 3.9	Envoi des symboles subséquents d'un système MIMO 2x2.....	48
Figure 3.10	Code associé au matériel.....	50
Figure 4.1	Répartition de l'énergie sur les poids.....	58
Figure 4.2	Taux d'erreur sur les bits pour trois versions modifiées de l'estimateur LS (Système SISO-OFDM).....	60
Figure 4.3	Taux d'erreur sur les bits pour trois versions modifiées de l'estimateur MMSE (Système SISO-OFDM).....	60
Figure 4.4	Taux d'erreur sur les bits pour trois versions modifiées de l'estimateur LS (Système MIMO-OFDM 1x2).....	62
Figure 4.5	Taux d'erreur sur les bits pour trois versions modifiées de l'estimateur MMSE (Système MIMO-OFDM 1x2).....	62
Figure 4.6	Taux d'erreur sur les bits pour trois versions modifiées de l'estimateur LS (Système MIMO-OFDM 1x4).....	63
Figure 4.7	Taux d'erreur sur les bits pour trois versions modifiées de l'estimateur MMSE (Système MIMO-OFDM 1x4).....	63
Figure 4.8	Taux d'erreur sur les bits pour trois versions modifiées de l'estimateur LS (Système MIMO-OFDM 2x2).....	64
Figure 4.9	Taux d'erreur sur les bits pour trois versions modifiées de l'estimateur MMSE (Système MIMO-OFDM 2x2).....	64
Figure 4.10	Taux d'erreur sur les bits pour trois versions modifiées de l'estimateur LS (Système MIMO-OFDM 2x4).....	65
Figure 4.11	Taux d'erreur sur les bits pour trois versions modifiées de l'estimateur MMSE (Système MIMO-OFDM 2x4).....	65
Figure 4.12	Estimateurs LS et LS modifiés après quantification {8, 4}.....	69
Figure 4.13	Estimateurs MMSE et MMSE modifiés après quantification {8, 4}.....	70

Figure 4.14	Estimateurs LS et LS modifiés après quantification {12, 8}	71
Figure 4.15	Estimateurs MMSE et MMSE modifiés après quantification {12, 8}	72
Figure 4.16	Estimateurs LS et LS modifiés après quantification {16, 12}	73
Figure 4.17	Estimateurs MMSE et MMSE modifiés après quantification {16, 12}	74

Liste des symboles

α_m	: amplitude de l'énergie associée au délai τ_m
FFT_N	: transformée de Fourier rapide à N point
\mathbf{F}	: matrice de la transformée de Fourier discrète
\mathbf{g}	: vecteur de l'atténuation du canal dans le domaine temporel
g_k	: élément du vecteur de l'atténuation du canal dans le domaine temporel
$g(t)$: réponse impulsionnelle du canal
$\hat{\mathbf{g}}_{LS}$: vecteur de l'atténuation complexe du canal estimé par la méthode LS dans le domaine temporel
\mathbf{h}	: vecteur de l'atténuation complexe du canal dans le domaine fréquentiel
$\hat{\mathbf{g}}_{MMSE}$: vecteur de l'atténuation complexe du canal estimé par la méthode MMSE dans le domaine temporel
$\hat{\mathbf{h}}_{LS}$: vecteur de l'atténuation complexe du canal estimé par la méthode LS dans le domaine fréquentiel
$\hat{\mathbf{h}}'_{LS}$: vecteur de l'atténuation complexe du canal estimé par la méthode LS modifiée dans le domaine fréquentiel
$\hat{\mathbf{h}}_{MMSE}$: vecteur de l'atténuation complexe du canal estimé par la méthode MMSE dans le domaine fréquentiel
$\hat{\mathbf{h}}'_{MMSE}$: vecteur de l'atténuation complexe du canal estimé par la méthode MMSE modifiée dans le domaine fréquentiel

h_k	: élément du vecteur de l'atténuation complexe du canal dans le domaine fréquentiel
\mathbf{I}_N	: matrice identité de dimension $N \times N$
IFFT_N	: transformée inverse de Fourier rapide à N point
J_{LS}	: argument LS
J_{MMSE}	: argument MMSE
N	: nombre de point pour la FFT et la IFFT
$\tilde{\mathbf{n}}$: vecteur de bruit blanc gaussien complexe dans le domaine temporel
\mathbf{n}	: vecteur de bruit blanc gaussien complexe dans le domaine fréquentiel
n_k	: élément du vecteur de bruit blanc gaussien complexe dans le domaine fréquentiel
\mathbf{R}_{gg}	: matrice d'auto covariance de \mathbf{g}
\mathbf{R}'_{gg}	: matrice modifiée d'auto covariance de \mathbf{g}
\mathbf{R}_{gy}	: matrice de covariance entre \mathbf{g} et \mathbf{y}
\mathbf{R}_{yy}	: matrice d'auto covariance de \mathbf{y}
\mathbf{Q}_{LS}	: matrice intermédiaire pour l'estimation du canal selon la méthode LS
\mathbf{Q}'_{LS}	: matrice intermédiaire pour l'estimation du canal selon la méthode LS modifiée
\mathbf{Q}_{MMSE}	: matrice intermédiaire pour l'estimation du canal selon la méthode MMSE
\mathbf{Q}'_{MMSE}	: matrice intermédiaire pour l'estimation du canal selon la méthode MMSE modifiée
\mathbf{T}	: matrice modifiée de la transformée de Fourier discrète

T_G	: extension cyclique
T_s	: période d'échantillonnage
W_N^{nk}	: élément de la matrice de la transformée de Fourier
\mathbf{X}	: matrice des symboles transmis
\mathbf{x}	: vecteur des symboles transmis
x_k	: symboles transmis.
\mathbf{y}	: vecteur des symboles reçus
y_k	: symboles reçus.
$\delta(t)$: impulsion de Dirac.
σ_n^2	: variance du bruit
π	: constante égale à 3.1416.
Σ	: symbole de la somme.
τ_m	: délai
\otimes	: convolution cyclique.
$()^H$: transposée du conjugué.
$()^T$: transposée.

Chapitre 1 - Introduction

De tout temps, l'homme a cherché à communiquer avec ses semblables, que ce soit par signes ou par mots, et en parallèle avec lui les langues ont évolué. Grâce à elles, la survie de l'homme a pu être assurée et les innovations ont pu se transmettre, garantissant ainsi l'accès au progrès pour les générations futures. Que ce soit en partant du bouche à oreille jusqu'à la vidéoconférence et au téléphone cellulaire en passant par les hiéroglyphes, le courrier postal, le télégraphe, le téléphone, la radio, la télévision ou le courrier électronique, l'homme a toujours su trouver des moyens pour transmettre des informations efficacement, car c'est son apanage que de pouvoir transformer son environnement afin de l'adapter et d'améliorer son quotidien.

1.1 Historique

De nos jours, avec l'augmentation exponentielle de la population et de la technologie, l'homme s'attend maintenant à avoir toujours plus : échanger plus d'informations avec d'autres personnes à l'autre bout du globe, plus facilement et plus rapidement tout en ayant une meilleure qualité de transmission et un moindre coût.

Les parts du marché étant de plus en plus difficiles à conquérir dans le domaine des télécommunications, il est primordial d'optimiser l'utilisation des bandes de fréquences allouées afin de pouvoir augmenter le nombre d'utilisateurs simultanés, le débit de transfert des données, la qualité des transmissions et la vitesse de déplacement de l'utilisateur, et ce, afin de répondre aux besoins des consommateurs. Il est donc facilement compréhensible

que ce domaine soit en pleine expansion et qu'une quatrième génération soit présentement en cours de développement. Nous pouvons résumer les trois premières phases comme suit : la première génération utilisait l'accès multiple par répartition en fréquence (AMRF ou, en anglais, *FDMA : Frequency Division Multiple Access*), la deuxième utilisait l'accès multiple par répartition dans le temps (AMRT ou, en anglais, *TDMA : Time Division Multiple Access*) et la troisième utilisait l'accès multiple par répartition en code (AMRC ou, en anglais, *CDMA : Code Division Multiple Access*). Mentionnons aussi que ces trois technologies utilisaient une configuration d'antenne n'ayant qu'une seule antenne à l'émission et à la réception (*SISO : Single-Input Single-Output*). Le schéma qui suit illustre plus efficacement la différence entre ces trois technologies.

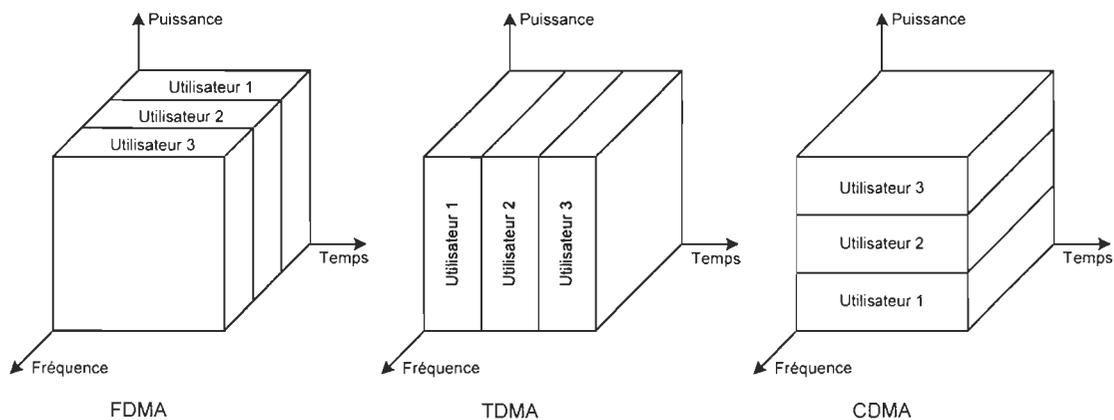


Figure 1.1 Types d'accès multiples des trois premières générations

Il est important de développer un peu plus sur ces trois technologies afin de mieux comprendre vers où nous allons nous diriger pour la quatrième génération. Tout d'abord, ne perdons pas de vue qu'un téléphone cellulaire est un peu comme une radio FM avec un certain nombre de paires de canaux radio. Ces canaux sont évidemment jumelés afin d'avoir une communication bidirectionnelle, soit le lien ascendant (*uplink*) et le lien

descendant (*downlink*). Ces liens ont finalement besoin d'un procédé par lequel ces canaux sont alloués à plusieurs utilisateurs en même temps et c'est là qu'interviennent ce que nous appelons les différentes générations.

La première génération (1G), soit l'accès multiple par répartition en fréquence, que nous nommerons maintenant FDMA, est une technologie analogique qui attribue une bande de fréquences distincte à chaque utilisateur à l'intérieur de la partie du spectre allouée. Le terme « accès multiple » signifie donc que nous permettrons plus d'un signal de communication à passer dans une largeur de bande prédéterminée et le terme « répartition en fréquence » nous renseigne quant à la façon dont ce sera accomplie, soit en allouant une plus petite bande de fréquences à chaque signal de communication à l'intérieur de cette largeur de bande permise. Si une communication est demandée entre deux téléphones cellulaires, une paire de canaux disponible est réservée pour la durée de l'appel. Il est donc évident que le nombre d'utilisateurs est rapidement devenu restreint avec cette méthode.

La deuxième génération, soit l'accès multiple par répartition en temps, que nous nommerons maintenant TDMA, est une technologie numérique permettant de transmettre plusieurs signaux sur un même canal. Il s'agit donc de diviser le temps disponible entre les différents utilisateurs et une même fréquence peut donc, par le fait même, être utilisée par plusieurs clients de façon simultanée. Nous pouvons, par exemple, retrouver cette technologie dans la norme GSM (*Global System for Mobile communication*), où chaque canal supporte huit intervalles de temps de 577 μ s attribués à huit communications simultanées [DRA1998]. De la première à la deuxième génération, la qualité des transmissions s'est ainsi trouvée améliorée en passant d'une technologie analogique à une technologie digitale et le nombre possible d'utilisateurs a sensiblement pu être augmenté.

La troisième génération, soit l'accès multiple par répartition en code, que nous appellerons maintenant CDMA, est aussi une technologie numérique, mais qui utilise une approche un peu différente. Au lieu d'assigner des intervalles de temps, chaque signal à transmettre se voit attribuer un code avant d'être transmis. Ce système de codage est basé sur la technique d'étalement du spectre et une même fréquence porteuse peut donc être utilisée par plusieurs utilisateurs. L'étalement de spectre utilise généralement une séquence ressemblant à du bruit pour étaler un signal de bande étroite en un signal de bande relativement plus large. Cette technique permet donc d'utiliser une bande passante beaucoup plus large que les deux générations précédentes et garantit une certaine confidentialité grâce à l'utilisation de codes. Par ailleurs, le récepteur peut récupérer le signal original en corrélant le signal reçu avec une réplique de la séquence du code. Nous pouvons essayer de faire une analogie avec une pièce où se trouveraient plusieurs personnes de nationalités différentes. Un Français en comprend un autre qui parle en français, un Anglais un autre qui parle en anglais, un Espagnol un autre qui parle en espagnol, et ainsi de suite. Ils n'éprouveront pas de problème tant que le niveau de bruit ambiant ne dépassera pas un certain seuil où alors ils ne distingueront plus rien. C'est aussi le même principe avec le CDMA, où un nombre maximum de communications ne peut être dépassé afin qu'il soit possible de décoder les signaux transmis. Mentionnons finalement que nous rencontrons quelques problèmes avec la troisième génération [KAI95], entre autres l'interférence entre les symboles (*ISI : intersymbol interference*), soit une distorsion du signal par un symbole transmis antérieurement qui affecte le symbole en train d'être reçu, et l'interférence d'accès multiples (*MAI : multiple access interference*), soit un problème qui peut survenir si la puissance du signal désiré est trop faible, due à une trop

grande distance par exemple, par rapport à la puissance d'un autre signal qui viendrait interférer.

Une des solutions qui réduit considérablement l'ISI est le multiplexage par répartition orthogonale de la fréquence (*OFDM: Orthogonal Frequency Division Multiplexing*) [KHA08] [LAN07] [SUN99] qui est un procédé de modulation numérique des signaux qui consiste à diviser sur un grand nombre de porteuses orthogonales entre elles le signal numérique à transmettre. Nous approfondirons beaucoup plus en détail ce procédé dans le chapitre suivant, puisqu'il est au cœur de notre sujet de mémoire.

La quatrième génération n'est cependant pas encore commercialisée et est en cours de développement. Le CDMA [ESM03] [VIT98] et l'OFDM [DOU02] [TSA05] (ou un combiné des deux) sont les deux seuls grands courants de pensée pour la quatrième génération [ABE04]. L'intérêt du CDMA est dû à sa présente utilisation dans la troisième génération, alors que celui de l'OFDM est motivé par les résultats obtenus dans les technologies sans fil de type LTE (*Long Term Evolution*) [PAP08] [AST09] [KES08], WiMAX (*Worldwide Interoperability for Microwave Access*) [WAN08] [JIN05] [VAN04], ou encore, DVB (*Digital Video Broadcasting*) [ROB09] [LEE00].

De plus, pour la quatrième génération, le CDMA ou l'OFDM seront associés aux différentes configurations d'antennes à entrées multiples sorties multiples [UTH04]. Les trois configurations possibles sont les suivantes :

1. SIMO (*Single-Input Multiple-Output*), soit une seule antenne à l'émission et plusieurs antennes à la réception;

2. MISO (*Multiple-Input Single-Output*), soit plusieurs antennes à l'émission et une seule antenne à la réception;
3. MIMO (*Multiple-Input Multiple-Output*), soit plusieurs antennes à l'émission et à la réception.

Ces types de configurations permettent d'augmenter de façon considérable le débit de la communication, comparativement au SISO [UTH04], ou de diminuer les erreurs, selon le mode de fonctionnement (multiplexage ou parallèle). Qui dit augmentation du nombre d'antennes, dit augmentation du nombre de canaux et augmentation de la complexité, cependant les chances d'avoir un meilleur canal, donc un meilleur signal, sont multipliées.

Le MIMO combiné à l'OFDM est donc une solution prometteuse, c'est pourquoi ce mémoire s'intéressera à ce sujet.

1.2 Problématique

Voici un schéma général d'un système MIMO-OFDM :

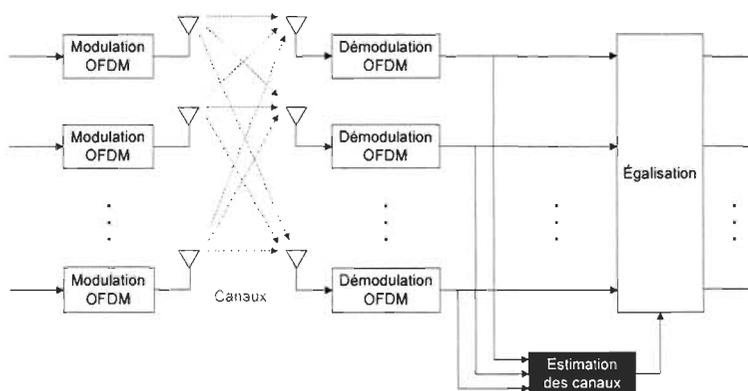


Figure 1.2 Système MIMO-OFDM simplifié

Nous pouvons caractériser les canaux comme étant les médias de transmission de l'information, soient différents trajets empruntés dans l'air par les signaux qui entraînent

des déformations sur les signaux transmis. Lors de l'envoi de données numériques, la partie de l'égalisation a besoin de connaître les paramètres des canaux de propagation afin de mettre en place des traitements adéquats des signaux qui ont pour but de contrer les effets négatifs des canaux. L'étape de l'estimation des canaux est donc incontournable et sur elle repose une bonne partie de la performance du système de communications [COL02b] [KIM04c] [LI02] [OUA02b] [PRO95] [TOR06]. Par souci de simplification, la plupart des algorithmes d'égalisation proposés dans les recherches supposent généralement une connaissance parfaite des canaux, ce qui n'est pas le cas dans la réalité. Puisque les performances diminuent de façon non négligeable si la connaissance des canaux est imparfaite, l'estimation de ceux-ci vient donc contribuer à l'avancement des recherches de ceux qui travaillent la partie égalisation des systèmes sans fil.

Les performances des différents types d'estimateurs de canaux ne peuvent pas être comparées directement à partir des travaux réalisés par les différents auteurs. En effet, dans chacun des cas, une hypothèse différente a été considérée pour la modélisation des canaux. Étant donné que la qualité d'un estimateur de canaux est directement liée à leurs modélisations, il devient impératif de considérer un modèle complet et unique des canaux pour comparer ces estimateurs dans les mêmes conditions.

Un autre aspect intéressant est l'implantation de l'estimation dans un réseau prédéfini programmable par l'utilisateur (*FPGA : Field Programmable Gate Array*) [MEH05]. Nous aurions aussi pu choisir de faire l'implantation dans un circuit intégré à application spécifique (*ASIC : Application Specific Integrated Circuit*) ou dans un processeur de signal numérique (*DSP : Digital Signal Processor*). Nous nous sommes cependant arrêtés sur le FPGA pour sa reconfigurabilité et parce que nous avons à notre disposition un outil

puissant nous permettant de faire du prototypage rapide, soit l'outil AccelDSP. Parmi les contraintes d'implantation, nous pouvons citer la vitesse d'exécution et l'espace qu'occupera l'algorithme que nous voulons mettre en œuvre sur FPGA. Nous nous attendons donc à retrouver des algorithmes complexes, mais performants, ou à l'inverse avec des algorithmes peu complexes, mais moins performants.

1.3 Objectif

L'objectif principal de ce mémoire est d'identifier le ou les estimateurs de canaux les plus appropriés à une implantation dans un système de télécommunication sans fil de type MIMO-OFDM en faisant une étude comparative des estimateurs existants. La meilleure solution peut être un compromis entre plusieurs estimateurs. Pour atteindre cet objectif, nous devons réaliser plusieurs étapes, soit :

1. Analyser les performances théoriques en terme du taux d'erreur sur les bits (*BER : Bit Error Rate*) en fonction du rapport signal sur bruit (*SNR : Signal-to-Noise Ratio*) et la complexité de mise en œuvre d'une certaine classe d'algorithmes d'estimation de canal de systèmes SISO-OFDM à l'aide d'une plate-forme de simulation MATLAB
2. Adapter les techniques retenues au système MIMO
3. Mise en œuvre sur FPGA

Nous pourrions ainsi finalement proposer un compromis en terme de complexité et de performance d'un estimateur de canaux de type MIMO-OFDM.

1.4 Méthodologie

Nous commencerons par une étude bibliographique afin de recenser les différentes méthodes utilisées pour l'estimation de canaux des systèmes sans fil de type OFDM. Nous regrouperons ensuite ces méthodes par classe afin d'en sélectionner un certain nombre à modéliser. À l'aide de Matlab, nous pourrions par la suite établir une première plate-forme de simulation SISO-OFDM afin de se familiariser avec sa modélisation, puis mettre à jour celle-ci en intégrant les différents éléments qui permettront l'incorporation des méthodes d'estimation de canal retenues, que nous programmerons, pour l'étude. Nous pourrions ensuite comparer les algorithmes en terme de performance (BER versus SNR) selon les résultats obtenus. Nous devrions modifier la plate-forme afin d'inclure l'aspect MIMO, puis nous adapterons l'algorithme pour les meilleurs candidats trouvés, afin de pouvoir les simuler et comparer leurs performances. Nous étudierons ensuite la mise en œuvre sur FPGA par prototypage rapide, à l'aide de l'outil AccelDSP, des estimateurs retenus pour le MIMO-OFDM. Nous pourrions finalement comparer les différents résultats obtenus afin de statuer sur le meilleur compromis complexité/performance d'un estimateur de canaux de type MIMO-OFDM.

1.5 Organisation du mémoire

Le chapitre 2 nous permettra d'explorer les systèmes MIMO-OFDM, en débutant tout d'abord par un très bref historique de l'OFDM à la section 2.1. Ensuite, nous détaillerons le principe de l'OFDM à la section 2.2, puis nous présenterons un système SISO-OFDM à la section 2.3. Nous passerons ensuite par une explication des types de diversité à la section 2.4, ce qui nous mènera aux systèmes MIMO-OFDM à la section 2.5. Nous terminerons ce

chapitre par la section 2.6, où nous soulignerons l'importance des estimateurs de canaux pour l'étape de l'égalisation.

La conclusion du chapitre 2 nous mènera tout naturellement à aborder les estimateurs au chapitre 3. Nous débuterons, à la section 3.1, par une classification des estimateurs et justifierons le choix de ceux qui seront retenus pour nos simulations. Ensuite, nous présenterons la modélisation d'un système SISO-OFDM. Nous attaquerons ensuite les équations des estimateurs à la section 3.3, que nous modifierons à la section 3.4 pour les adapter à un système MIMO-OFDM. Nous concluons ce chapitre par la mise en œuvre sur FPGA par prototypage rapide à l'aide de l'outil AccelDSP.

Dans le chapitre 4, nous commencerons par définir notre plate-forme de simulation à la section 4.1. Dans les sections 4.2 et 4.3, nous présenterons et discuterons des résultats théoriques et des résultats de mise en œuvre sur FPGA. Nous terminerons par une synthèse des résultats à la section 4.4

Une conclusion générale sera finalement présentée au chapitre 5.

Chapitre 2 - Systèmes MIMO-OFDM

Dans la section 2.1, nous verrons un bref historique de l'OFDM, puis nous expliquerons beaucoup plus en détail le principe de l'OFDM à la section 2.2. Nous parlerons des systèmes SISO-OFDM à la section 2.3, puis nous aborderons les types de diversité à la section 2.4 pour ensuite étudier les systèmes MIMO-OFDM à la section 2.5. Nous terminerons par les égaliseurs à la dernière section, dans laquelle nous ferons ressortir l'importance des estimateurs de canaux.

2.1 Historique de l'OFDM

Il a plus de 50 ans, un système innovateur nommé Kineplex [DOE57], conçu pour des liaisons radio militaires en bande hautes fréquences, marqua le début des modulations multiporteuses. Quant à l'utilisation de la transformée de Fourier pour la modulation et la démodulation, elle fut proposée pour la première fois par Saltzberg en 1967 [SAL67], puis par Weinstein et al. en 1971 [WEI71]. Ce système n'avait alors pas connu le succès espéré, car la réalisation de filtres analogiques parfaitement orthogonaux était trop coûteuse.

L'algorithme de calcul de transformée de Fourier rapide a été inventé au début des années 1960 par deux ingénieurs du centre de recherche d'IBM [COO67]. De par son efficacité, il a eu un impact significatif sur le développement des applications en traitement numérique des signaux en réduisant la complexité du modulateur et, par le fait même, la consommation des terminaux, puisqu'un calcul de transformée de Fourier discrète est un calcul de produit d'une matrice par un vecteur effectué de façon récursive.

Ce n'est cependant qu'au début des années 80 que les modulations multiporteuses ont attiré l'attention de nouveau [PEL80] [HIR81] [BIN90] en raison de la faible complexité de la modélisation discrète basée sur des modulateurs numériques de transformée de Fourier rapide (FFT, pour *Fast Fourier Transform*). Les systèmes utilisant des modulations multiporteuses basées sur la FFT, comme les réseaux sans fil, sont présentement connus sous le nom d'*Orthogonal Frequency Division Multiplexing* (OFDM).

2.2 Principe de l'OFDM

Chaque canal d'un système de télécommunications numérique opère à une fréquence spécifique et avec une largeur de bande spécifique. Nous verrons donc comment le multiplexage par répartition de la fréquence (FDM : *Frequency Division Multiplexing*) et le multiplexage par répartition orthogonale de la fréquence (OFDM) exploitent efficacement leur spectre de fréquences. Nous ferons bien la distinction entre ceux-ci et décrirons pourquoi l'OFDM a maintenant un avantage certain sur le FDM.

Le FDM implique que nous allouons à chaque canal une plage unique de fréquences, dont la fréquence centrale et la largeur de bande sont bien fixées. Il est possible d'avoir plusieurs usagers tout simplement en utilisant différents canaux du spectre de fréquences, puisque ceux-ci ne se superposent pas. La figure suivante illustre ce spectre de fréquences d'un système FDM. Notons que dans ce diagramme, chaque canal a une fréquence porteuse différente et que ces canaux sont limités afin d'opérer à l'intérieur d'une bande passante bien définie.

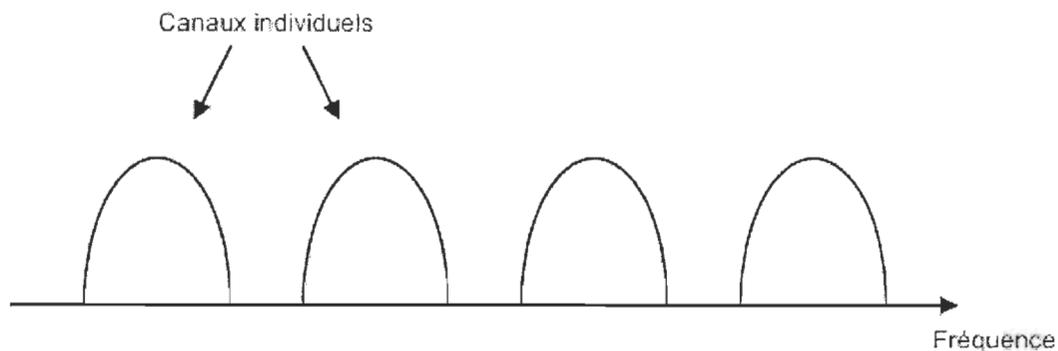


Figure 2.1 Spectre de fréquences d'un système FDM

Le FDM est utilisé par une grande variété de protocoles de communication comme le Bluetooth® ou des protocoles de téléphones cellulaires comme le TDMA et le CDMA. Le Bluetooth® est un protocole utilisé, entre autres, par les téléphones cellulaires et les ordinateurs portables. Il utilise l'une des bandes de fréquences ISM (*Industrial, Scientific and Medical*) réservées pour l'industrie, la science et la médecine et implémente le FDM en utilisant 79 canaux séparés de 1 MHz et allant de 2.402 GHz à 2.480 GHz [MCD05].

Dans les systèmes de communication à haut débit, des contraintes physiques limitent les transmissions, c'est-à-dire que la transmission du signal peut être affectée par la nature physique des composants, par le bruit dû aux lacunes des systèmes, ou encore, par la déformation du signal au cours de la propagation. Pour que les informations transmises restent suffisamment séparées à la réception, les informations émises doivent être bien réparties temporellement. Lors de la transmission d'un train de symboles, il y a forcément une dispersion des données dans le temps et c'est ce qui mène à l'apparition de l'interférence entre les symboles (ISI : *Intersymbol Interference*). De plus, nous observons un phénomène appelé « évanouissement » causé par les signaux réfléchis par les différents obstacles rencontrés, soient les immeubles, les arbres, les voitures, etc. Les signaux ainsi

déviés arrivent plus ou moins longtemps après le signal principal et déforment donc plus ou moins celui-ci selon la longueur des différents chemins parcourus.

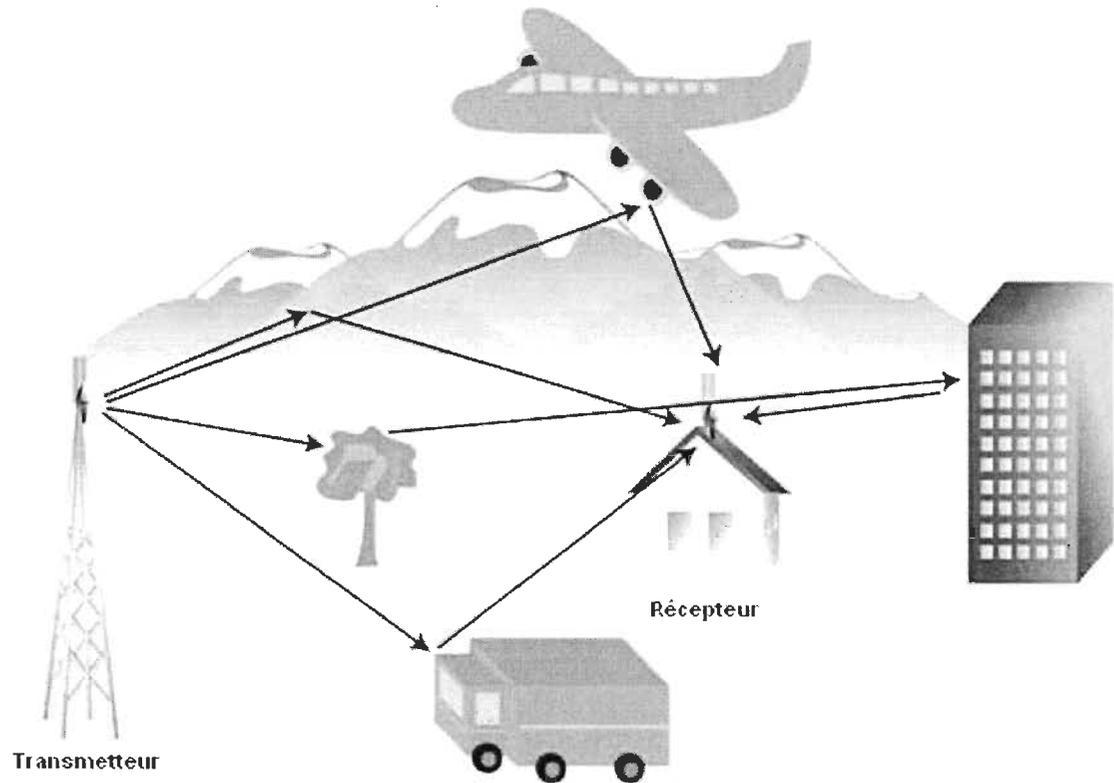


Figure 2.2 Évanouissement provoqué par les signaux réfléchis

Il a été constaté que ce phénomène dépend de la fréquence, les basses fréquences étant moins affectées que les hautes fréquences, et qu'il dépend également du déplacement du récepteur. Les variations aléatoires des phases du signal dans le temps créent ce problème d'évanouissement, généralement appelé « *fading* ». Ces variations peuvent avoir deux effets, soit un signal résultant plus puissant que le trajet direct si les signaux s'additionnent de façon constructive, soit un signal résultat plus faible si les signaux s'additionnent de façon destructive. Notons que cette particularité rend possible la communication même

lorsque l'émetteur et le récepteur ne sont pas en ligne directe, le plus bel exemple étant les communications transcontinentales sans fil.

Les techniques classiques de modulation, comme les systèmes FDM, sont plus affectées par l'ISI, car la durée d'un symbole est petite par rapport au délai de propagation du canal de transmission, ce qui amplifie ce type d'interférences. Une démodulation simple est donc l'approche à privilégier si la durée des symboles utiles est grande par rapport au délai de propagation du canal de transmission. Quant aux modulations multiporteuses, elles placent l'information dans une fenêtre temps-fréquence dont la durée est plus significative que le délai de propagation du canal de transmission, ce qui leur confère un avantage incontestable pour les communications sans fil à hauts débits.

Les modulations multiporteuses retrouvent le signal émis en convertissant l'étape de l'égalisation dans le domaine temporel en une égalisation simplifiée dans le domaine fréquentiel. À l'émission, nous utilisons une transformée de Fourier inverse afin de transmettre le signal fréquentiel sur des sinusoïdes de différentes fréquences. Tandis qu'à la réception, nous utilisons la transformée de Fourier pour démoduler le signal et nous filtrons ensuite celui-ci avec la fonction de transfert du canal (voir la figure suivante). La tâche du récepteur au niveau de l'égalisation s'en trouve facilitée grâce à cette égalisation scalaire, car le signal reçu est simplement divisé par le gain fréquentiel correspondant. Les symboles émis ne subissent alors qu'une atténuation et les impacts de l'ISI sont atténués de façon significative. Chaque sous-canal peut être traité indépendamment, avec son propre rapport SNR (*Signal-to-Noise Ratio*), ce qui donne un avantage aux modulations multiporteuses en les rendant moins sensibles au bruit.

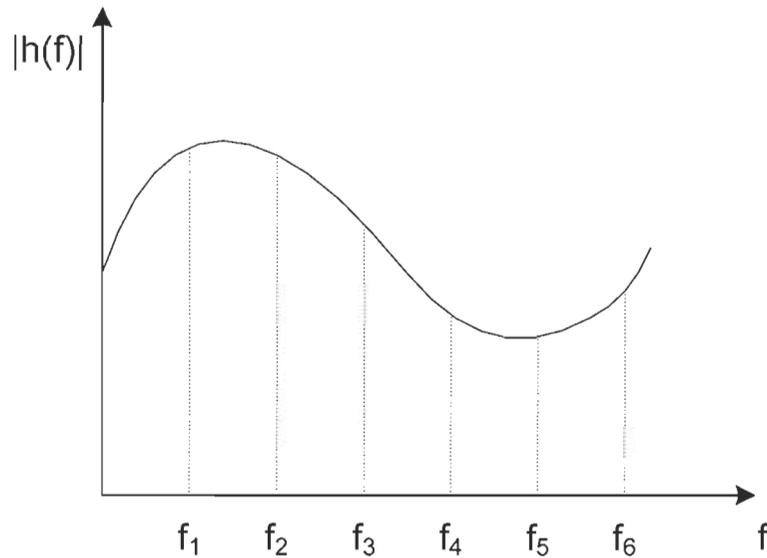


Figure 2.3 Fonction de transfert d'un canal

Une de ces techniques de modulation multiporteuse qui utilisent la transformée de Fourier rapide est le multiplexage par répartition orthogonale de la fréquence (OFDM : *Orthogonal Frequency Division Multiplexing*).

L'OFDM est un procédé de modulation numérique des signaux où chaque canal utilise plusieurs sous-porteuses. De plus, dans un système OFDM, les sous-porteuses se chevauchent afin de maximiser l'utilisation du spectre de fréquences. De façon générale, le chevauchement de ces fréquences porteuses n'est pas souhaitable, car celles-ci s'interféreraient, mais les sous-porteuses d'un système OFDM sont précisément orthogonales entre elles. Elles peuvent donc se chevaucher sans se nuire, car la puissance maximale de chaque sous-porteuse correspond à la puissance minimale des autres canaux adjacents.

Les systèmes OFDM sont donc capables de maximiser l'utilisation du spectre de fréquences tout en évitant de causer de l'interférence entre les canaux adjacents, ce qui est illustré à la figure suivante.

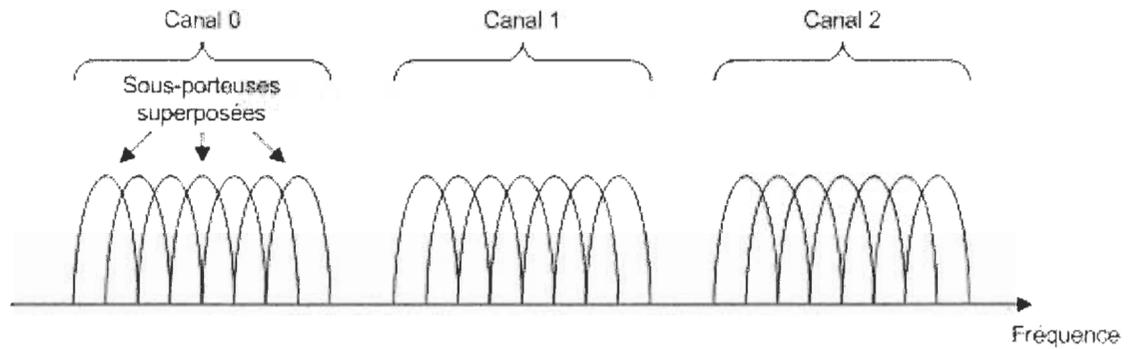


Figure 2.4 Spectre de fréquences d'un système OFDM

Puisque le taux de transfert des données augmente quand la bande passante d'un canal augmente, les systèmes OFDM permettent un plus grand flux de données que les systèmes FDM.

Dans la figure suivante, nous voulons illustrer de façon plus précise un canal d'un système OFDM, un peu comme un grossissement d'un canal de la figure précédente. Vous pouvez d'ailleurs remarquer que chaque sous-porteuse est représentée par un maximum d'une couleur différente et chaque maximum correspond à la valeur 0 des autres sous-porteuses.

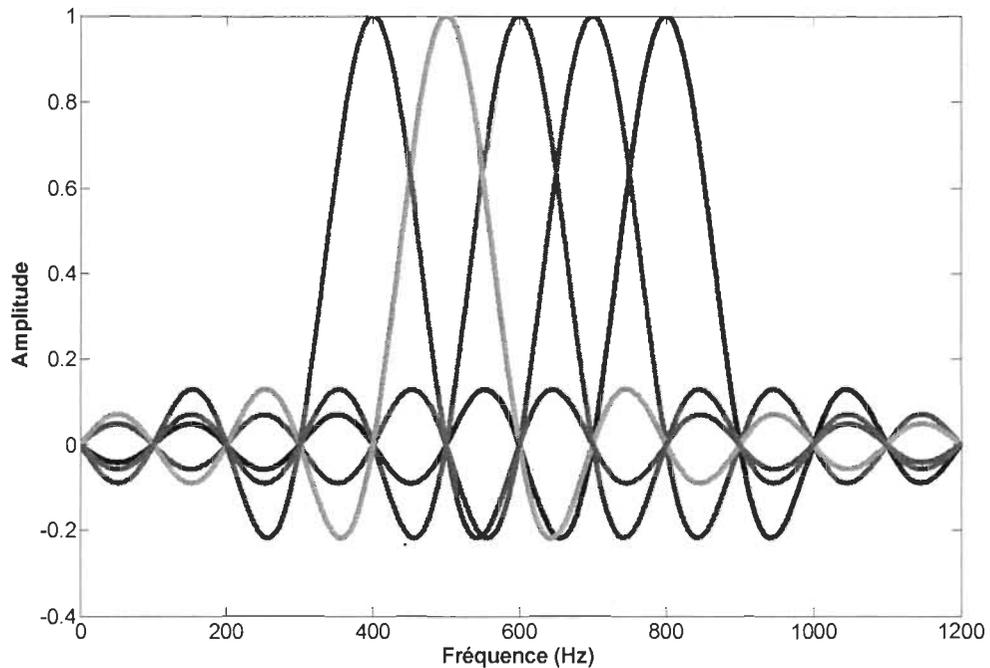


Figure 2.5 Spectre de fréquences d'un canal d'un système OFDM

L'OFDM se démarque en simplifiant l'égalisation grâce à la transformation d'un canal à trajets multiples large bande en un ensemble de sous-canaux à un seul trajet. La complexité des terminaux est également réduite à l'aide de la redondance cyclique à l'émission et de l'utilisation d'algorithmes à base de FFT rapides.

Le principe de l'OFDM permet aussi de limiter l'ISI en comparaison avec un système à large bande, mais pour le réduire encore plus, il est possible de rajouter un intervalle de garde, appelé ainsi en littérature, après chaque symbole émis. Cet intervalle est une période pendant laquelle il y a transmission redondante d'une partie d'un symbole OFDM. Notons que cet intervalle doit être supérieur au délai de transmission du chemin le plus long.

Nous pouvons terminer cette sous-section en soulignant que les sous-porteuses des différents canaux peuvent être utilisées de différentes façons, ce que nous pouvons

visualiser à la figure suivante. En premier lieu, la plupart des sous-porteuses seront utilisées pour transmettre les données. En second lieu, certaines sous-porteuses seront utilisées pour les pilotes qui serviront à l'estimation du canal et à la synchronisation. Finalement, quelques sous-porteuses au début et à la fin de chaque symbole OFDM auront une valeur nulle et serviront d'intervalle de garde.

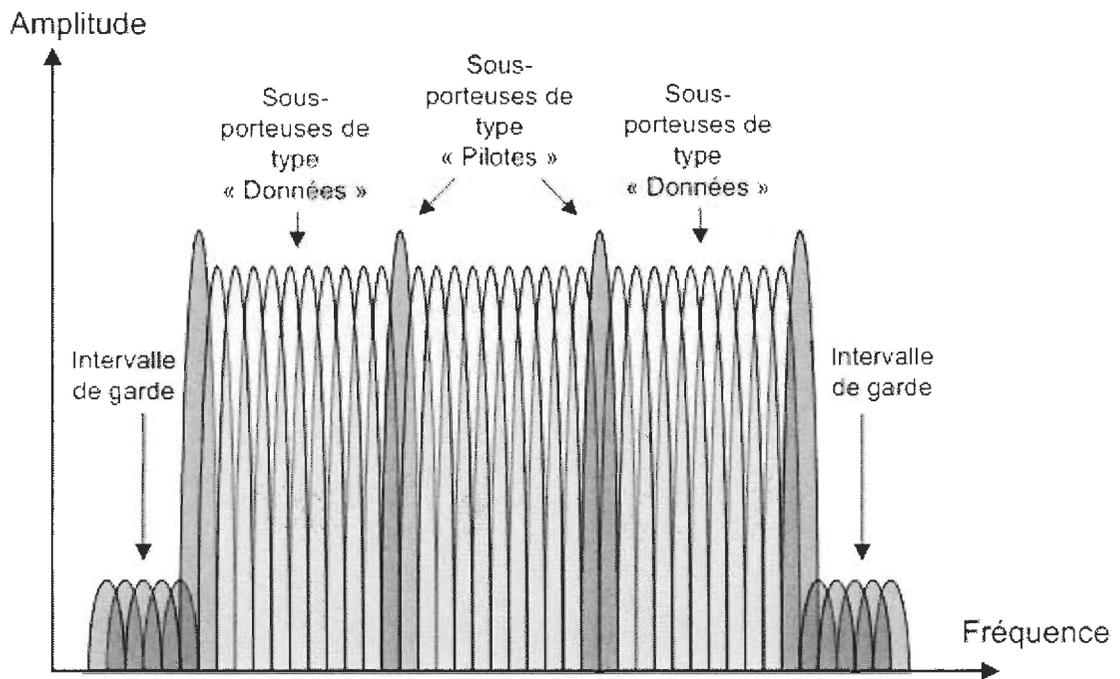


Figure 2.6 Différentes utilisations des sous-porteuses d'un symbole OFDM

Le nombre de sous-porteuses utilisées pour les données, les pilotes ou comme intervalle de garde dépend de la largeur de bande du système utilisé et le nombre total de sous-porteuses détermine la largeur de bande totale du système. L'OFDM est une technologie flexible pour les systèmes de communication sans fil puisqu'il donne la possibilité de choisir parmi une variété de nombres possibles de sous-porteuses pouvant être utilisées. De plus, ce protocole permet des transmissions sans fil sur de longues distances avec un minimum de distorsion du signal dû aux multitrajets sans avoir à sacrifier le débit.

2.3 Systèmes SISO-OFDM

Les systèmes OFDM subdivisent le canal en N sous-porteuses et les fréquences centrales de celles-ci sont distantes d'un multiple de l'inverse de la période d'un symbole, soit $1/T$. Le principe de ces systèmes est basé sur la transmission par bloc, en opposition à des données transmises en série pour les modulations monoporteuses. Chacun de ces blocs est considéré comme étant un symbole OFDM et sa modulation s'effectue à l'aide d'une transformée de Fourier inverse.

Un système de communication OFDM doit passer par diverses étapes afin de pouvoir utiliser plusieurs sous-porteuses pour transmettre des informations sur un canal de propagation, ce qu'illustre la figure suivante.

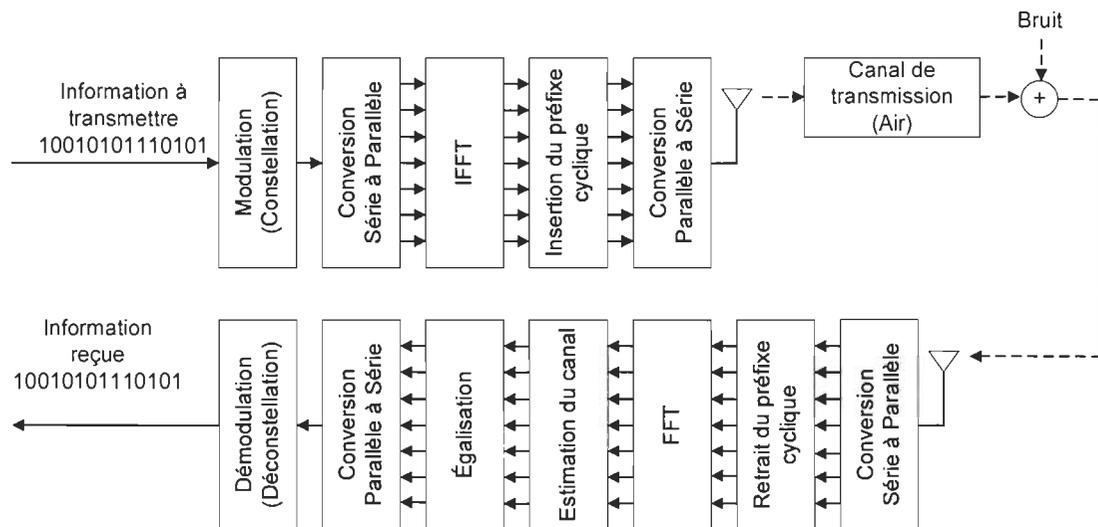


Figure 2.7 Système SISO-OFDM sans fil

Les informations à transmettre peuvent être des données, de la voix, de la musique ou des vidéos par exemple. En tout premier lieu, ces informations sont bien entendu numérisées sous forme de bits. Nous ne couvrirons pas ce sujet dans ce mémoire et considérerons nos données comme étant déjà numérisées.

Dans un système OFDM, chaque canal peut être subdivisé en plusieurs sous-porteuses. En utilisant ces sous-porteuses, il est nous possible d'optimiser l'utilisation du spectre de fréquences, mais pour ce faire nous devons ajouter des opérations entre la transmission et la réception.

En pratique, les bits ne sont pas transmis un par un, mais de façon regroupée et nous parlons alors plutôt de symboles ou de constellations. La taille d'une constellation est déterminée par le nombre de bits inclus dans chaque symbole et le débit sera d'autant plus élevé que la taille de la constellation sera grande. Notons que la taille des constellations les plus courantes est à la puissance de deux. De plus, chaque porteuse peut être modulée indépendamment en utilisant des modulations numériques, soit le BPSK, le QPSK, le 16-QAM ou 64-QAM, par exemple.

Tableau 2-1 Différents exemples de constellations possibles

Constellation	Nombre de bits
BPSK	1
QPSK	2
16-QAM	4
64-QAM	16

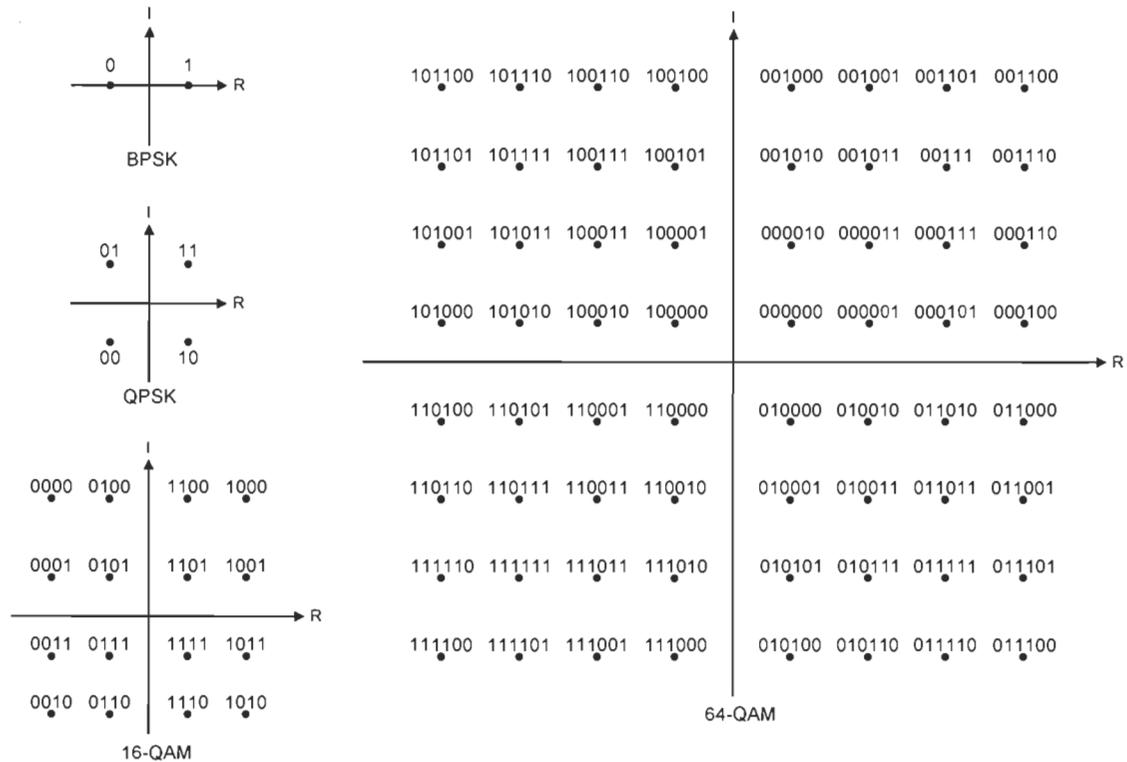


Figure 2.8 Visualisation de différentes constellations possibles

Notons qu'il n'est pas possible d'augmenter la taille de la constellation afin d'accroître le débit de façon infinie. La vitesse de transmission augmentera bel et bien, par contre il est impossible que cette information arrive sans erreurs. De plus, à puissance fixe, les symboles émis ont des valeurs qui se rapprochent de plus en plus les unes des autres quand la taille de la constellation augmente. Ainsi, il sera de plus en plus difficile pour le récepteur d'arriver à faire la distinction entre deux valeurs et les performances du système se dégraderont. Le débit a donc une limite établie par un seuil, communément appelé la capacité du canal.

Nous devons ensuite convertir le flot de bits à transmettre, qui est sous forme série, en des flots de bits sous forme parallèle qui seront répartis parmi les sous-porteuses.

À cette étape, les données sont ensuite modulées à l'aide d'une transformée de Fourier inverse (IFFT : *Inverse Fast Fourier Transform*). Chaque schéma de modulation peut être

choisi de façon complètement indépendante des autres et peut être choisi en se basant sur les conditions du canal. Il est effectivement possible pour chaque sous-porteuse d'utiliser un schéma différent de modulations. Le rôle de la IFFT est donc de moduler chaque sous-canal en une sous-porteuse appropriée.

Puisque les systèmes de communication sans fil sont sensibles aux réflexions dues aux trajets multiples, nous ajoutons par la suite un préfixe cyclique afin de réduire l'ISI. Un préfixe cyclique est tout simplement la répétition d'une partie de la fin d'un symbole qui est ajoutée au début de ce même symbole, ce que nous pouvons aisément comprendre en observant la figure suivante. Cette étape est importante afin de ne pas interférer avec les symboles subséquents, puisqu'elle permet aux représentations multitrajets du signal original de s'atténuer.

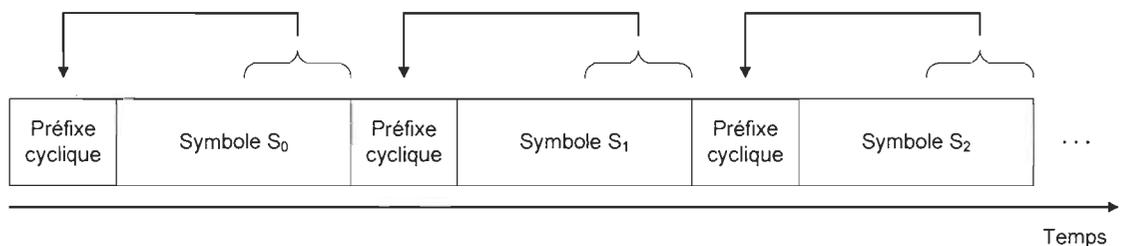


Figure 2.9 Ajout du préfixe cyclique

Le but du préfixe cyclique est d'introduire de la redondance, de façon structurée, afin de transformer le produit de convolution en un produit de convolution circulaire, ce qui nous permet de simplifier l'égalisation. À l'aide de la transformée de Fourier, l'opération de convolution circulaire se transforme alors en un produit fréquentiel scalaire très simple à égaliser, ce qui explique l'intérêt d'utiliser la FFT. Le produit de convolution de deux

signaux périodiques de même période N est appelé convolution circulaire et le résultat est lui-même périodique et de longueur N , soit :

$$y(n) = h(n) \circledast x(n) = \sum_{i=0}^{N-1} h(i) x((N+n-i)\%N) = \sum_{i=0}^{N-1} h((N+n-i)\%N) x(i) \quad (2-1)$$

où % est le reste de la division entière. Cette définition diffère du produit de convolution « ordinaire » de deux signaux à temps discret, qui est noté par $*$, et défini par :

$$y(n) = h(n) * x(n) = \sum_{i=-\infty}^{+\infty} h(i) x(n-i) = \sum_{i=-\infty}^{+\infty} x(i) h(n-i) \quad (2-2)$$

Notons que dans les deux cas, les signaux h et x sont périodisés, mais ceux-ci sont périodisés sur tout le domaine de définition des fonctions h et x pour la convolution ordinaire et avec un nombre d'échantillons qui est généralement une puissance de deux pour la convolution implémentée par la FFT.

La transformée de Fourier d'un produit de convolution circulaire est, quant à lui, un produit simple :

$$y(n) = h(n) \circledast x(n) \Rightarrow Y(k) = X(k) H(k) \quad (2-3)$$

Cette propriété donne naissance aux algorithmes de convolution rapide, utilisant la FFT, soit :

$$y(n) = h(n) \circledast x(n) = \text{IFFT}(\text{FFT}[h(n)] \text{FFT}[x(n)]) \quad (2-4)$$

Après l'ajout d'un préfixe cyclique à chaque sous-porteuse, celles-ci doivent être transmises comme étant un seul signal. Nous utilisons pour ce faire une conversion parallèle à série en recombinaison ces sous-porteuses en un seul signal. Nous pouvons donc souligner que les sous-porteuses sont générées de façon simultanée.

Dans les communications sans fil, les antennes servent à transmettre des informations entre deux modules, mais l'objet de ce mémoire ne couvre pas la conception de celles-ci. Nous appelons canal de transmission le support, ou média, par lesquels passent les informations à transmettre et dans les systèmes de télécommunication sans fil, ce média est l'air. Notons que plusieurs déformations lors de la transmission viennent modifier le signal originel, dont l'ajout de bruit gaussien.

Lors de la réception, nous devons une fois de plus faire une conversion série à parallèle des bits transmis afin que le signal reçu soit divisé entre les sous-porteuses appropriées. Nous devons ensuite retirer le préfixe cyclique et faire une transformée de Fourier directe (FFT : *Fast Fourier Transform*). Après quoi, nous devons estimer les paramètres du canal de propagation et passer par l'étape de l'égalisation. Ces deux étapes importantes seront explorées plus en détail à la dernière section de ce chapitre. Il ne nous reste ensuite qu'à recombinaer le signal à l'aide une conversion parallèle à série puis à faire la démodulation, selon les constellations choisies avant l'étape de la transmission, afin de retrouver les bits envoyés plutôt que les symboles.

2.4 Type de diversité

Les phénomènes d'évanouissements, qui surviennent lorsque des gains de la fonction de transfert du canal de transmission sont de faibles valeurs, ne sont pas pour autant résolus bien que les systèmes multiporteurs facilitent considérablement l'égalisation du canal. En effet, l'information portée par une sinusoïde peut être irrémédiablement perdue si le gain fréquentiel du canal à cette fréquence est faible ou nul. Il existe, par ailleurs, deux méthodes pour pallier ce problème.

La première est lorsque la fonction de transfert du canal de transmission est connue au niveau de l'émetteur. Pour ce faire, l'environnement ne doit pas trop fluctuer et l'émetteur doit pouvoir recevoir la connaissance du canal par le récepteur, ce qui est le cas des transmissions multiporteuses sur paire de fils de cuivre torsadés ADSL (*Asymmetric Digital Subscriber Line*) [MAT05]. Étant donné que le canal varie peu, le récepteur fait connaître à l'émetteur la fonction de transfert du canal durant la période de transmission. C.E. Shannon [SHA49] nous a d'ailleurs fait connaître l'approche à privilégier, soit que la puissance du signal émis doit être maximale lorsque l'amplitude du gain du canal est maximale et minimale lorsque celle-ci est minimale (sous contraire de puissance fixe). Il faut donc que le profil de puissance du signal soit adapté au profil du canal de transmission. Des techniques appelées AOFDM (*Adaptive OFDM* dans la littérature) [MIN06b] permettent d'adapter, en fonction du rapport signal sur bruit de chaque sous-porteuse, la puissance de chaque symbole émis et/ou la taille de la constellation.

La deuxième approche concerne les transmissions sans fil, c'est-à-dire lorsque la fonction de transfert du canal de transmission n'est pas connue de l'émetteur. Nous avons alors recours à des techniques de diversité et de codage afin de réduire la probabilité d'erreur du message à transmettre en ajoutant au signal des bits de correction d'erreur.

Ces bits de correction ont des valeurs qui sont liées aux bits du signal qu'ils accompagnent afin d'augmenter la fiabilité des transmissions en introduisant de la redondance. Cette manœuvre est généralement appelée codage et nécessite un compromis entre la robustesse et le débit. Il est en effet possible de transmettre beaucoup plus de bits que le signal original, par contre le débit utile, qui concerne les bits d'informations seulement et exclut ceux servant au codage, deviendra alors insignifiant par rapport au débit

total. Quant au décodeur à la réception, il connaît les bits de correction et les conventions qui les ont générés, ce qui lui permet de corriger les erreurs.

Les porteuses sont atteintes différemment par l'évanouissement, dépendamment de la fréquence. Il y a donc certaines porteuses qui sont plus affaiblies que d'autres et c'est pourquoi les bits redondants doivent être transmis sur un grand nombre de porteuses. Il est aisément compréhensible que le fait d'ajouter de la redondance sur une seule porteuse, affectée par l'évanouissement, serait inefficace. Par contre, en éparpillant les bits redondants, les chances sont plus élevées pour que ceux-ci passent sans être déformés. Il existe d'ailleurs différentes techniques d'entrelacements qui permettent un étalement de l'information redondante.

Une première technique est l'entrelacement fréquentiel en transmettant sur différentes porteuses l'information redondante. Celles-ci doivent être séparées par la bande de cohérence du canal, soit la bande pour laquelle deux porteuses sont complètement indépendantes.

Une deuxième technique est l'entrelacement temporel, c'est-à-dire la transmission à deux instants distincts de l'information redondante sur la même porteuse. Mentionnons qu'il est impératif que la valeur du gain du canal à cette porteuse ait changé entre ces deux moments, il faut donc que l'environnement évolue rapidement au cours du temps. Les chances sont grandes pour que le temps d'attente entre les changements de la valeur du gain du canal devienne inacceptable pour certaines applications temps réel.

Une troisième technique est l'entrelacement spatial, c'est-à-dire l'utilisation de plusieurs antennes à l'émission et à la réception, étant donné la taille réduite des antennes à haute fréquence. Il nous est alors permis de recombinaison le signal utile, car l'information

redondante passe par plusieurs canaux différents. Cette dernière technique justifie donc notre choix du MIMO pour notre étude.

2.5 Systèmes MIMO-OFDM

Comme il a été mentionné précédemment, les trois premières générations, le FDMA, le TDMA et le CDMA, utilisaient le SISO. Pour la quatrième génération, l'utilisation des différentes configurations MIMO (SIMO, MISO ou MIMO) sera très certainement envisagée. Nous pouvons d'ailleurs visualiser la différence entre ces configurations à l'aide de la figure suivante :

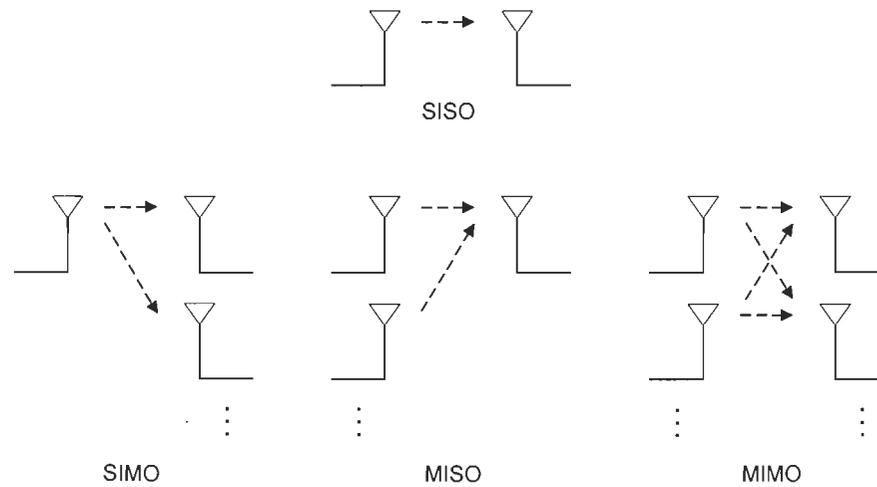


Figure 2.10 Différentes configurations MIMO versus SISO

Nous donnerons maintenant un exemple plus concret à l'aide d'un système que nous appellerons 2x2 (en prononçant deux par deux), ce qui signifie que nous aurons deux antennes à l'émission ainsi qu'à la réception. Il existe deux façons différentes de répartir les blocs (ou symboles) OFDM. Nous pouvons envoyer les blocs pairs sur une antenne et les blocs impairs sur l'autre antenne et nous aurons ainsi un débit deux fois plus rapide. Nous pouvons aussi envoyer les mêmes blocs simultanément aux deux antennes et nous

augmenterons ainsi la robustesse de notre système aux erreurs. Notons que, dans cet exemple, nous avons négligé l'ajout de bruit lors du passage des signaux par les canaux.

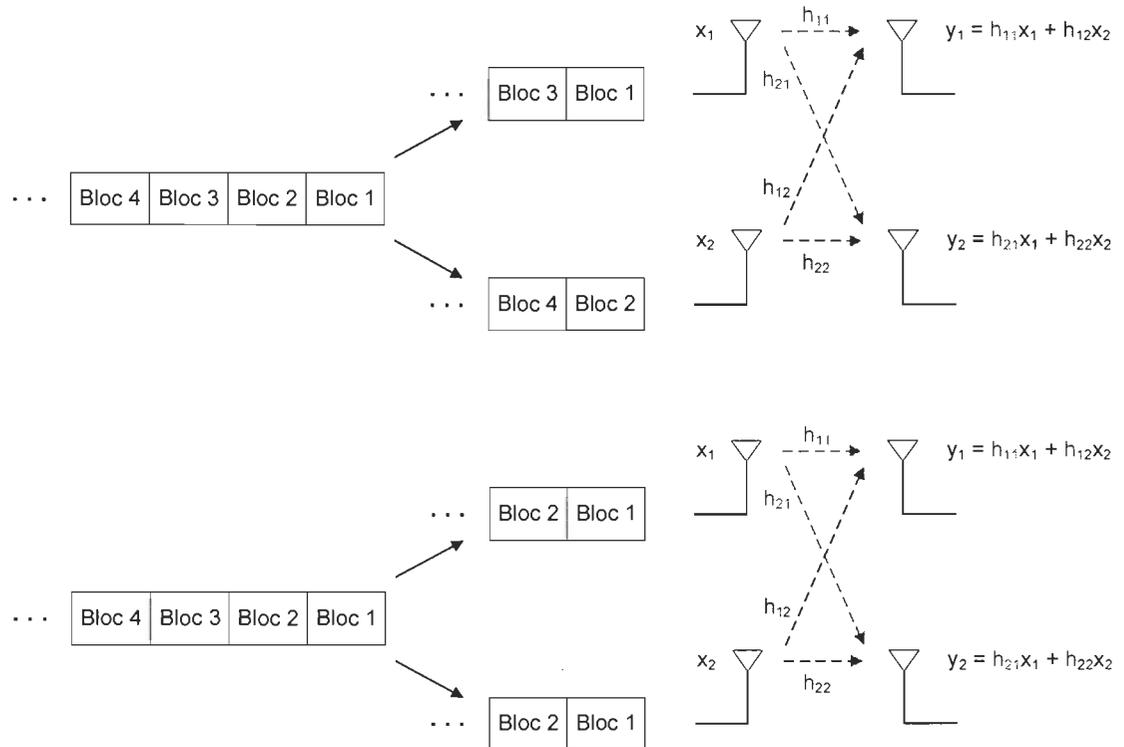


Figure 2.11 Répartitions des blocs OFDM

Nous pouvons ainsi observer que nous avons un système matriciel de deux équations et deux inconnues, que nous pouvons écrire (en négligeant le bruit) :

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{x} \quad (2-5)$$

$$\begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} \rightarrow \begin{cases} y_1 = h_{11}x_1 + h_{12}x_2 \\ y_2 = h_{21}x_1 + h_{22}x_2 \end{cases} \quad (2-6)$$

Nous pouvons remarquer à quel point la complexité peut augmenter rapidement selon le nombre d'antennes à l'émission et à la réception. Bien entendu, cet inconvénient est

compensé par le fait que nous obtenons un meilleur signal, soit plus rapide, soit plus robuste.

Notre système OFDM auquel nous intégrerons le MIMO deviendra :

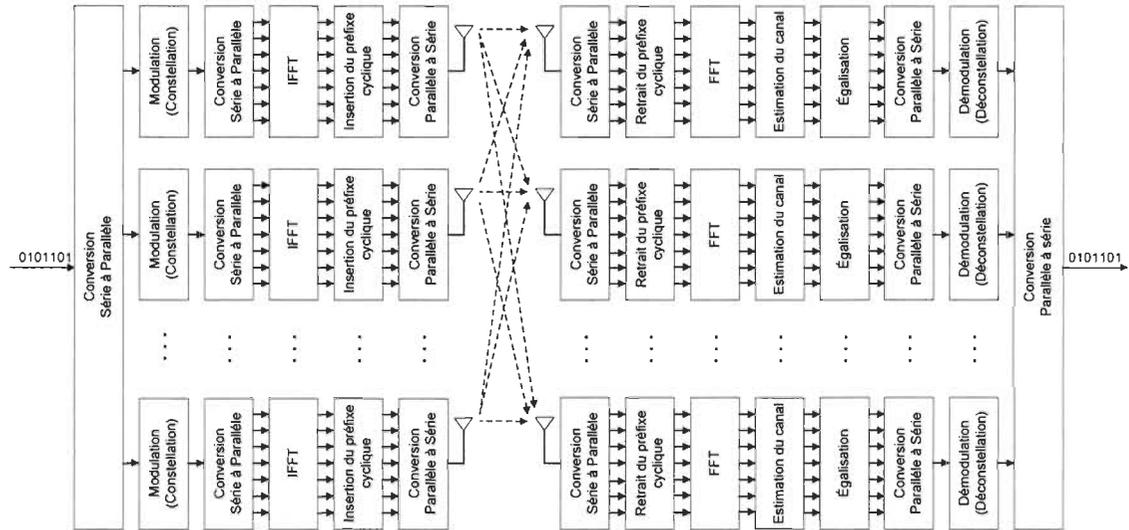


Figure 2.12 Système MIMO-OFDM sans fil

2.6 Égaliseurs

Dans les systèmes de communication à haute vitesse, les symboles sont habituellement transmis à intervalle de temps constant. Cet intervalle est appelé période d'échantillonnage et est noté T_s . Quant au temps de retard maximum des trajets, noté T_r , il est d'ordinaire beaucoup plus élevé que la période de temps T_s . Cette propriété permet de représenter le signal reçu comme une somme pondérée du signal émis, à un instant t , et des signaux émis précédemment aux instants multiples de la période T_s . Notons qu'en règle générale, il est habituellement admis que les ondes électromagnétiques se propagent à la vitesse de la lumière, c'est pourquoi la durée de propagation de celles-ci est négligeable.

Une réponse impulsionnelle caractéristique d'un canal à trajets multiples est illustrée à la figure suivante et, comme nous l'avons mentionné précédemment, il y est clairement illustré que la période d'échantillonnage T_s est beaucoup plus petite que le temps de retard maximum des trajets T_r . Nous pouvons aussi facilement remarquer que plus la période d'échantillonnage est petite, plus le nombre de coefficients d'atténuation $c(t)$ correspondant à chaque instant T_s est élevé et que ces coefficients permettent de modéliser le canal de transmission.

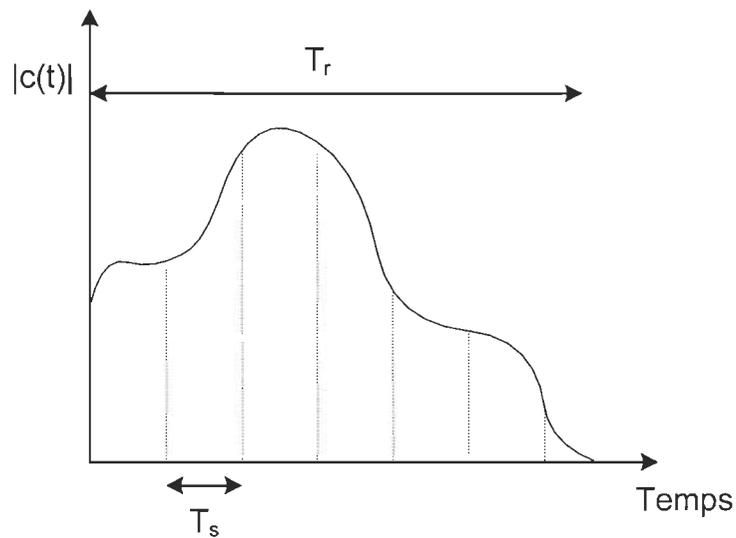


Figure 2.13 Représentation temporelle d'un canal avec trajets multiples

Les signaux décrits précédemment sont des signaux sélectifs en fréquence, c'est-à-dire que leurs composantes fréquentielles ne sont pas affectées de la même façon par le canal de transmission. Pour éviter ce phénomène, il est nécessaire que le signal ait une bande de fréquences plus large que la largeur requise afin que deux atténuations du canal soient indépendantes.

La sélectivité en fréquence des canaux a posé problème au développement des transmissions plus fiables, car deux étapes importantes doivent être accomplies. La première, c'est-à-dire l'étape de l'estimation du canal, fait perdre du débit et plus particulièrement si l'environnement est mobile. Quant à la deuxième, soit l'égalisation, elle augmente la complexité des récepteurs. Notons que cette complexité dépend du rapport entre T_r et T_s , soit le nombre de trajets du canal, et du type de constellation utilisée.

L'estimation sert à identifier les coefficients d'atténuation $c(T_s)$ qui seront utilisés à l'égalisation pour compenser l'effet des distorsions créées par les réflexions multiples du signal. Une autre étape est aussi nécessaire, soit le décodage, qui sert à inverser l'algorithme de codage utilisé à l'émission afin de limiter les effets du bruit. Une des techniques couramment utilisées pour l'estimation consiste à envoyer une séquence d'apprentissages, connue de l'émetteur et du récepteur. Cependant, il faut veiller à ce que la période d'échantillonnage T_s ne soit pas trop petite par à T_r , car la complexité du système s'en trouvera augmentée par le nombre trop élevé de coefficients $c(T_s)$ à estimer.

Afin de mieux visualiser l'importance de l'étape de l'estimation de canal, voici maintenant un exemple fort simple où l'égalisation utilisée sera, elle aussi, une des moins complexes.

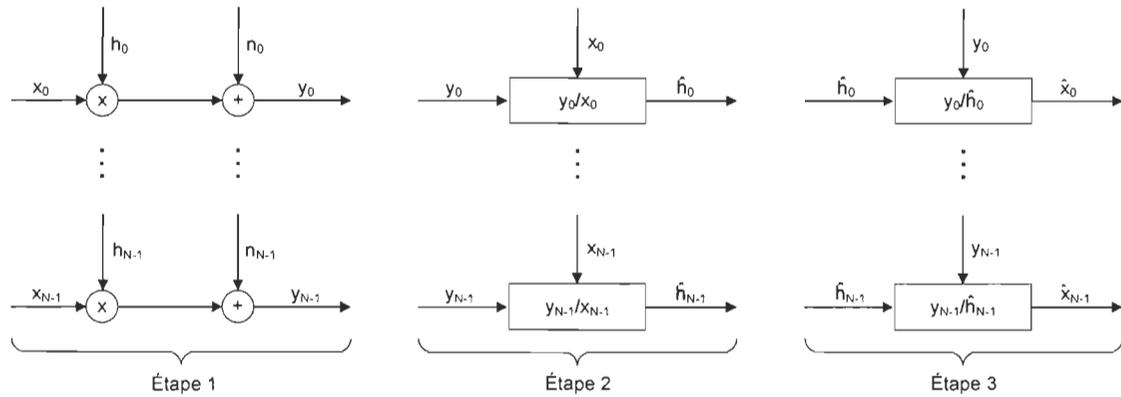


Figure 2.14 Exemple simple d'estimation et d'égalisation

À la première étape, nous envoyons une série de données connues x_k , où $k = 0 \dots N-1$, qui après avoir passées par le canal h_k et l'addition de bruit gaussien n_k , deviennent les données reçues y_k .

$$y_k = x_k h_k + n_k \quad (2-7)$$

À la deuxième étape, qui est l'estimation de canal, nous utilisons la méthode la plus simple pour cet exemple, communément appelée le ZF (*Zero Forcing*), où nous considérons le bruit comme étant nul. Nous pouvons alors estimer le canal \hat{h}_k par une simple opération de division en utilisant pour ce faire les données que nous venons de recevoir, y_k , et les données connues, x_k . Après cette étape, il nous serait possible d'obtenir des courbes du MSE (*Mean Square Error*), c'est-à-dire l'erreur moyenne au carré entre les valeurs estimées du canal et les valeurs réelles, en fonction du SNR.

$$y_k = x_k h_k + \cancel{n_k} \rightarrow \hat{h}_k = \frac{y_k}{x_k} \quad (2-8)$$

À la troisième étape, appelée l'égalisation, nous envoyons de nouvelles données x_k , inconnues du récepteur cette fois, qui passent par le canal dont nous venons d'estimer les paramètres \hat{h}_k et nous récupérons de nouvelles données y_k à la réception. Pour cet exemple, l'égalisation choisie est la plus simple et se nomme aussi le ZF (*Zero Forcing*), où seule l'annulation des interférences dues au canal est prise en charge sans égard au bruit gaussien (voir l'équation 2-5). Après cette étape, nous pourrions obtenir les courbes du SER (*Symbol Error Rate*), c'est-à-dire le taux d'erreur sur les symboles estimés comparativement aux symboles réellement envoyés, en fonction du SNR.

$$\hat{x}_k = \frac{y_k}{\hat{h}_k} \quad (2-9)$$

Avec cet exemple, nous pouvons donc facilement comprendre pourquoi il est primordial de connaître les paramètres du canal afin de récupérer adéquatement les symboles envoyés à l'étape de l'égalisation. Notons que dans la plupart des travaux portant sur l'égalisation, les paramètres du canal sont considérés comme étant parfaitement connus, ce qui n'est évidemment pas le cas dans la réalité.

2.7 Conclusion

Ce chapitre nous a permis de bien comprendre ce qu'était un système OFDM en décortiquant tous ses éléments nécessaires. De plus, nous avons illustré plus concrètement la différence entre un système SISO et MIMO. Nous avons aussi fait ressortir l'importance des estimateurs de canaux dans le processus de recouvrement du signal originalement envoyé. Le chapitre suivant portera donc sur le cœur de notre mémoire, soit les estimateurs de canaux et la mise en œuvre sur FPGA.

Chapitre 3 - Estimateurs de canaux et prototypage rapide

Dans le chapitre précédent, nous avons exploré les systèmes MIMO-OFDM, ainsi que l'importance d'avoir un estimateur de canal efficace. Dans ce chapitre-ci, nous commencerons par classifier, à la section 3.1, les méthodes d'estimation de canaux les plus connues. Nous aborderons ensuite, à la section 3.2, la modélisation d'un système SISO-OFDM, puis nous expliquerons la structure générale de nos estimateurs à la section 3.3, pour explorer par la suite les équations des estimateurs MMSE et LS aux sections 3.3.1, 3.3.2 et celles des estimateurs MMSE et LS modifiés à la section 3.3.3. Nous pourrions par après expliquer le type d'algorithme que nous utiliserons pour un système MIMO-OFDM à la section 3.4. Finalement, nous parlerons de la mise en œuvre sur FPGA par prototypage rapide à la dernière section.

3.1 Classification des méthodes d'estimation de canaux

Nous pouvons faire la distinction entre deux grandes classes d'estimateurs, soit celle utilisant un envoi périodique de données connues, communément appelée *training signal*, ou celle dite aveugle, communément appelée *blind*. Il est aussi possible de retrouver une classe hybride, appelée *semi-blind*. Pour ce mémoire, nous nous concentrerons sur la classe *training signal*, dont en voici plusieurs exemples :

1. *Least Square* (LS);
2. *Minimum Mean Square Error* (MMSE);

3. *Maximum Likelihood* (ML);
4. Méthodes adaptatives :
 - a. *Recursive Least Square* (RLS);
 - b. *Least Mean Square* (LMS);
 - c. Logique floue;
 - d. Réseau de neurones.

Étant donné que nous explorerons la partie mise en œuvre sur FPGA, nous avons choisi de nous limiter pour ce mémoire aux estimateurs LS, reconnus comme étant les plus simples, et les estimateurs MMSE, reconnus comme étant beaucoup plus complexes. Nous explorerons aussi des estimateurs LS et MMSE modifiés qui offriront un compromis entre performance et complexité.

3.2 Modélisation d'un système SISO-OFDM

Notons que la plupart des équations et des images de la section 3.2 sont tirées de [VAN95], puisque cet article est notre référence de base pour définir notre système et que nous nous inspirerons des équations de leur système SISO-OFDM que nous adapterons à notre système MIMO-OFDM. Cependant, nous avons développé plus en détail certains points et avons ajouté des figures supplémentaires.

Définissons maintenant les symboles du schéma suivant qui illustre notre modèle d'un système SISO-OFDM sur lequel nous nous baserons pour développer nos équations. Les symboles transmis sont x_k , $g(t)$ est la réponse impulsionnelle du canal, $\tilde{n}(t)$ est un bruit blanc gaussien complexe et y_k sont les symboles reçus. Les convertisseurs D/A et A/D sont

des filtres passe-bas idéaux avec une largeur de bande de $1/T_s$, où T_s est la période d'échantillonnage. Notons que les symboles transmis x_k sont pris après les étapes de la constellation et de la conversion série à parallèle, décrites dans le chapitre précédent. De plus, les variables minuscules en gras seront des vecteurs et celles majuscules en gras seront des matrices.

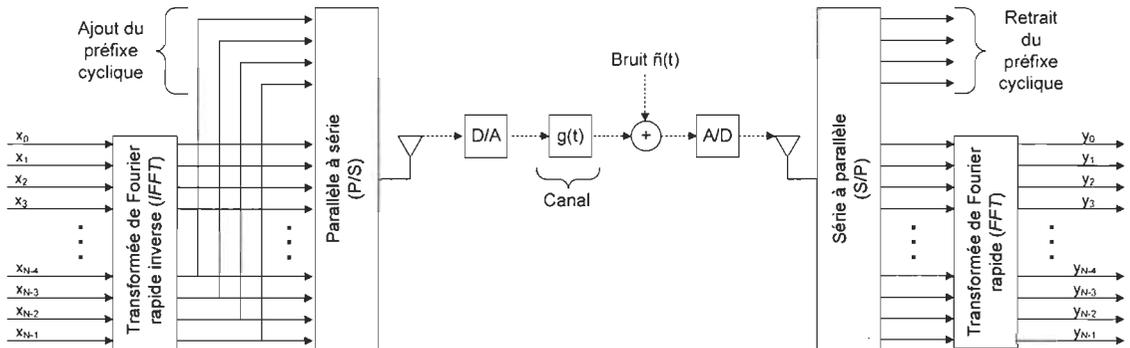


Figure 3.1 Modèle SISO-OFDM

Une extension cyclique de temps T_G (qui n'est pas illustré dans le schéma précédent aux fins de simplification) est utilisée pour éliminer l'interférence entre les blocs et pour préserver l'orthogonalité. Nous considérons la réponse impulsionnelle $g(t)$ du canal comme étant :

$$g(t) = \sum_m \alpha_m \delta(t - \tau_m T_s) \quad (3-1)$$

où les amplitudes α_m sont des valeurs complexes et où $0 \leq \tau_m T_s \leq T_G$.

Le système est ensuite modélisé à l'aide d'une FFT à N points :

$$\mathbf{y} = \text{FFT}_N \left(\text{IFFT}_N(\mathbf{x}) \otimes \frac{g}{\sqrt{N}} + \tilde{\mathbf{n}} \right) \quad (3-2)$$

où \circledast représente une convolution cyclique, $\mathbf{x} = [x_0 \ x_1 \ \dots \ x_{N-1}]^T$, $\mathbf{y} = [y_0 \ y_1 \ \dots \ y_{N-1}]^T$, $\tilde{\mathbf{n}} = [\tilde{n}_0 \ \tilde{n}_1 \ \dots \ \tilde{n}_{N-1}]^T$ est un vecteur de bruit blanc gaussien complexe et $\mathbf{g} = [g_0 \ g_1 \ \dots \ g_{N-1}]^T$ est déterminé par l'équivalent cyclique de la fonction sinc. Le vecteur \mathbf{g}/\sqrt{N} est la réponse impulsionnelle du canal observée après l'échantillonnage de la réponse fréquentielle $g(t)$ et

$$g_k = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_m \left(\alpha_m e^{-j \frac{\pi}{N} (k+(N-1)\tau_m)} \frac{\sin(\pi \tau_m)}{\sin\left(\frac{\pi}{N}(\tau_m - k)\right)} \right) \quad (3-3)$$

Si le délai τ_m est un entier, toute l'énergie de α_m est liée au poids g_{τ_m} . Cependant, si τ_m n'est pas un entier, son énergie sera répartie sur tous les poids g_k . Nous pouvons comparer deux cas différents pour illustrer ce fait, par exemple, un cas où nous aurons deux trajets avec des délais τ_m de valeurs non entières, soit 1.5 μs et 4.5 μs , et un cas où nous aurons deux trajets avec des délais τ_m de valeurs entières, soit 2 μs et 4 μs . Dans le premier cas, nous aurons :

$$g(t) = \delta(t - 1.5T_s) + \delta(t - 4.5T_s) \quad (3-4)$$

Et dans le deuxième cas, nous aurons :

$$g(t) = \delta(t - 2T_s) + \delta(t - 4T_s) \quad (3-5)$$

Les deux figures qui suivent illustrent cette répartition de l'énergie pour chacun des cas.

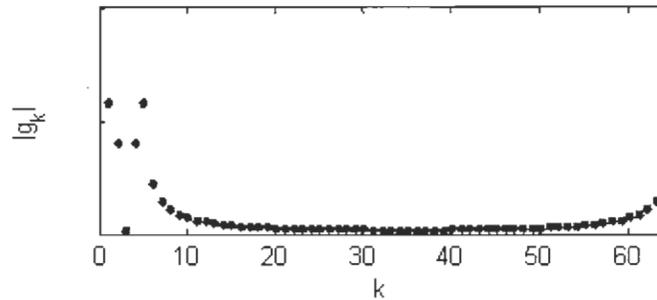


Figure 3.2 Répartition de l'énergie pour des délais τ_m non entiers

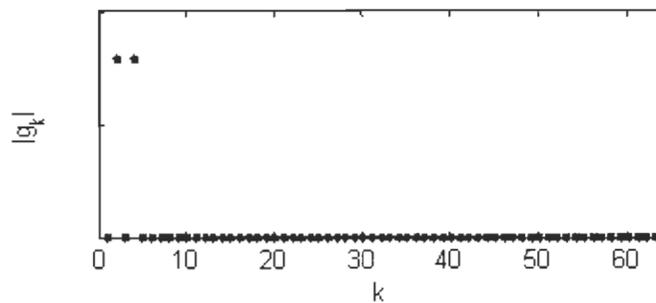


Figure 3.3 Répartition de l'énergie pour des délais τ_m entiers

Notons que cette répartition de l'énergie pour des délais non entiers nous sera utile plus loin dans ce chapitre lorsque nous aborderons les estimateurs LS et MMSE modifiés.

Notre système SISO-OFDM décrit précédemment peut aussi être défini comme une suite de N canaux gaussiens indépendants et parallèles (voir la figure suivante):

$$y_k = h_k x_k + n_k, \quad k = 0 \dots N-1 \quad (3-6)$$

où h_k est l'atténuation complexe du canal donnée par $\mathbf{h} = [h_0 \ h_1 \ \dots \ h_{N-1}]^T = \text{FFT}_N(\mathbf{g})$ et $\mathbf{n} = [n_1 \ n_2 \ \dots \ n_{N-1}]^T = \text{FFT}_N(\tilde{\mathbf{n}})$.

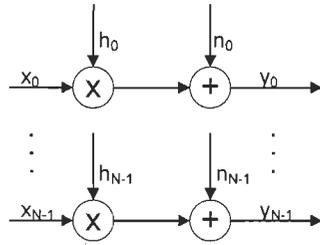


Figure 3.4 Canaux gaussiens parallèles

Nous pouvons aussi réécrire l'équation sous sa forme matricielle :

$$\mathbf{y} = \mathbf{X}\mathbf{F}\mathbf{g} + \mathbf{n} \quad (3-7)$$

où \mathbf{X} est une matrice contenant les éléments x_k sur sa diagonale et

$$\mathbf{F} = \begin{bmatrix} W_N^{00} & \dots & W_N^{0(N-1)} \\ \dots & \dots & \dots \\ W_N^{(N-1)0} & \dots & W_N^{(N-1)(N-1)} \end{bmatrix} \quad (3-8)$$

est la matrice de la transformée de Fourier, où

$$W_N^{nk} = \frac{1}{\sqrt{N}} e^{-j2\pi \frac{nk}{N}} \quad (3-9)$$

3.3 Structure générale d'un estimateur

À l'aide la figure suivante, nous voulons maintenant présenter la structure générale de nos estimateurs, sur laquelle nos techniques seront basées, soit le MMSE, le LS et des versions modifiées du MMSE et du LS. Cette section de ce chapitre sera d'ailleurs divisée en trois sous-sections pour couvrir le MMSE, le LS et finalement leurs versions modifiées.

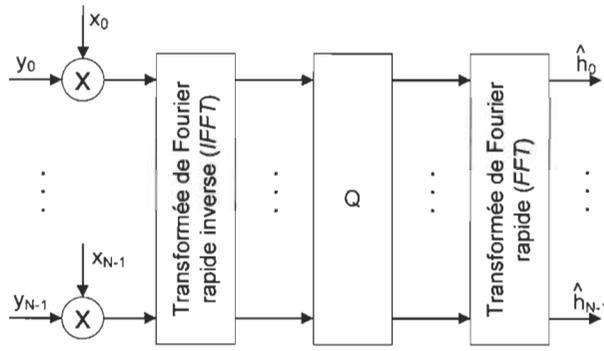


Figure 3.5 Structure générale d'un estimateur

3.3.1 MMSE

Si le vecteur du canal \mathbf{g} est gaussien et non corrélé avec le bruit \mathbf{n} du canal, nous pouvons estimer \mathbf{g} à l'aide de la méthode du MMSE, qui consiste à minimiser l'argument J_{MMSE} , soit :

$$J_{MMSE} = \min_{\mathbf{A}^H} E[\|\mathbf{e}\|^2] = \min_{\mathbf{A}^H} E[\|\mathbf{g} - \hat{\mathbf{g}}_{MMSE}\|^2] \quad (3-10)$$

$$J_{MMSE} = \min_{\mathbf{A}^H} E[\|\mathbf{g} - \mathbf{A}\mathbf{y}\|^2] \quad (3-11)$$

$$J_{MMSE} = \min_{\mathbf{A}^H} E[(\mathbf{g} - \mathbf{A}\mathbf{y})(\mathbf{g} - \mathbf{A}\mathbf{y})^H] \quad (3-12)$$

$$J_{MMSE} = \min_{\mathbf{A}^H} E[(\mathbf{g} - \mathbf{A}\mathbf{y})(\mathbf{g}^H - \mathbf{y}^H \mathbf{A}^H)] \quad (3-13)$$

$$J_{MMSE} = \min_{\mathbf{A}^H} E[\mathbf{g}\mathbf{g}^H - \mathbf{g}\mathbf{y}^H \mathbf{A}^H - \mathbf{A}\mathbf{y}\mathbf{g}^H + \mathbf{A}\mathbf{y}\mathbf{y}^H \mathbf{A}^H] \quad (3-14)$$

Pour minimiser J_{MMSE} , on doit faire sa dérivée par rapport à \mathbf{A}^H , soit :

$$\frac{\delta J_{MMSE}}{\delta \mathbf{A}^H} = 0 - E[\mathbf{g}\mathbf{y}^H] - 0 + \mathbf{A} \times E[\mathbf{y}\mathbf{y}^H] = 0 \quad (3-15)$$

$$-\mathbf{R}_{\mathbf{g}\mathbf{y}} + \mathbf{A}\mathbf{R}_{\mathbf{y}\mathbf{y}} = 0 \quad (3-16)$$

$$\mathbf{A} = \mathbf{R}_{gy} \mathbf{R}_{yy}^{-1} \quad (3-17)$$

$$\hat{\mathbf{g}}_{MMSE} = \mathbf{A}\mathbf{y} = \mathbf{R}_{gy} \mathbf{R}_{yy}^{-1} \mathbf{y} \quad (3-18)$$

Notons que :

$$\mathbf{R}_{gy} = E[\mathbf{g}\mathbf{y}^H] = E[\mathbf{g}(\mathbf{X}\mathbf{F}\mathbf{g} + \mathbf{n})^H] \quad (3-19)$$

$$\mathbf{R}_{gy} = E[\mathbf{g}\mathbf{g}^H \mathbf{F}^H \mathbf{X}^H] + E[\mathbf{g}\mathbf{n}^H] \quad (3-20)$$

$$\mathbf{R}_{gy} = E[\mathbf{g}\mathbf{g}^H \mathbf{F}^H \mathbf{X}^H] + 0 = \mathbf{R}_{gg} \mathbf{F}^H \mathbf{X}^H \quad (3-21)$$

et

$$\mathbf{R}_{yy} = E[\mathbf{y}\mathbf{y}^H] = E[(\mathbf{X}\mathbf{F}\mathbf{g} + \mathbf{n})(\mathbf{X}\mathbf{F}\mathbf{g} + \mathbf{n})^H] \quad (3-22)$$

$$\mathbf{R}_{yy} = E[\mathbf{X}\mathbf{F}\mathbf{g}\mathbf{g}^H \mathbf{F}^H \mathbf{X}^H] + E[\mathbf{n}\mathbf{n}^H] \quad (3-23)$$

$$\mathbf{R}_{yy} = E\{\mathbf{y}\mathbf{y}^H\} = \mathbf{X}\mathbf{F}\mathbf{R}_{gg} \mathbf{F}^H \mathbf{X}^H + \sigma_n^2 \mathbf{I}_N \quad (3-24)$$

sont respectivement la matrice de covariance entre \mathbf{g} et \mathbf{y} et la matrice d'auto covariance de \mathbf{y} . \mathbf{R}_{gg} est la matrice d'auto covariance de \mathbf{g} et σ_n^2 est la variance du bruit.

Puisque les colonnes de \mathbf{F} sont orthonormées, $\hat{\mathbf{g}}_{MMSE}$ génère l'estimation du canal $\hat{\mathbf{h}}_{MMSE}$ dans le domaine fréquentiel.

$$\hat{\mathbf{h}}_{MMSE} = \mathbf{F}\hat{\mathbf{g}}_{MMSE} = \mathbf{F}\mathbf{Q}_{MMSE} \mathbf{F}^H \mathbf{X}^H \mathbf{y} \quad (3-25)$$

$$\mathbf{Q}_{MMSE} = \mathbf{R}_{gg} \left[(\mathbf{F}^H \mathbf{X}^H \mathbf{X} \mathbf{F})^{-1} \sigma_n^2 + \mathbf{R}_{gg} \right]^{-1} (\mathbf{F}^H \mathbf{X}^H \mathbf{X} \mathbf{F})^{-1} \quad (3-26)$$

3.3.2 LS

Nous pouvons développer ces équations pour l'estimateur LS, qui doit minimiser l'expression $(\mathbf{y} - \mathbf{X}\mathbf{F}\hat{\mathbf{g}}_{LS})^H (\mathbf{y} - \mathbf{X}\mathbf{F}\hat{\mathbf{g}}_{LS})$, soit :

$$J_{LS} = \min_{\hat{\mathbf{g}}_{LS}^H} \left[(\mathbf{y} - \mathbf{X}\mathbf{F}\hat{\mathbf{g}}_{LS})^H (\mathbf{y} - \mathbf{X}\mathbf{F}\hat{\mathbf{g}}_{LS}) \right] \quad (3-27)$$

$$J_{LS} = \min_{\hat{\mathbf{g}}_{LS}^H} \left[(\mathbf{y}^H - \hat{\mathbf{g}}_{LS}^H \mathbf{F}^H \mathbf{X}^H) (\mathbf{y} - \mathbf{X}\mathbf{F}\hat{\mathbf{g}}_{LS}) \right] \quad (3-28)$$

$$J_{LS} = \min_{\hat{\mathbf{g}}_{LS}^H} \left[\mathbf{y}^H \mathbf{y} - \hat{\mathbf{g}}_{LS}^H \mathbf{F}^H \mathbf{X}^H \mathbf{y} - \mathbf{y}^H \mathbf{X}\mathbf{F}\hat{\mathbf{g}}_{LS} + \hat{\mathbf{g}}_{LS}^H \mathbf{F}^H \mathbf{X}^H \mathbf{X}\mathbf{F}\hat{\mathbf{g}}_{LS} \right] \quad (3-29)$$

Pour minimiser J_{LS} , nous devons faire sa dérivée par rapport à $\hat{\mathbf{g}}_{LS}^H$, soit :

$$\frac{\delta J_{LS}}{\delta \hat{\mathbf{g}}_{LS}^H} = \left[0 - \mathbf{F}^H \mathbf{X}^H \mathbf{y} - 0 + \mathbf{F}^H \mathbf{X}^H \mathbf{X}\mathbf{F}\hat{\mathbf{g}}_{LS} \right] \quad (3-30)$$

$$\mathbf{F}^H \mathbf{X}^H \mathbf{X}\mathbf{F}\hat{\mathbf{g}}_{LS} = \mathbf{F}^H \mathbf{X}^H \mathbf{y} \quad (3-31)$$

$$\hat{\mathbf{g}}_{LS} = (\mathbf{F}^H \mathbf{X}^H \mathbf{X}\mathbf{F})^{-1} \mathbf{F}^H \mathbf{X}^H \mathbf{y} \quad (3-32)$$

Puisque les colonnes de \mathbf{F} sont orthonormées, $\hat{\mathbf{g}}_{LS}$ génère l'estimation du canal $\hat{\mathbf{h}}_{LS}$ dans le domaine fréquentiel.

$$\hat{\mathbf{h}}_{LS} = \mathbf{F}\hat{\mathbf{g}}_{LS} = \mathbf{F}(\mathbf{F}^H \mathbf{X}^H \mathbf{X}\mathbf{F})^{-1} \mathbf{F}^H \mathbf{X}^H \mathbf{y} = \mathbf{F}\mathbf{Q}_{LS} \mathbf{F}^H \mathbf{X}^H \mathbf{y} \quad (3-33)$$

$$\mathbf{Q}_{LS} = (\mathbf{F}^H \mathbf{X}^H \mathbf{X}\mathbf{F})^{-1} \quad (3-34)$$

Mais nous pouvons réduire l'expression de $\hat{\mathbf{h}}_{LS}$, en simplifiant l'équation, et nous obtenons ainsi l'équivalent du ZF (*Zero Forcing*).

$$\hat{\mathbf{h}}_{LS} = \mathbf{F}(\mathbf{F}^H \mathbf{X}^H \mathbf{X} \mathbf{F})^{-1} \mathbf{F}^H \mathbf{X}^H \mathbf{y} \quad (3-35)$$

$$\hat{\mathbf{h}}_{LS} = \mathbf{F}(\mathbf{F}^H)^{-1} (\mathbf{X}^H)^{-1} \mathbf{X}^{-1} \mathbf{F}^{-1} \mathbf{F}^H \mathbf{X}^H \mathbf{y} \quad (3-36)$$

$$\hat{\mathbf{h}}_{LS} = \mathbf{X}^{-1} \mathbf{y} \quad (3-37)$$

3.3.3 MMSE et LS modifiés

Notons qu'il est nécessaire de calculer une matrice $N \times N$ pour le \mathbf{Q}_{MMSE} , ce qui augmente la complexité de calcul, en particulier si N est élevé. Une façon de réduire la complexité est donc de réduire la taille de \mathbf{Q}_{MMSE} . Les versions modifiées des algorithmes LS et MMSE auront alors la structure suivante :

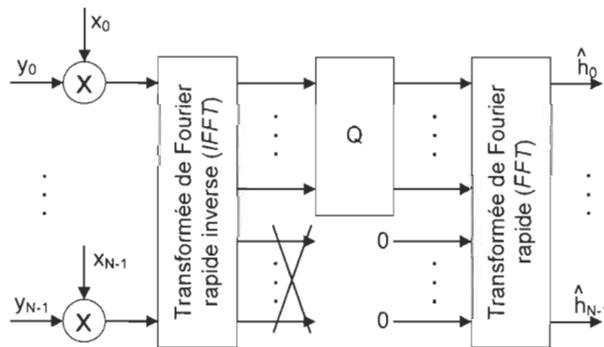


Figure 3.6 Structure des estimateurs LS et MMSE modifiés

Comme démontré précédemment, la plupart de l'énergie de \mathbf{g} est contenu dans les premiers et les derniers poids lorsque les délais τ_m ne sont pas des valeurs entières, nous allons donc seulement considérer les poids avec une énergie significative et approximer à zéro les éléments dans la matrice \mathbf{R}_{gg} qui correspondent aux poids ayant une énergie faible. La matrice \mathbf{T} correspondra aux premières L colonnes de la matrice \mathbf{F} et \mathbf{R}_{gg}^i représentera le

coin supérieur gauche de \mathbf{R}_{gg} de dimension $L \times L$. La version modifiée du MMSE deviendra alors :

$$\hat{\mathbf{h}}'_{MMSE} = \mathbf{T} \mathbf{Q}'_{MMSE} \mathbf{T}^H \mathbf{X}^H \mathbf{y} \quad (3-38)$$

$$\mathbf{Q}'_{MMSE} = \mathbf{R}'_{gg} \left[(\mathbf{T}^H \mathbf{X}^H \mathbf{X} \mathbf{T})^{-1} \sigma_n^2 + \mathbf{R}'_{gg} \right]^{-1} (\mathbf{T}^H \mathbf{X}^H \mathbf{X} \mathbf{T})^{-1} \quad (3-39)$$

Quant à la version modifiée du LS, celle-ci deviendra :

$$\hat{\mathbf{h}}'_{LS} = \mathbf{T} \mathbf{Q}'_{LS} \mathbf{T}^H \mathbf{X}^H \mathbf{y} \quad (3-40)$$

$$\mathbf{Q}'_{LS} = (\mathbf{T}^H \mathbf{X}^H \mathbf{X} \mathbf{T})^{-1} \quad (3-41)$$

Notons que la complexité de l'estimateur LS modifiée sera plus élevée que l'estimateur LS, puisque nous ne pouvons pas simplifier son équation 3-40 comme ce fut le cas pour 3-33. Evidemment, l'estimateur LS est plus simple que l'estimateur MMSE, mais notons cependant que leurs versions modifiées respectives sont de même complexité. Nous devons aussi garder à l'esprit que nous supposons connaître \mathbf{R}_{gg} et σ_n^2 pour la technique MMSE, alors que ce n'est pas le cas dans la réalité, ce qui vient augmenter la complexité de cet estimateur et diminuer ses performances si ces valeurs sont estimées, par exemple, à l'aide d'une méthode adaptative.

3.4 Algorithmes pour le MIMO-OFDM

Il existe plusieurs algorithmes MIMO, dont le V-Blast (*Vertical Bell Laboratories Layered Space-Time*) [CHE08], par exemple, qui consiste à éliminer successivement les interférences dues aux émetteurs et dont le principe consiste à réaliser une première détection du signal le plus puissant, puis à régénérer le signal reçu de cette antenne à partir

de cette décision. Ensuite, le signal régénéré est soustrait du signal reçu et, avec ce nouveau signal, nous procédons à la détection du deuxième utilisateur le plus puissant, puisque nous nous sommes déjà débarrassés du premier, et ainsi de suite, ce qui donne un vecteur reçu contenant moins d'interférences. Une autre façon de faire, parmi les moins complexes, est d'adapter le système MIMO à plusieurs systèmes SIMO, c'est-à-dire que durant la période d'estimation, il n'y a qu'une seule antenne à la fois qui émet. C'est cette dernière méthode que nous avons choisie pour adapter les algorithmes précédents à un système MIMO-OFDM. Nous expliquerons d'ailleurs plus en détail ce concept à l'aide de l'exemple suivant d'un système 2×2 , où le débit est deux fois plus rapide qu'un système MIMO, c'est-à-dire que nous n'envoyons pas les mêmes informations à chaque antenne. Notons aussi que nous simplifierons les explications en négligeant le bruit. Chaque bloc envoyé est donc constitué de plusieurs symboles OFDM ($S_1, S_2, S_3, S_4, \text{etc.}$) et nous considérons les canaux comme étant constants pour chaque bloc, mais différents des autres blocs. Étant donné que nous avons deux antennes à l'émission, les deux premiers symboles de chaque bloc serviront à l'estimation des canaux. Si nous avions eu trois antennes, il nous aurait fallu les trois premiers symboles de chaque bloc pour l'estimation des canaux, et ainsi de suite. Notons que ces premiers symboles de chaque bloc, nécessaires à l'estimation des canaux, sont constitués de données connues, tandis que les symboles suivants sont les données que nous voulons transmettre et qu'elles sont inconnues du récepteur.

Nous devons tout d'abord envoyer le premier symbole OFDM du bloc 1 à l'aide de la première antenne et réduire au silence le premier symbole des autres antennes émettrices. En récupérant ce premier bloc à chaque antenne réceptrice, soit y_1 à la première antenne et

y_2 à la deuxième antenne, il nous est facilement possible d'isoler h_{11} et h_{21} , puisque nous connaissons les données envoyées x_1 pour ce premier symbole du bloc 1.

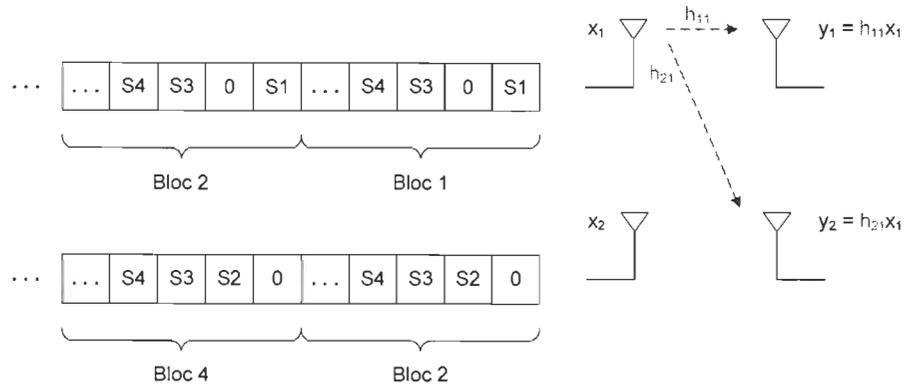


Figure 3.7 Envoi du premier symbole d'un système MIMO 2x2

Ensuite, nous envoyons le deuxième symbole OFDM du bloc 2 et nous réduisons au silence le deuxième symbole des autres antennes émettrices. En récupérant ce deuxième bloc à chaque antenne réceptrice, il nous est facilement possible d'isoler h_{12} et h_{22} , puisque nous connaissons ce deuxième symbole, x_2 , du bloc 2.

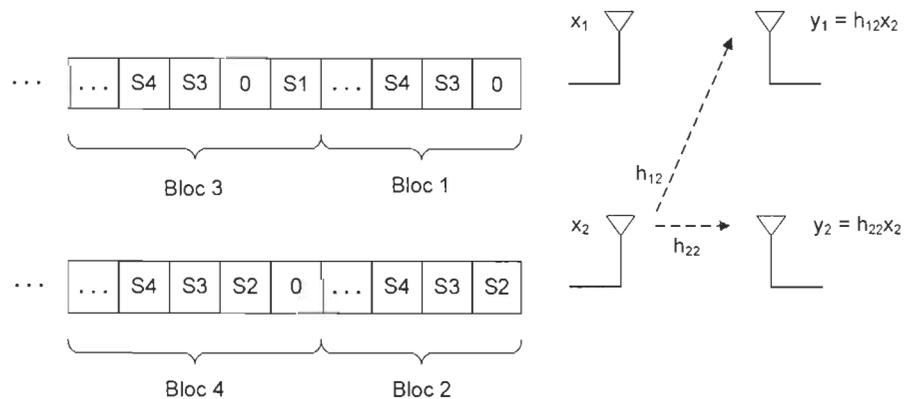


Figure 3.8 Envoi du deuxième symbole d'un système MIMO 2x2

Finalement, nous pouvons envoyer des données inconnues du récepteur à partir du troisième symbole de chaque bloc, puisque nous avons deux antennes à l'émission. En connaissant maintenant h_{11} , h_{12} , h_{21} et h_{22} et en récupérant y_1 et y_2 à chaque antenne, nous avons maintenant un système à deux équations et à deux inconnues, x_1 et x_2 , ce qui est facilement résoluble. Notons que cette dernière étape ne fait plus partie de l'estimation, mais plutôt de l'égalisation.

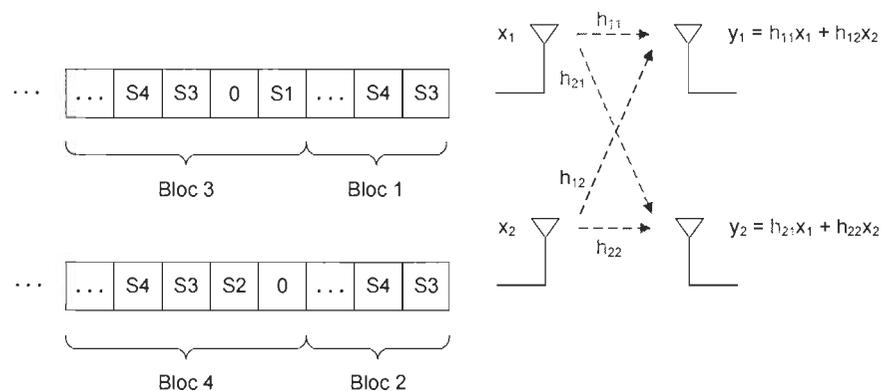


Figure 3.9 Envoi des symboles subséquents d'un système MIMO 2x2

Remarquons que plus le nombre d'antennes émettrices augmente, plus nous devons sacrifier de symboles au début de chaque bloc et plus le système à résoudre augmente en complexité. Cependant, notons aussi qu'il est important d'avoir un nombre au moins égal d'antennes réceptrices au nombre d'antennes émettrices, sinon nous aurons un système à résoudre comportant plus d'inconnus que d'équations à l'étape de l'égalisation. Finalement, il est plus avantageux d'avoir plus d'antennes à la réception que d'antennes à la transmission, ainsi le système à résoudre comporte plus d'équations que d'inconnus, et non l'inverse, ce qui augmente la robustesse.

3.5 Mise en œuvre sur FPGA par prototype rapide

Nous n'évaluerons pas seulement la performance des estimateurs en terme du taux d'erreur sur les bits (BER), mais aussi en terme d'espace occupé dans un FPGA. Pour ce faire, il aurait été très fastidieux de développer du code synthétisable en VHDL (*VHSIC Hardware Description Language*, où *VHSIC* veut dire *Very High Speed Integrated Circuit*) pour chacun de nos estimateurs (LS, MMSE, LS modifié et MMSE modifié). De plus, la partie la plus complexe aurait été le code concernant l'inverse de matrice, qui dans notre cas peut aller jusqu'à inverser une matrice de dimension de 48 par 48 pour les estimateurs LS et MMSE. C'est pourquoi l'outil AccelDSP nous permettra de synthétiser rapidement notre code Matlab afin de déterminer l'espace occupé par chaque algorithme. Soulignons ici que le code Matlab que nous voulons synthétiser ne concernera que la partie de l'estimation des canaux de notre plate-forme de simulation MIMO-OFDM, c'est-à-dire que ce qui se passe avant l'estimation et après l'estimation ne sera pas considéré dans AccelDSP. Cet outil nous permet de faire la conversion de point flottant à point fixe, de générer du code VHDL, de créer un banc d'essai pour la vérification, de déterminer l'espace utilisé dans un FPGA de la famille Virtex-4 ou Virtex-5, et plus encore. Il faut pour cela respecter certaines conversions lors de la programmation du code Matlab à être utilisé dans AccelDSP.

Le fichier script Matlab contenant le code à être synthétisé doit contenir une boucle principale dans laquelle la fonction principale est appelée. Celle-ci reçoit comme entrées la variable « Entrées » et donne en sorties la variable « Sorties ». Il est important de noter que les variables « Entrées » et « Sorties » doivent être des vecteurs, cependant il est possible dans la fonction « Fonction » de les redimensionner en matrice et de faire des opérations

matricielles, mais il faut ensuite redimensionner la réponse matricielle sous forme de vecteur pour les passer en sortie. Il est aussi possible d'ajouter des instructions avant ou après la boucle, pour obtenir un graphique des résultats par exemple et ainsi confirmer la validité du code. Nous pouvons observer à la figure suivante la façon dont le code est associé au matériel physique.

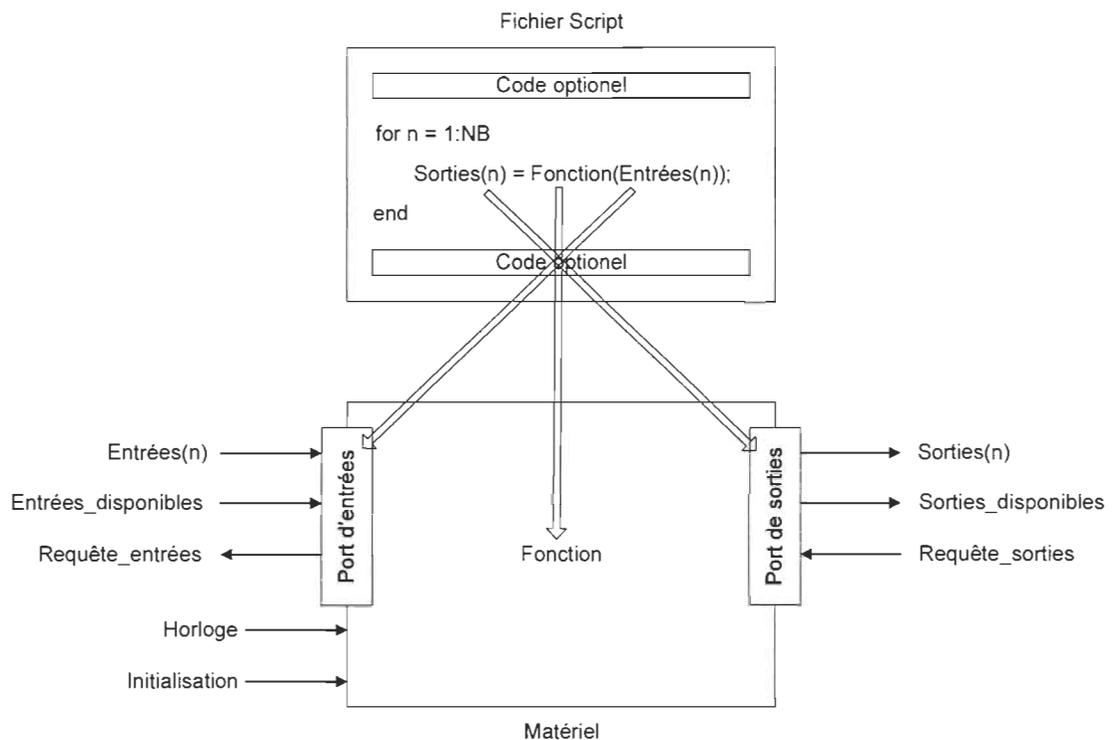


Figure 3.10 Code associé au matériel

Le matériel comporte aussi une horloge et une initialisation. Le transfert des données sur chaque port est synchronisé à l'aide de l'horloge. Le signal « Entrées_disponibles », contrôlé par le fichier « Script », indique que les données au port d'entrées sont valides. Le matériel va donc récupérer ces données au prochain front montant de l'horloge. Le signal « Requête_entrées » est contrôlé par le matériel et lorsque celui-ci le force au niveau logique haut, ceci indique qu'il est prêt à récupérer de nouvelles données au port d'entrées.

Quand ce signal est forcé au niveau logique bas, les nouvelles données cessent d'être envoyées par le fichier « Script ». Si le signal « Requête_entrées » est constamment maintenu à un niveau logique haut, les nouvelles données seront récupérées par le matériel à chaque front montant de l'horloge. Le signal « Sorties_disponibles » est aussi contrôlé par le matériel et indique que les données au port de sorties sont valides. Lorsque ce signal est au niveau logique haut, il le demeure jusqu'à ce que le fichier « Script » qui récupère ces données certifie que cette opération est complétée en forçant le signal « Requête_sorties » à un niveau logique haut, ce qui indique au matériel qu'il peut envoyer une autre série de données au port de sorties.

En ce qui concerne la fonction « Fonction », comme mentionné précédemment, il est possible d'y faire des opérations matricielles, comme l'addition, la soustraction, la multiplication et même des inverses de matrice. Normalement, il nous aurait fallu séparer la partie réelle et imaginaire des données à traiter, comme l'illustre les équations suivantes à l'aide des matrices A, B et C.

$$\mathbf{A} = \mathbf{B} \times \mathbf{C} \quad (3-42)$$

$$\text{Re}\{\mathbf{A}\} = \text{Re}\{\mathbf{B}\} \times \text{Re}\{\mathbf{C}\} - \text{Im}\{\mathbf{B}\} \times \text{Im}\{\mathbf{C}\} \quad (3-43)$$

$$\text{Im}\{\mathbf{A}\} = \text{Re}\{\mathbf{B}\} \times \text{Im}\{\mathbf{C}\} + \text{Im}\{\mathbf{B}\} \times \text{Re}\{\mathbf{C}\} \quad (3-44)$$

L'outil AccelDSP nous permet d'utiliser directement des données complexes et les sépare lui-même en partie réelle et imaginaire pour synthétiser le code. Il suffit de passer deux vecteurs en entrées, un contenant la partie réelle d'une matrice et l'autre contenant la partie imaginaire, puis de recombinaer le vecteur en un nombre complexe, où le nombre complexe égale sa partie réelle additionnée de sa partie imaginaire multipliée par i, et de le

redimensionner ensuite en matrice. AccelDSP nous permet aussi de calculer l'inverse d'une matrice complexe dans la fonction « Fonction », en y appelant une fonction spéciale d'AccelDSP. Pour ce faire, nous avons à notre disposition trois méthodes, celle de Cholesky, celle basée sur la décomposition QR et celle appelée triangulaire, permettant d'inverser une matrice carrée triangulaire. Nous devons donner la partie réelle et la partie imaginaire de la matrice comme paramètres à cette fonction et nous récupérerons ensuite la partie réelle et imaginaire de l'inverse de cette matrice.

$$[\mathbf{inverse_reel}, \mathbf{inverse_imag}] = \mathit{accel_complex_qr_inverse}(\mathbf{matrice_reel}, \mathbf{matrice_imag}) \quad (3-45)$$

Notons que *accel_complex_qr_inverse* peut aussi être remplacé par *accel_complex_triangular_inverse* ou *accel_complex_chol_inverse*. Nous avons dû nous limiter à utiliser celle basée sur la décomposition QR, car c'était la seule des trois méthodes nous permettant d'inverser une matrice complexe carrée de dimension 48 par 48 (nous avons 48 données utiles pour une FFT à 64 points), les deux autres étant limitées à 32 par 32. Étant donné que nous en avons besoin pour les méthodes LS et MMSE, nous avons conservé cette méthode d'inversion pour les versions modifiées afin d'uniformiser nos résultats, même si les matrices à inverser étaient de dimensions plus petites. Si nous avions eu une matrice à inverser de plus grandes dimensions que celles permises par la méthode QR de AccelDSP, nous aurions pu calculer son inverse en la partitionnant. En supposant une matrice \mathbf{M} non singulière de dimension $n \times n$, \mathbf{M} aurait été partitionnée comme suit :

$$\mathbf{M} = \begin{bmatrix} \boldsymbol{\alpha} & \boldsymbol{\beta} \\ \boldsymbol{\gamma} & \boldsymbol{\delta} \end{bmatrix} \quad (3-46)$$

où α est une sous-matrice de dimension $s \times s$, β une sous-matrice de dimension $s \times m$, γ une sous-matrice de dimension $m \times s$ et δ une sous-matrice de dimension $m \times m$, où $n = m + s$. L'inverse \mathbf{M}^{-1} de la matrice \mathbf{M} sera partitionné de la même façon, soit :

$$\mathbf{M}^{-1} = \begin{bmatrix} \mathbf{A} & \mathbf{B} \\ \mathbf{C} & \mathbf{D} \end{bmatrix} \quad (3-47)$$

où \mathbf{A} est de dimension $s \times s$, \mathbf{B} de dimension $s \times m$, \mathbf{C} de dimension $m \times s$ et \mathbf{D} de dimension $m \times m$. Puisque $\mathbf{M}\mathbf{M}^{-1} = \mathbf{I}$, nous aurons :

$$\begin{bmatrix} \alpha & \beta \\ \gamma & \delta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{A} & \mathbf{B} \\ \mathbf{C} & \mathbf{D} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{I}_s & 0 \\ 0 & \mathbf{I}_m \end{bmatrix} \quad (3-48)$$

Nous pourrions ainsi en soustraire quatre équations pour les quatre matrices inconnues \mathbf{A} , \mathbf{B} , \mathbf{C} et \mathbf{D} .

$$\alpha\mathbf{A} + \beta\mathbf{C} = \mathbf{I}_s \quad (3-49)$$

$$\alpha\mathbf{B} + \beta\mathbf{D} = 0 \quad (3-50)$$

$$\gamma\mathbf{A} + \delta\mathbf{C} = 0 \quad (3-51)$$

$$\gamma\mathbf{B} + \delta\mathbf{D} = \mathbf{I}_m \quad (3-52)$$

À partir de l'équation 3-51, nous obtenons :

$$\mathbf{C} = -\delta^{-1}\gamma\mathbf{A} \quad (3-53)$$

En substituant dans l'équation 3-49, nous obtenons :

$$\alpha\mathbf{A} - \beta\delta^{-1}\gamma\mathbf{A} = \mathbf{I}_s \quad (3-54)$$

En utilisant la définition de l'inverse, nous aurons :

$$\mathbf{A} = (\boldsymbol{\alpha} - \boldsymbol{\beta}\boldsymbol{\delta}^{-1}\boldsymbol{\gamma})^{-1} \quad (3-55)$$

À partir de 3-52, nous aurons :

$$\mathbf{D} = \boldsymbol{\delta}^{-1} - \boldsymbol{\delta}^{-1}\boldsymbol{\gamma}\mathbf{B} = \boldsymbol{\delta}^{-1}(1 - \boldsymbol{\gamma}\mathbf{B}) \quad (3-56)$$

Ensuite, à partir de 3-50 et de 3-56, nous aurons :

$$\boldsymbol{\alpha}\mathbf{B} + \boldsymbol{\beta}\boldsymbol{\delta}^{-1} - \boldsymbol{\beta}\boldsymbol{\delta}^{-1}\boldsymbol{\gamma}\mathbf{B} = 0 \quad (3-57)$$

$$(\boldsymbol{\alpha} - \boldsymbol{\beta}\boldsymbol{\delta}^{-1}\boldsymbol{\gamma})\mathbf{B} = -\boldsymbol{\beta}\boldsymbol{\delta}^{-1} \quad (3-58)$$

Et en utilisant le résultat obtenu à l'équation 3-55, nous obtiendrons :

$$\mathbf{B} = -\mathbf{A}\boldsymbol{\beta}\boldsymbol{\delta}^{-1} \quad (3-59)$$

Nous avons donc obtenu quatre formules qui peuvent être résolues séquentiellement afin d'obtenir \mathbf{A} , \mathbf{B} , \mathbf{C} et \mathbf{D} . Notons aussi que la sous-matrice $\boldsymbol{\delta}$ doit être inversible. Ces quatre formules seront donc :

$$\mathbf{A} = (\boldsymbol{\alpha} - \boldsymbol{\beta}\boldsymbol{\delta}^{-1}\boldsymbol{\gamma})^{-1} \quad (3-60)$$

$$\mathbf{B} = -\mathbf{A}\boldsymbol{\beta}\boldsymbol{\delta}^{-1} \quad (3-61)$$

$$\mathbf{C} = -\boldsymbol{\delta}^{-1}\boldsymbol{\gamma}\mathbf{A} \quad (3-62)$$

$$\mathbf{D} = \boldsymbol{\delta}^{-1}(1 - \boldsymbol{\gamma}\mathbf{B}) \quad (3-63)$$

Nous aurions pu utiliser cette méthode afin que les matrices à inverser pour les méthodes LS et MMSE soient de plus petites dimensions, mais puisque AccelDSP nous

permettait de les inverser par la méthode QR, nous avons utilisé cette méthode afin de garder une certaine uniformité dans notre façon d'estimer l'espace occupé dans un FPGA par nos quatre méthodes d'estimation de canaux (pour les méthodes modifiées LS et MMSE, les matrices à inverser seront, au maximum, de dimensions 6×6). AccelDSP est donc un outil puissant qui nous permettra rapidement d'estimer l'espace occupé dans un FPGA pour nos méthodes d'estimation, et ce, grâce aux opérations matricielles et à l'inverse de matrice pouvant être utilisés dans la fonction « Fonction ».

3.6 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons couvert la classification des estimateurs de canaux, la modélisation d'un système SISO-OFDM et la structure générale des estimateurs retenus pour ce mémoire, soit les estimateurs LS, MMSE et leurs versions modifiées. Ensuite, nous avons expliqué l'algorithme utilisé pour passer d'un système SISO-OFDM à un système MIMO-OFDM et nous avons terminé par le prototypage rapide à l'aide de l'outil AccelDSP. Quant au prochain chapitre, il portera sur la définition des paramètres de simulation et l'analyse de nos résultats.

Chapitre 4 - Résultats de comparaison des estimateurs

Nous avons présenté au chapitre précédent les estimateurs de canaux que nous voulions simuler ainsi que certains paramètres qui pourraient influencer les résultats. Dans ce chapitre, nous verrons comment ces paramètres influent sur les performances des algorithmes. À la section 4.1, nous commencerons par présenter notre plate-forme de simulation, ainsi que définir tous les paramètres utilisés. Ensuite, à la section 4.2, nous présenterons nos résultats de simulation obtenus à l'aide de MATLAB. À la section 4.3, nous verrons les résultats de mise en œuvre de nos algorithmes obtenus à l'aide de l'outil AccelDSP. Et finalement, nous ferons une synthèse de nos résultats à la section 4.4.

4.1 Plate-forme

Il est maintenant impératif de décrire notre plate-forme de simulation MATLAB, afin que tous les paramètres soient bien définis. Premièrement, nous considérerons que l'échantillonnage et la synchronisation seront parfaits, puisque notre étude ne se concentre pas sur ces paramètres et nous ne voulons pas qu'ils viennent interférer dans l'analyse de nos résultats. De plus, il n'y aura pas de codage canal et la largeur de bande de notre canal sera de 25 MHz. Nous assumerons que celui-ci sera pseudo statique, c'est-à-dire constant pour tout un bloc de symboles OFDM, mais indépendant et différent des autres blocs. Nous simulerons 20 blocs de 200 symboles, ce qui nous donnera des courbes satisfaisantes tout en ayant un temps de simulation acceptable, considérant les nombreuses courbes que nous voulons obtenir.

Chaque trajet du canal sera généré indépendamment en utilisant le modèle de canal à évanouissement de Rayleigh recommandé par IEEE 802.11 WLAN [CHA97]. La réponse impulsionnelle du canal sera composée de $D + 1$ trajets gaussiens complexes espacés de façon égale avec un profil de puissance selon l'équation suivante :

$$P(d) = P_0 e^{-dT_s/\tau_{RMS}}, \quad d = 0, 1, \dots, D \quad (4-1)$$

où T_s est la période d'échantillonnage, τ_{RMS} est la moyenne quadratique des délais de propagation du canal et où $P_0 = 1 - e^{-T_s/\tau_{RMS}}$ nous assure que le canal a une énergie moyenne unitaire. D est déterminé de façon à ce que le dernier trajet ait une puissance moyenne de 30 dB inférieure au premier trajet ($d = 0$), soit :

$$D = 3 \times \ln 10 \times \frac{\tau_{RMS}}{T_s} \quad (4-2)$$

Puisque la largeur de bande de notre canal est de 25 MHz et que celle-ci est de valeur $1/T_s$, T_s sera égal à 40 ns. De plus, en ayant $\tau_{RMS} = 50$ ns, D sera égal à 9, ce qui nous fera un total de 10 trajets, ayant 10 délais non entiers, ce qui nous permettra d'appliquer la théorie développée au chapitre précédent pour les estimateurs modifiés LS et MMSE, mais en l'adaptant à notre cas. Notre matrice \mathbf{R}_{gg} ayant une dimension de 10 x 10, l'énergie des 10 délais sera répartie comme suit sur les 10 trajets :

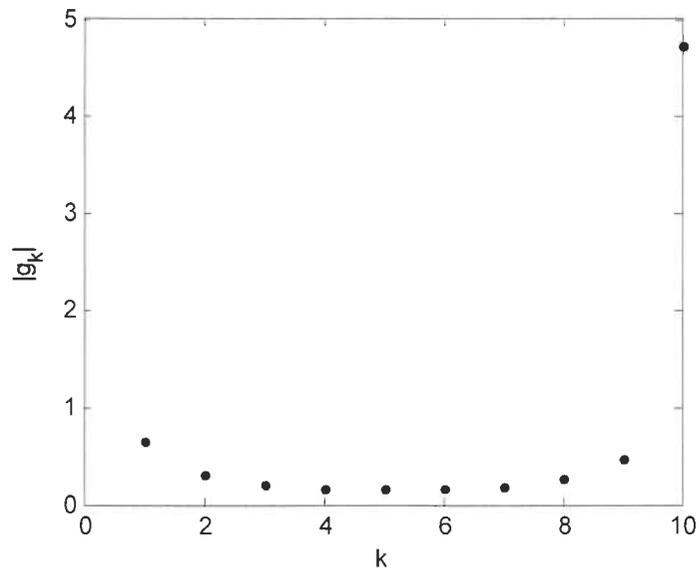


Figure 4.1 Répartition de l'énergie sur les poids

Nous avons donc choisi de simuler trois versions modifiées pour chacun des estimateurs LS et MMSE modifiés, dont le tableau qui suit résume les poids retenus :

Tableau 4-1 Paramètres des estimateurs

Estimateur	Notation	Poids utilisés	Dimension de Q
LS	LS	0...9	N/A
MMSE	MMSE	0...9	10x10
LS modifiés	LS-0	0-1	2x2
	LS-1	0...2, 9	4x4
	LS-2	0...3, 8-9	6x6
MMSE modifiés	MMSE-0	0-1	2x2
	MMSE-1	0...2, 9	4x4
	MMSE-2	0...3, 8-9	6x6

Finalement, nous utiliserons une FFT à 64 points, dont les caractéristiques sont présentées au tableau suivant :

Tableau 4-2 Caractéristiques de la FFT utilisée

Longueur du préfixe cyclique	16
Nombre de sous-porteuses utilisées pour les données	48
Nombre de sous-porteuses non utilisées aux frontières	10
Nombre de sous-porteuses non utilisées près de la fréquence 0	2
Nombre de pilotes de synchronisation	4
Espacement entre les pilotes de synchronisation	16

Nous utiliserons la constellation 4-QAM, soit 2 bits, et en considérant 200 symboles OFDM par bloc et 48 données utiles par symbole, nous aurons 19 200 bits par bloc.

4.2 Performances théoriques

Nous séparerons cette partie en deux sous-sections, soit la discussion des résultats obtenus pour un système SISO et la discussion des résultats obtenus pour des systèmes MIMO 1x2, 1x4, 2x2 et 2x4.

4.2.1 SISO

Voici tout d'abord les courbes obtenues du BER en fonction du SNR pour notre système SISO-OFDM, dont les paramètres ont été définis à la section précédente.

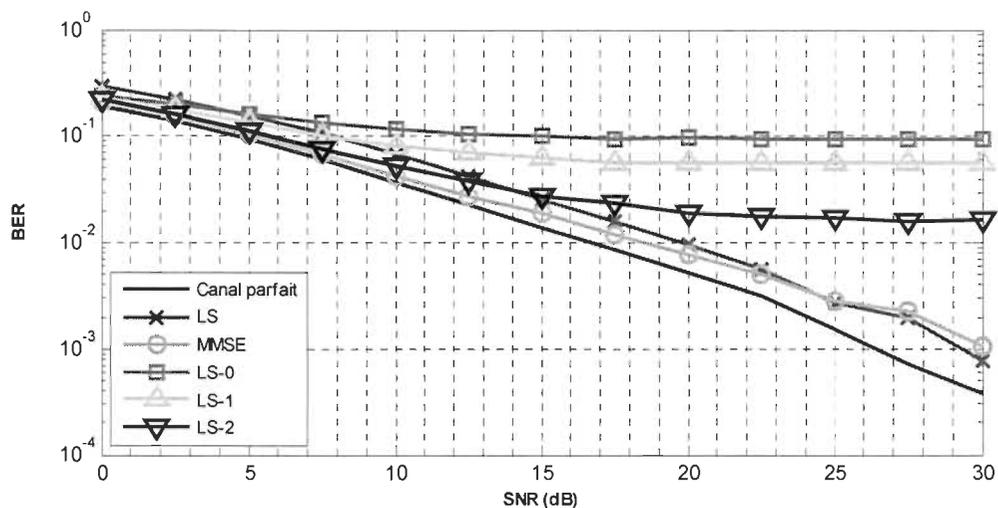


Figure 4.2 Taux d'erreur sur les bits pour trois versions modifiées de l'estimateur LS (Système SISO-OFDM)

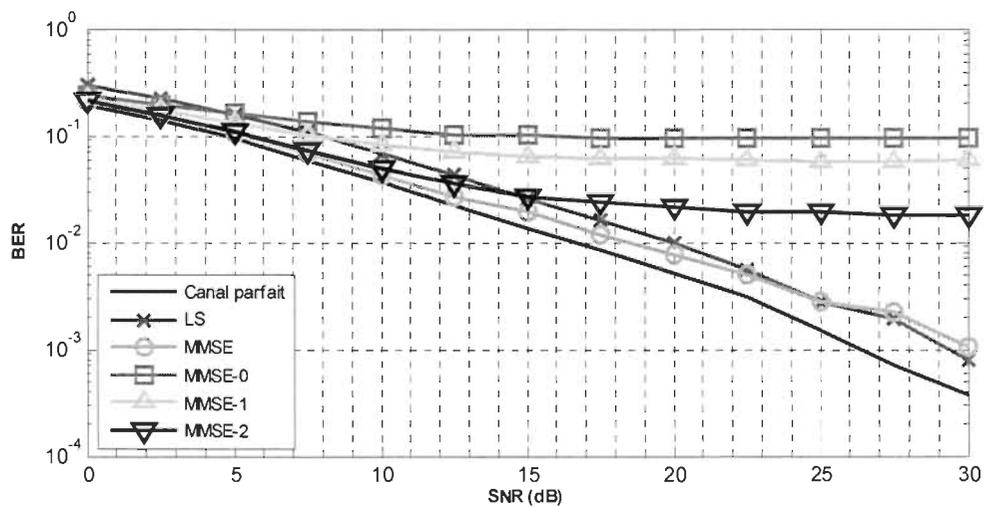


Figure 4.3 Taux d'erreur sur les bits pour trois versions modifiées de l'estimateur MMSE (Système SISO-OFDM)

Bien que ce soit plutôt les résultats de systèmes MIMO-OFDM qui nous intéressent, nous ne pouvons évidemment pas passer à côté de l'analyse des résultats d'un système SISO-OFDM.

Les courbes des estimateurs pour le système SISO-OFDM étant plutôt rapprochées les unes des autres, il est plus difficile d'en tirer des conclusions. Cependant, nous voyons tout de suite l'importance d'avoir un bon estimateur de canaux lorsque nous comparons les résultats des estimateurs avec celui du canal parfait. Lorsque les études sur les égaliseurs sont faites en ne tenant pas compte de l'estimation des canaux, les résultats sont alors meilleurs qu'en réalité. À partir de ces courbes, nous observons aussi que l'estimateur MMSE est le plus performant, car ses résultats se rapprochent le plus de ceux obtenus avec un canal parfait. Les versions modifiées de l'estimateur MMSE sont moins efficaces, cependant nous verrons plus loin que nous y gagnerons en terme de complexité. Pour ce qui est de l'estimateur LS et de ses versions modifiées, nous pouvons observer que pour un bas SNR, les versions modifiées sont plus performantes, mais pour un SNR plus élevé, l'estimateur LS devient alors meilleur. Notons aussi que plus les dimensions de la matrice \mathbf{Q} des estimateurs modifiés augmentent, plus leurs courbes de BER sont basses. Si nous comparons les versions modifiées entre elles, leurs performances sont sensiblement les mêmes, bien que nous nous soyons attendus à ce que les versions modifiées de l'estimateur MMSE soient plus performantes que les versions modifiées de l'estimateur LS.

4.2.2 MIMO

Nous commencerons par présenter toutes les courbes obtenues pour des systèmes MIMO-OFDM 1x2, 1x4, 2x4 et 4x4 et nous discuterons ensuite des résultats en les comparant entre eux et avec les résultats obtenus précédemment pour un système SISO-OFDM.

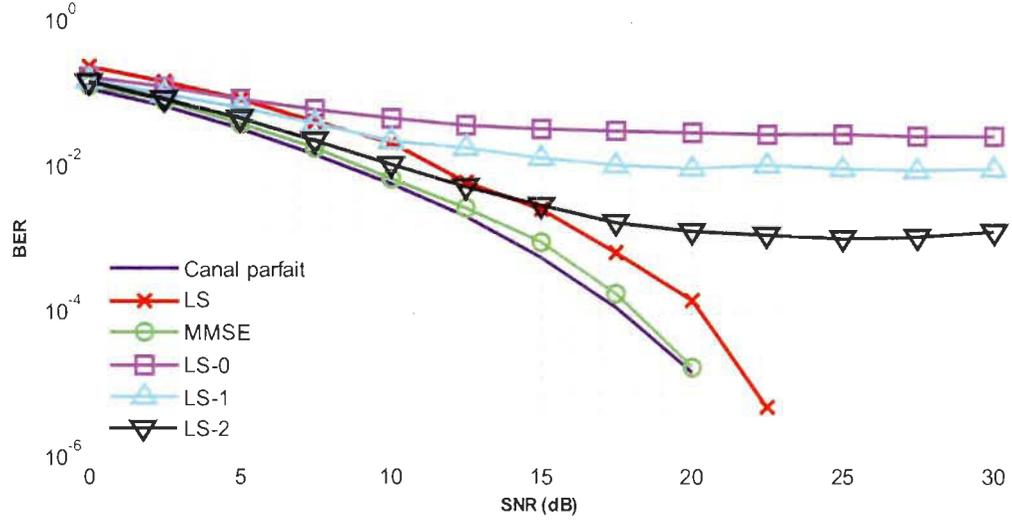


Figure 4.4 Taux d'erreur sur les bits pour trois versions modifiées de l'estimateur LS (Système MIMO-OFDM 1x2)

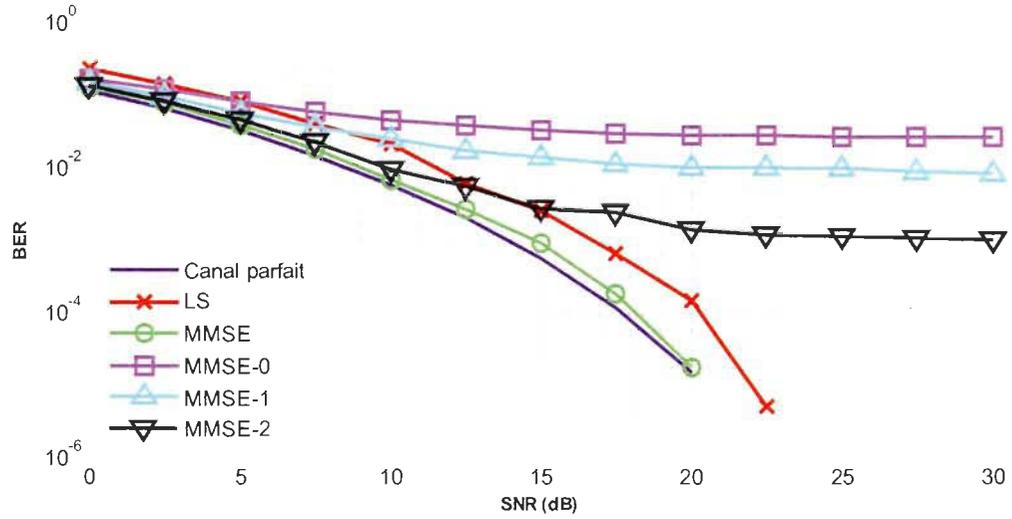


Figure 4.5 Taux d'erreur sur les bits pour trois versions modifiées de l'estimateur MMSE (Système MIMO-OFDM 1x2)

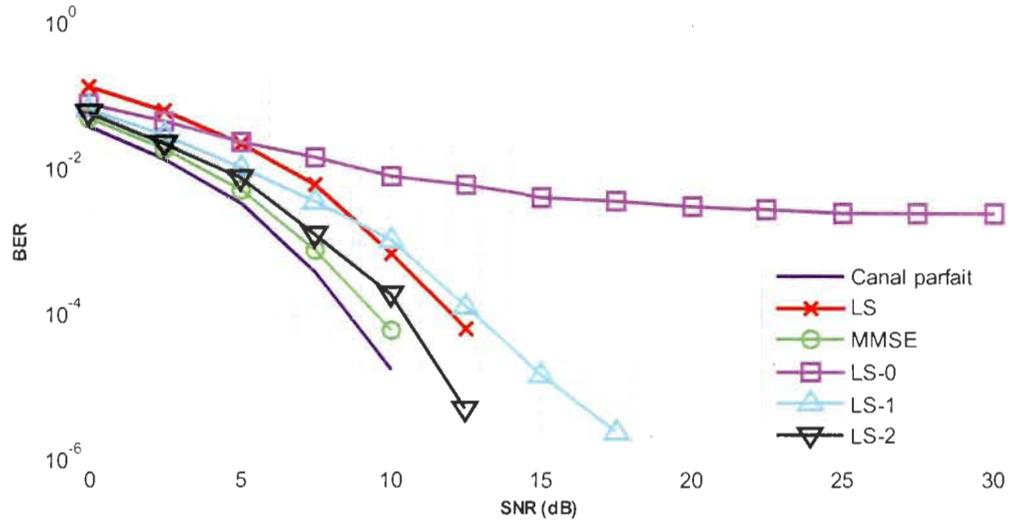


Figure 4.6 Taux d'erreur sur les bits pour trois versions modifiées de l'estimateur LS (Système MIMO-OFDM 1x4)

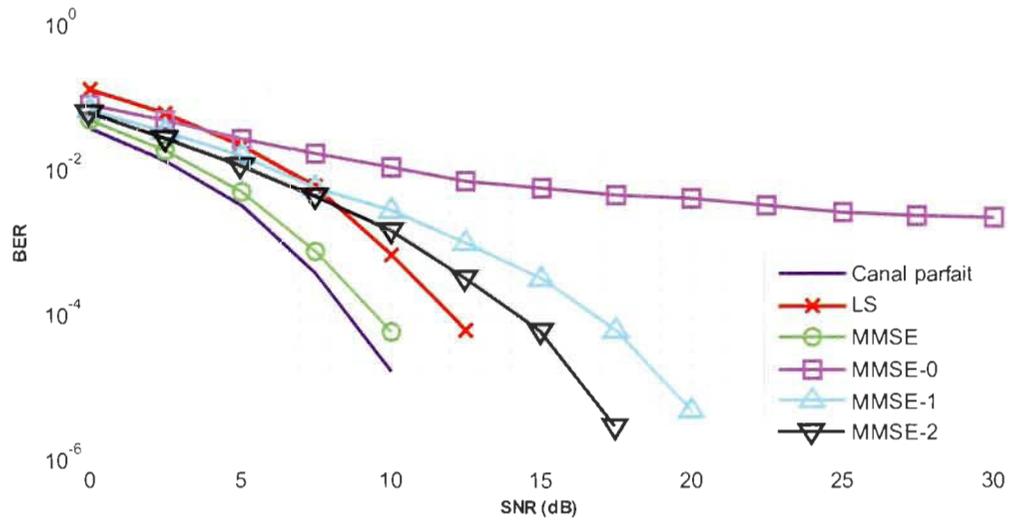


Figure 4.7 Taux d'erreur sur les bits pour trois versions modifiées de l'estimateur MMSE (Système MIMO-OFDM 1x4)

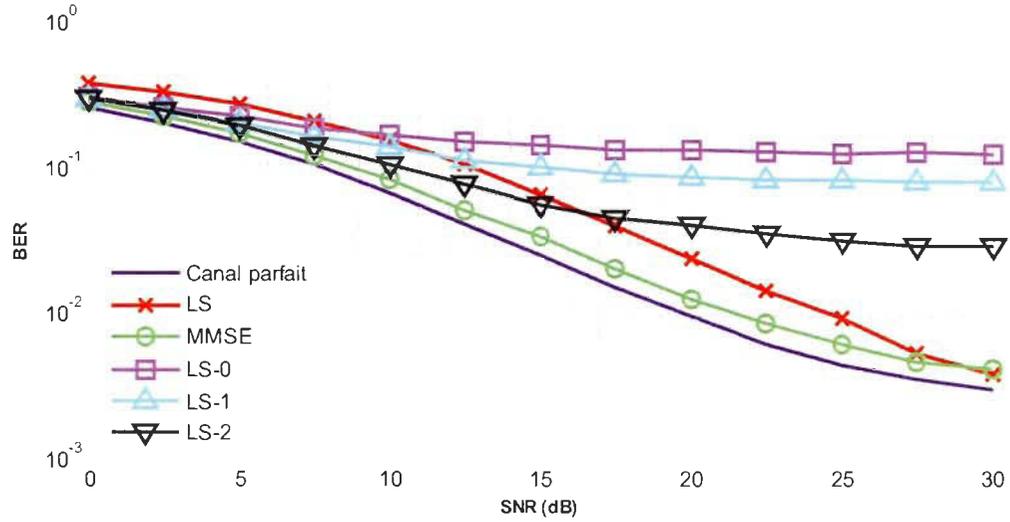


Figure 4.8 Taux d'erreur sur les bits pour trois versions modifiées de l'estimateur LS (Système MIMO-OFDM 2x2)

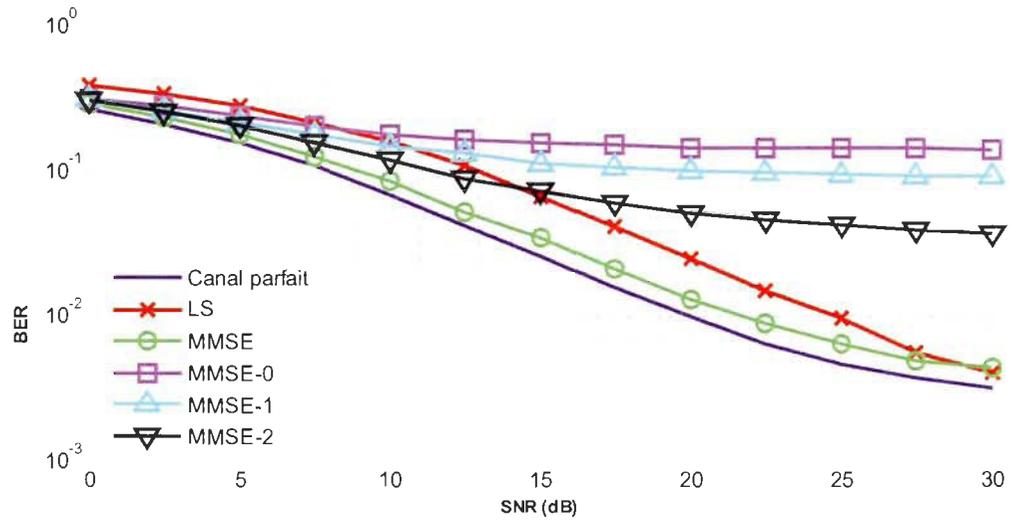


Figure 4.9 Taux d'erreur sur les bits pour trois versions modifiées de l'estimateur MMSE (Système MIMO-OFDM 2x2)

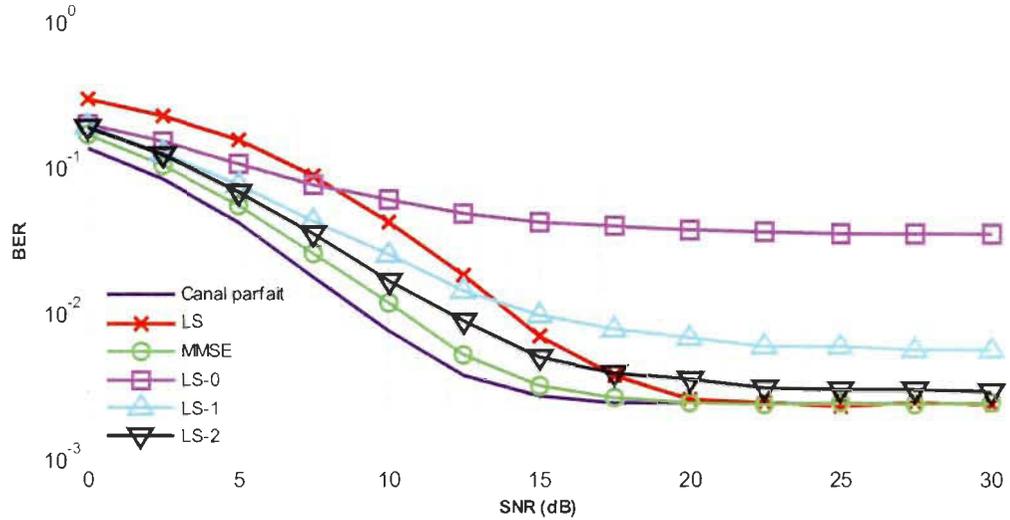


Figure 4.10 Taux d'erreur sur les bits pour trois versions modifiées de l'estimateur LS (Système MIMO-OFDM 2x4)

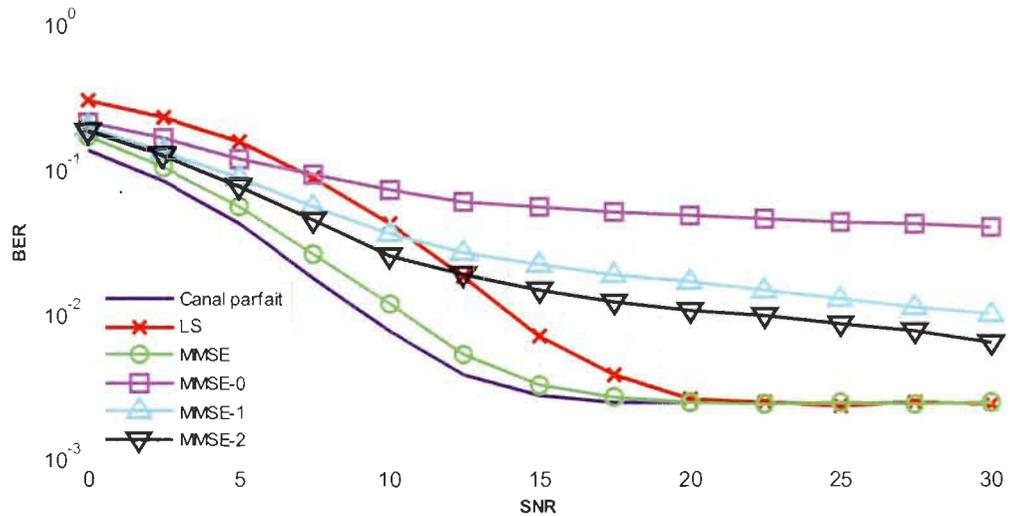


Figure 4.11 Taux d'erreur sur les bits pour trois versions modifiées de l'estimateur MMSE (Système MIMO-OFDM 2x4)

Nous pouvons ici tirer de meilleures conclusions sur les courbes des différents systèmes MIMO-OFDM, car elles se démarquent plus les unes des autres comparativement

à celles obtenues pour le système SISO-OFDM. Nous aboutissons sensiblement aux mêmes conclusions que précédemment lorsque nous comparons les différents estimateurs entre eux. Les courbes obtenues en considérant une connaissance parfaite des canaux sont encore les meilleures, elles ne reflètent évidemment pas la réalité, mais elles sont plutôt un idéal à atteindre. Nous pouvons encore une fois les classer dans le même ordre selon leur performance et l'estimateur MMSE remporte la palme une fois de plus. Nous ne reprendrons pas cette analyse qui a été faite précédemment pour le système SISO, puisque leur ordre de performance entre eux reste le même. Cependant, nous pouvons remarquer une nette amélioration des courbes MIMO comparativement aux courbes SISO.

Tout d'abord, pour les systèmes ayant une seule antenne émettrice, plus le nombre d'antennes réceptrices augmentent, plus les performances des courbes s'améliorent. Il y a une nette différence entre le système MIMO 1x4 et le système SISO. Comme expliqué à la fin du chapitre précédent, nous sommes en présence d'un système à quatre équations et un seul inconnu pour le système 1x4, c'est d'ailleurs pourquoi les performances des courbes se démarquent autant. Nous pouvons aussi observer que les performances des estimateurs modifiés s'améliorent considérablement lorsque le nombre d'antennes réceptrices augmente. D'ailleurs, pour le système 1x4, l'estimateur modifié LS-2 est plus efficace que l'estimateur LS pour tous les SNR. Aussi, plus le nombre d'antennes à la réception augmente comparativement au nombre d'antennes à l'émission, plus nous remarquons une différence entre les versions modifiées LS-0 et LS-1 et entre les versions modifiées MMSE-0 et MMSE-1. Nous pouvons expliquer cette nette amélioration à l'aide la figure 4-1 en y observant la répartition de l'énergie sur les poids. Pour les estimateurs LS-0 et MMSE-0, nous n'utilisons que les deux premiers poids, mais à partir des estimateur LS-1 et

MMSE-1, nous commençons à utiliser le dernier poids, où l'énergie est alors visiblement plus élevée que tous les autres poids, ce qui explique l'amélioration.

Ensuite, pour les systèmes ayant deux antennes émettrices, nous remarquons que les estimateurs du système 2x2 sont moins efficaces que pour les systèmes MIMO en ayant une seule, la raison étant que pour les systèmes 1x2 et 1x4, le nombre d'antennes à la réception est plus élevé que celui à l'émission. Si nous comparons les systèmes 2x2 et 2x4, nous remarquons une amélioration des performances des courbes pour le système 2x4, pour les mêmes raisons que précédemment, soit le nombre d'antennes réceptrices étant plus élevé que le nombre d'antennes émettrices. Si nous comparons les systèmes 1x2 et 2x4, puisqu'ils ont le même rapport entre le nombre d'antennes à la réception et le nombre d'antennes à la transmission, nous pouvons remarquer que les estimateurs sont légèrement plus efficaces pour le système 1x2, ce qui peut s'expliquer par les interférences entre les deux antennes émettrices. Pour réduire ces interférences, il faudrait utiliser un égaliseur plus performant basé sur l'annulation des interférences, comme le V-BLAST. Entre tous les systèmes MIMO présentés, celui présentant la plus grande différence entre le nombre d'antennes à la réception et le nombre d'antennes à la transmission, soit le système 1x4, est le système dont les estimateurs sont les plus performants.

4.3 Résultats de mise en oeuvre

Comme mentionné précédemment, les résultats de mise en oeuvre ont été obtenus à l'aide du logiciel AccelDSP et en considérant seulement la partie estimation de notre plateforme. Nous commencerons par vous présenter des courbes montrant les différences obtenues dans les résultats lors de la quantification, comparativement aux résultats non

quantifiés obtenus à l'aide de Matlab. Nous discuterons de ces courbes, puis nous vous présenterons un tableau résumant les pourcentages d'utilisation dans un FPGA.

Dans les prochaines figures, nous y verrons, en ordonnée, l'amplitude de la norme des paramètres des canaux, comportant un coefficient d'atténuation et un déphasage et en abscisse, nous aurons les indices des 48 données utiles. En bleu, nous avons les courbes pleines qui représentent l'évolution du canal en considérant qu'il est parfaitement connu. En vert, nous avons les résultats obtenus à l'aide de Matlab pour les différents estimateurs. Et finalement, en rouge, nous avons les résultats obtenus à l'aide d'AccelDSP pour les différents estimateurs, mais, cette fois-ci, nous avons spécifié comme paramètre la quantification voulue, soit $\{8, 4\}$, $\{12, 8\}$ ou $\{16, 12\}$, le premier chiffre étant le nombre total de bits et le deuxième étant le nombre de bits pour la partie fractionnaire.

Il faut aussi comprendre que ces courbes ont été obtenues en estimant les paramètres des canaux à l'aide du premier symbole d'un bloc de symboles OFDM, car ce même processus sera répété à chaque bloc. Nous pouvons donc réutiliser les mêmes ressources pour estimer les paramètres des canaux à chaque début d'un nouveau bloc de symboles OFDM. Pour ce qui est du MIMO, nous pouvons réutiliser les ressources en boucle selon le nombre d'antennes à l'émission. Quant au nombre d'antennes à la réception, nous pouvons soit multiplier ces ressources, soit les réutiliser en boucle.

Figure 4.12 Estimateurs LS et LS modifiés après quantification {8, 4}

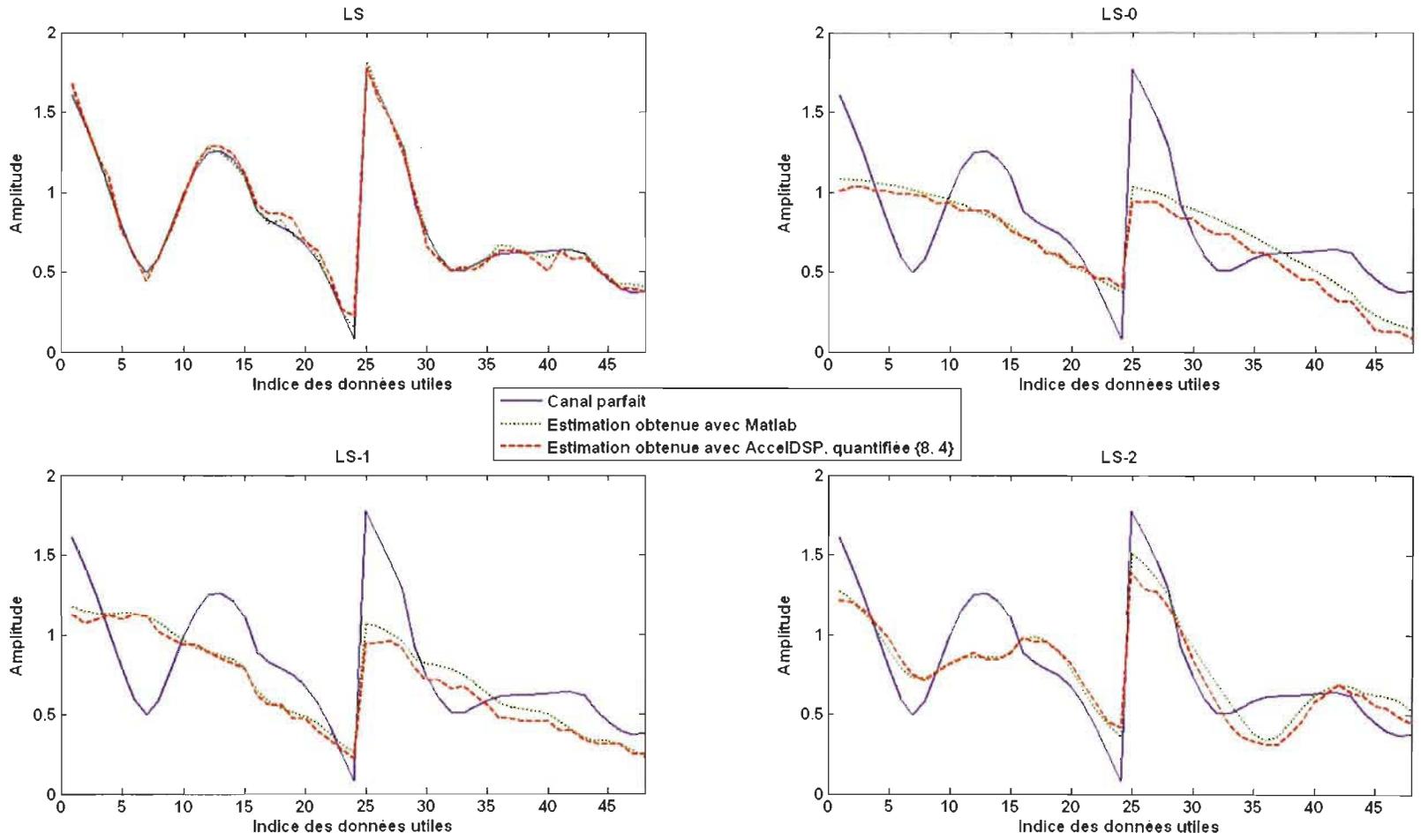


Figure 4.13 Estimateurs MMSE et MMSE modifiés après quantification {8, 4}

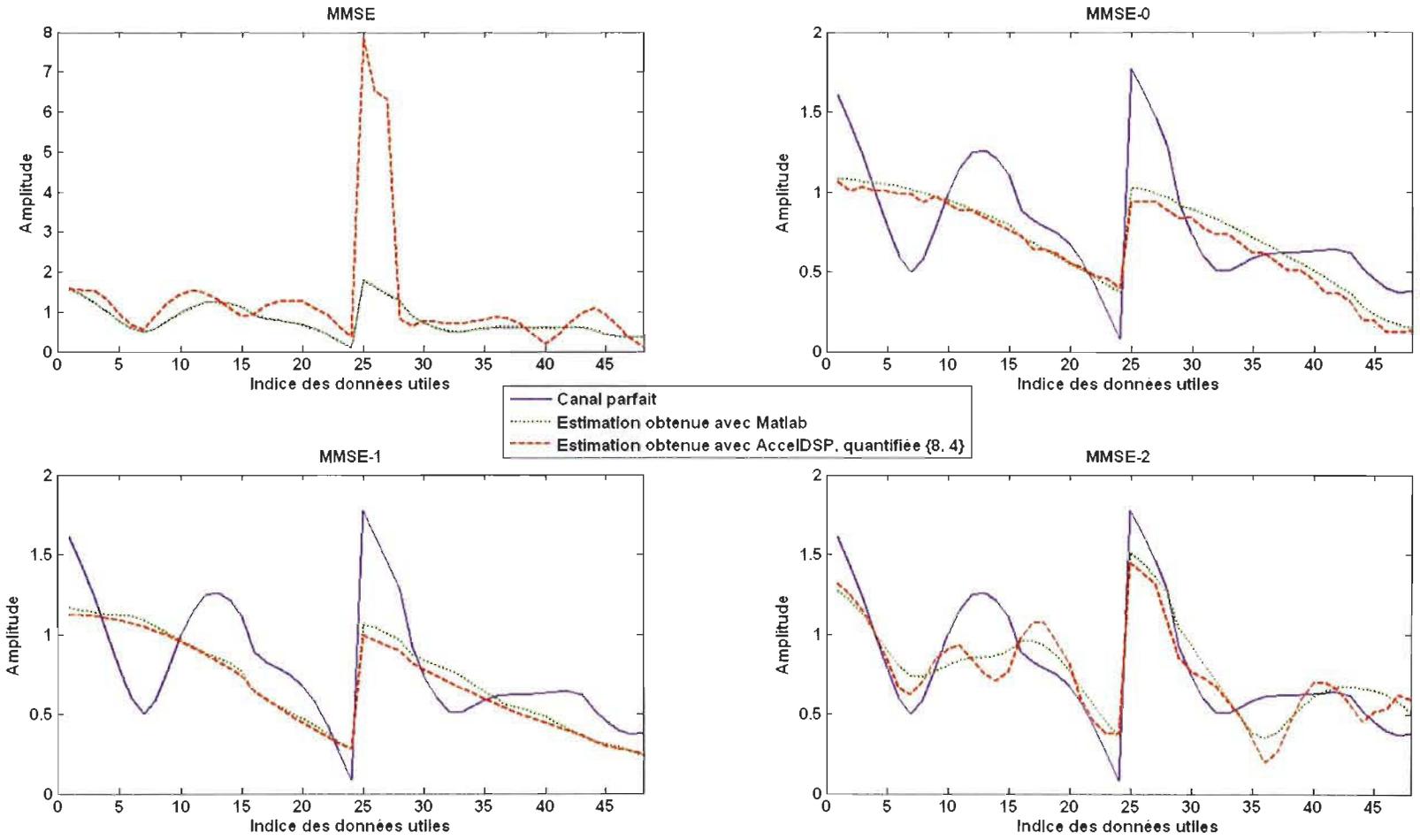


Figure 4.14 Estimateurs LS et LS modifiés après quantification {12, 8}

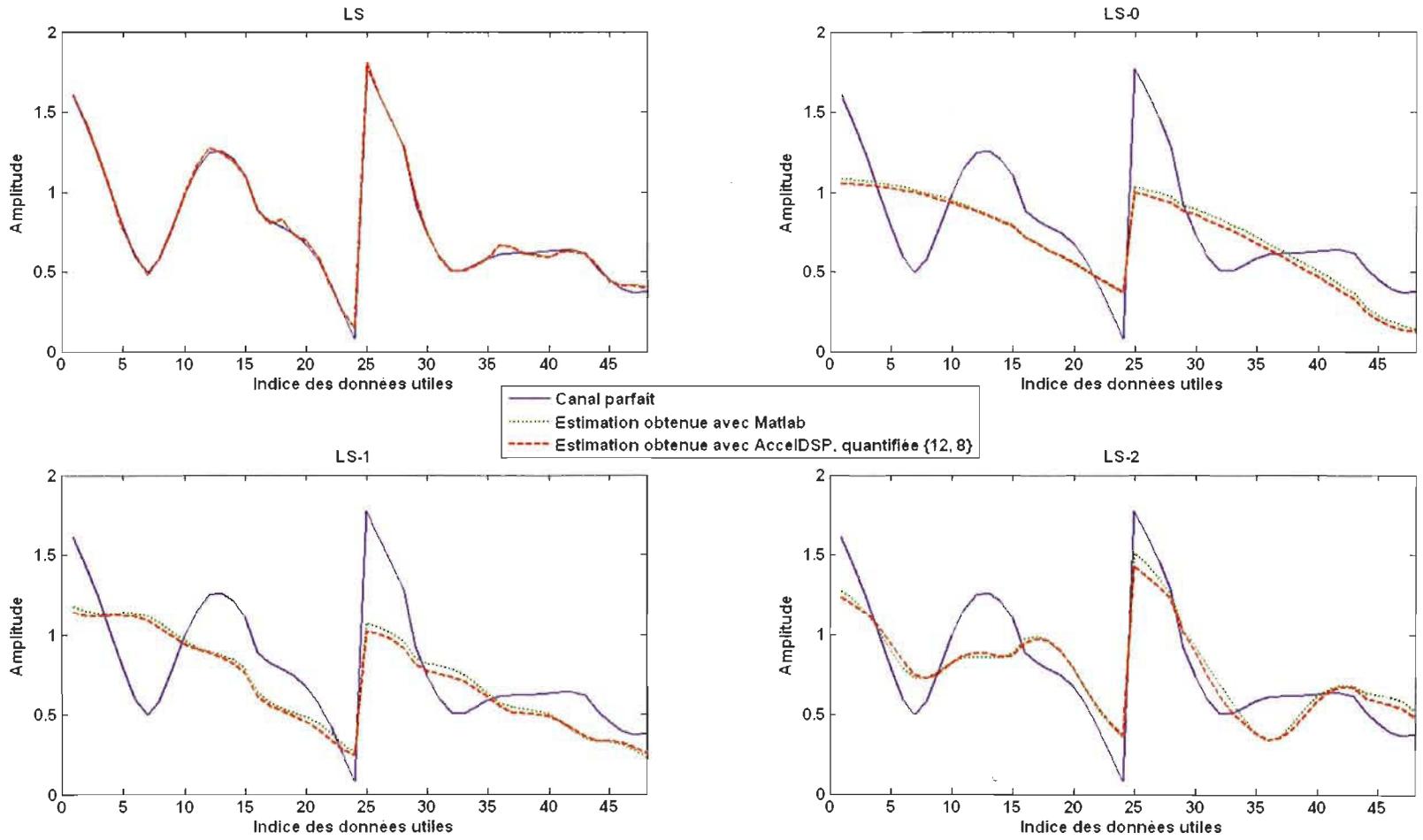


Figure 4.15 Estimateurs MMSE et MMSE modifiés après quantification {12, 8}

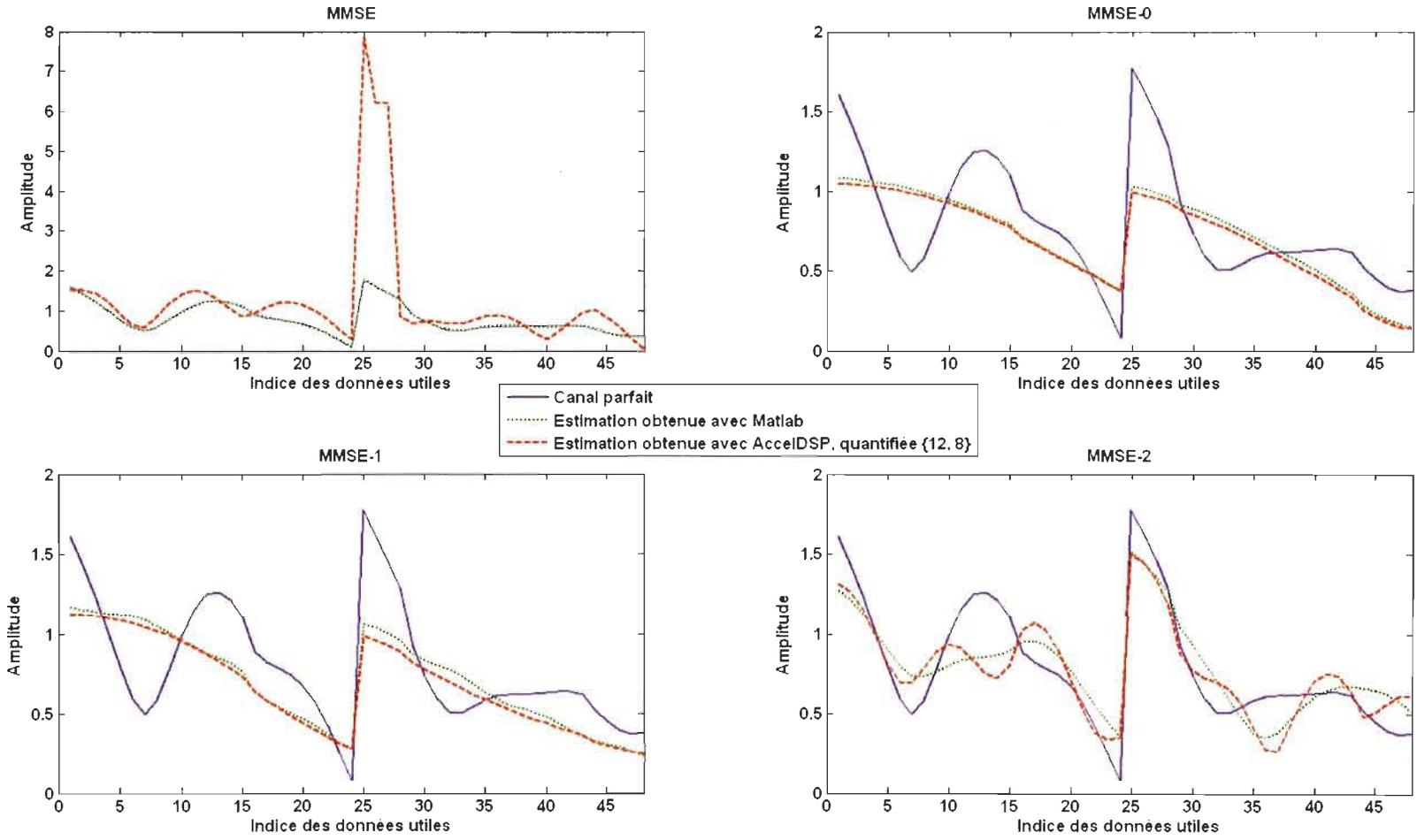


Figure 4.16 Estimateurs LS et LS modifiés après quantification {16, 12}

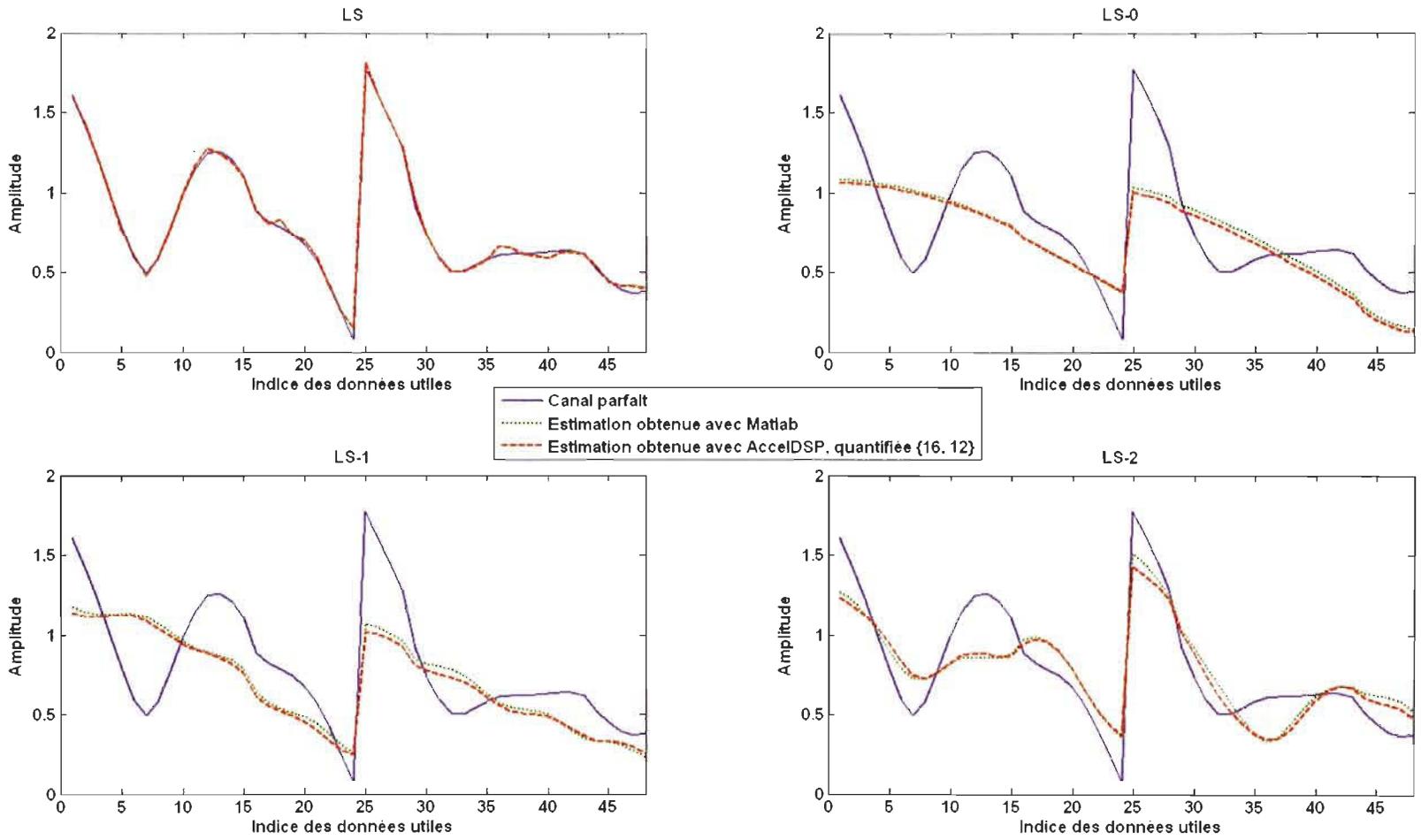
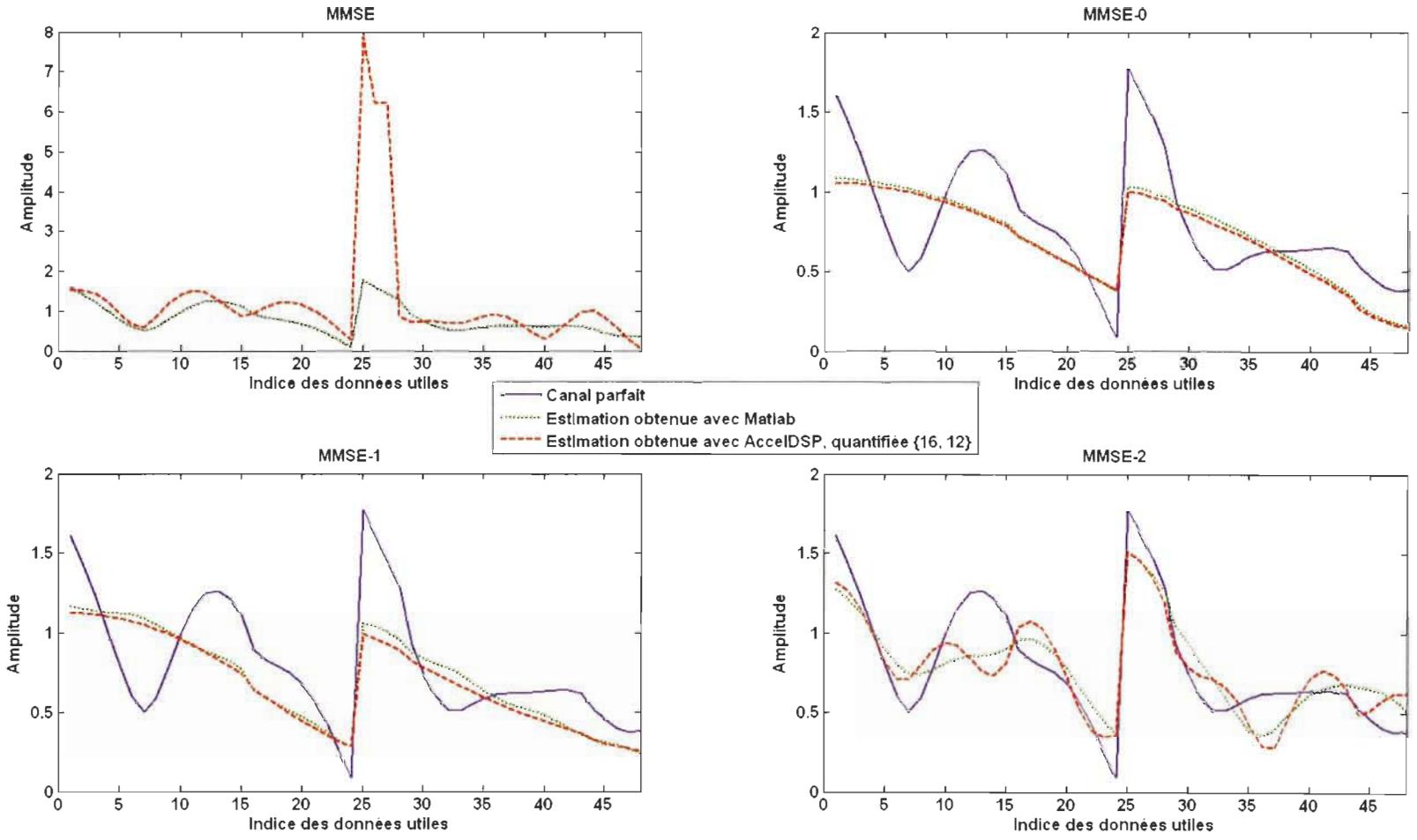


Figure 4.17 Estimateurs MMSE et MMSE modifiés après quantification {16, 12}



En observant ces courbes, nous pouvons sans peine remarquer qu'il y a une diminution de la performance après la quantification. Évidemment, lorsque nous quantifions, nous perdons des informations, il est donc normal d'observer une baisse d'efficacité, le tout étant d'obtenir un équilibre entre les bénéfices retirés lorsque nous augmentons les bits de quantification, comparativement à l'espace en plus occupé dans le FPGA. Nous remarquons aussi une plus grande amélioration lorsque nous passons de 8 à 12 bits de quantification, mais la différence est ensuite moins visible lorsque nous passons à 16 bits de quantification. À l'aide de ces courbes, nous pouvons aussi observer que les méthodes LS et MMSE non quantifiées estiment le mieux les paramètres du canal. Notons cependant que l'estimateur MMSE quantifié s'éloigne de beaucoup de celui qui est non quantifié, car il faudrait augmenter encore plus le nombre de bits de quantification afin d'arriver à un résultat plus acceptable, ce qui s'explique par le fait que cette méthode est la plus complexe entre toutes. Si nous comparons avec l'estimateur le plus simple, soit le LS, nous remarquons que la différence entre les courbes avant et après la quantification est minime pour une quantification $\{8, 4\}$ et cette différence devient ensuite presque inexistante pour une quantification $\{12, 8\}$. De plus, nous pouvons apprécier l'amélioration constante des performances des estimateurs LS et MMSE modifiés lorsque la matrice Q augmente.

Il ne nous reste plus qu'à comparer les estimateurs en terme d'espace occupé dans un FPGA, ce qui viendra appuyer nos dires jusqu'à maintenant concernant leur complexité respective. Nous commencerons par vous présenter les tableaux résumant ces résultats, puis nous en discuterons. Le FPGA choisi est de la famille des Virtex-5, soit le XC5VSX50T, ayant entre autres des DSP48E permettant de faire des opérations de nombres complexes. Dans le cadre de ce travail, aucune contrainte n'a été utilisée pour l'utilisation des DSP48E,

ce qui permet de déterminer approximativement la place que prendrait la mise en œuvre d'un des algorithmes dans une autre famille de FPGA de Xilinx. Notons que le choix du FPGA en tant que tel n'est pas critique, puisque nous n'utiliserons pas les ressources au maximum des capacités et que nous voulons surtout comparer les estimateurs entre eux et non pas optimiser la façon dont les ressources FPGA seront utilisées.

Tableau 4-3 Utilisation des ressources FPGA des estimateurs LS et LS modifiés pour une quantification {8, 4}

	LS	LS-0	LS-1	LS-2
Slice Registers	3180/32640	3184/32640	3184/32640	3184/32640
Slice LUTs	667/32640	1582/32640	1704/32640	1820/32640
LUT Flip-Flop pairs used	3706	4625	4747	4863
LUT Flip-Flop pairs with an unused Flip-Flop	526/3706	1441/4625	1563/4747	1679/4863
LUT Flip-Flop pairs with an unused LUT	3039/3706	3043/4625	3043/4747	3043/4863
Fully used LUT-Flip-Flop pairs	141/3706	141/4625	141/4747	141/4863
DSP48E	3/288	3/288	3/288	3/288
# underflows	2	6	12	20

Tableau 4-4 Utilisation des ressources FPGA des estimateurs MMSE et MMSE modifiés pour une quantification {8, 4}

	MMSE	MMSE-0	MMSE-1	MMSE-2
Slice Registers	3182/32640	3183/32640	3183/32640	3184/32640
Slice LUTs	2184/32640	1542/32640	1681/32640	1820/32640
LUT Flip-Flop pairs used	5224	4584	4723	4863
LUT Flip-Flop pairs with an unused Flip-Flop	2042/5224	1401/4584	1540/4723	1679/4863
LUT Flip-Flop pairs with an unused LUT	3040/5224	3042/4584	3042/4723	3043/4863
Fully used LUT-Flip-Flop pairs	57/5224	57/4584	141/4723	141/4863
DSP48E	3/288	3/288	3/288	3/288
# underflows	44	8	18	20

Tableau 4-5 Utilisation des ressources FPGA des estimateurs LS et LS modifiés pour une quantification {12, 8}

	LS	LS-0	LS-1	LS-2
Slice Registers	4729/32640	4731/32640	4731/32640	4731/32640
Slice LUTs	825/32640	1750/32640	1872/32640	1988/32640
LUT Flip-Flop pairs used	5395	6322	6444	6560
LUT Flip-Flop pairs with an unused Flip-Flop	666/5395	1591/6322	1713/6444	1829/6560
LUT Flip-Flop pairs with an unused LUT	4570/5395	4572/6322	4572/6444	4572/6560
Fully used LUT-Flip-Flop pairs	159/5395	159/6322	159/6444	159/6560
DSP48E	3/288	3/288	3/288	3/288
# underflows	0	4	10	19

Tableau 4-6 Utilisation des ressources FPGA des estimateurs MMSE et MMSE modifiés pour une quantification {12, 8}

	MMSE	MMSE-0	MMSE-1	MMSE-2
Slice Registers	4730/32640	4729/32640	4730/32640	4730/32640
Slice LUTs	2352/32640	1704/32640	1849/32640	2025/32640
LUT Flip-Flop pairs used	6922	6274	6420	6597
LUT Flip-Flop pairs with an unused Flip-Flop	2192/6922	1545/6274	1690/6420	1866/6597
LUT Flip-Flop pairs with an unused LUT	4570/6922	4570/6274	4571/6274	4572/6597
Fully used LUT-Flip-Flop pairs	160/6922	159/6274	159/6274	159/6274
DSP48E	3/288	3/288	3/288	3/288
# underflows	42	15	15	26

Tableau 4-7 Utilisation des ressources FPGA des estimateurs LS et LS modifiés pour une quantification {16, 12}

	LS	LS-0	LS-1	LS-2
Slice Registers	4729/32640	6279/32640	6279/32640	6279/32640
Slice LUTs	833/32640	1918/32640	2040/32640	2156/32640
LUT Flip-Flop pairs used	833/32640	1918/32640	2040/32640	2156/32640
LUT Flip-Flop pairs with an unused Flip-Flop	5403	8020	8142	8258
LUT Flip-Flop pairs with an unused LUT	674/5403	1741/8020	1863/8142	1979/8258
Fully used LUT-Flip-Flop pairs	4570/5403	6102/8020	6102/8142	6102/8258
DSP48E	3/288	177/8020	177/8142	177/8258
# underflows	0	4	10	18

Tableau 4-8 Utilisation des ressources FPGA des estimateurs MMSE et MMSE modifiés pour une quantification {16, 12}

	MMSE	MMSE-0	MMSE-1	MMSE-2
Slice Registers	6278/32640	6277/32640	6278/32640	6279/32640
Slice LUTs	2520/32640	1872/32640	2017/32640	2193/32640
LUT Flip-Flop pairs used	2520/32640	1872/32640	2017/32640	2193/32640
LUT Flip-Flop pairs with an unused Flip-Flop	8620	7972	8118	8295
LUT Flip-Flop pairs with an unused LUT	2342/8620	1695/7972	1840/8118	2016/8295
Fully used LUT-Flip-Flop pairs	6100/8260	6100/8260	6101/8118	6102/8295
DSP48E	178/8260	177/8260	177/8118	177/8295
# underflows	40	16	16	26

Tableau 4-9 Tableau récapitulatif de l'utilisation des ressources FPGA pour une quantification {8, 4}

Méthode d'estimation	LS	LS-0	LS-1	LS-2
Pourcentage d'utilisation des LUTs	2.04 %	4.85 %	5.22 %	5.58%
Méthode d'estimation	MMSE	MMSE-0	MMSE-1	MMSE-2
Pourcentage d'utilisation des LUTs	6.69 %	4.72 %	5.15 %	5.58 %

Tableau 4-10 Tableau récapitulatif de l'utilisation des ressources FPGA pour une quantification {12, 8}

Méthode d'estimation	LS	LS-0	LS-1	LS-2
Pourcentage d'utilisation des LUTs	2.53 %	5.36 %	5.74 %	6.09 %
Méthode d'estimation	MMSE	MMSE-0	MMSE-1	MMSE-2
Pourcentage d'utilisation des LUTs	7.21 %	5.22 %	5.66 %	6.20 %

Tableau 4-11 Tableau récapitulatif de l'utilisation des ressources FPGA pour une quantification {16, 12}

Méthode d'estimation	LS	LS-0	LS-1	LS-2
Pourcentage d'utilisation des LUTs	2.55 %	5.88 %	6.25 %	6.61 %
Méthode d'estimation	MMSE	MMSE-0	MMSE-1	MMSE-2
Pourcentage d'utilisation des LUTs	7.72 %	5.74 %	6.18 %	6.72 %

À l'aide de ces tableaux, nous pouvons conclure sans trop de surprises que plus le nombre de bits de quantification augmente, plus l'espace occupé dans le FPGA est grand pour un même type d'estimateur. Si nous observons le pourcentage d'utilisation des LUTs, nous constatons que l'estimateur LS est le moins complexe et que l'estimateur MMSE est le plus complexe. Entre les deux, nous avons en ordre croissant les versions 0, 1 et 2 des estimateurs LS et MMSE modifiés. Notons que pour une même dimension de la matrice \mathbf{Q} , les estimateurs LS et MMSE modifiés sont pratiquement sur le même pied d'égalité quant à l'espace occupé dans le FPGA. Dans les tableaux précédents, nous avons aussi inclus le nombre d'*underflows*, soit le nombre de dépassement de capacité inférieure, ainsi nous pouvons voir que plus la complexité augmente, plus le nombre de dépassement de capacité inférieure augmente. Les dépassements de capacité inférieure se produisent lorsqu'un nombre fractionnaire très petit se voit arrondi à zéro par manque de bits dans la partie fractionnaire et ils sont aussi généralement considérés comme ayant moins d'impacts sur les résultats après quantification, comparativement aux dépassements de capacité supérieure. Les dépassements de capacité supérieure se produisent lorsqu'un nombre à être quantifié est trop grand pour être représenté par un nombre donné de bit, ce qui peut être le cas aussi bien pour des nombres positifs que négatifs, et notons que pour tous ces résultats, il n'y a eu aucun dépassement de capacité supérieure. Finalement, nous avons remarqué dans les courbes précédentes de l'estimateur MMSE qu'après la quantification, la courbe obtenue divergeait de beaucoup de celle obtenue avant la quantification. À l'aide des tableaux, nous pouvons constater que le nombre de dépassements de capacité inférieure est sensiblement plus élevé pour ce type d'estimateur. Bien que nous ayons mentionné que les dépassements de capacité inférieure avaient généralement moins d'impact, nous constatons ici qu'un nombre trop élevé de dépassements de capacité inférieure nuit aussi aux résultats.

La courbe obtenue pour la quantification $\{16, 12\}$ de l'estimateur MMSE ne s'est pas énormément améliorée comparativement aux quantifications $\{12, 8\}$ et $\{8, 4\}$, ce qui peut s'expliquer par le fait que le nombre de dépassements de capacité inférieure est passé de 44 à 42, puis à 40, ce qui n'est pas une amélioration significative.

4.4 Synthèse des résultats

Tout d'abord, après l'observation de tous ces résultats, il nous est possible de classer les estimateurs en ordre croissant de complexité, soit l'estimateur LS, ensuite les estimateurs LS modifiés et MMSE modifiés sur un même pied d'égalité et finalement l'estimateur MMSE. Si nous les classifions selon un ordre croissant de performance, nous aurons aussi la même hiérarchie. Nous pouvons en conclure qu'un estimateur moins complexe est aussi moins performant et l'important serait donc d'en arriver à un compromis. Les estimateurs LS et MMSE modifiés sont une bonne solution à considérer, car ils se situent entre les deux extrêmes. Il faut cependant noter qu'il est important d'observer le profil de répartition de l'énergie si nous choisissons ces méthodes, afin de ne pas négliger des poids dont l'énergie est significative. Selon nos résultats, les estimateurs LS et MMSE modifiés ne se révèlent pas efficaces seulement pour les systèmes SISO-OFDM, mais sont aussi de bons candidats pour les systèmes MIMO-OFDM. Leurs performances tendent même à s'améliorer plus le rapport est grand entre le nombre d'antennes à la réception et le nombre d'antennes à l'émission, ce que nous avons pu remarquer grâce aux courbes obtenues pour un système MIMO-OFDM 1×4 .

4.5 Conclusion

Dans ce chapitre, notre plate-forme de simulation et ses paramètres ont tout d'abord été définis. Nous avons ensuite présenté et discuté de nos résultats de simulations théoriques et de la mise en œuvre sur FPGA et nous avons terminé par une synthèse de tous nos résultats. Le prochain et dernier chapitre contiendra la conclusion générale de ce travail.

Chapitre 5 - Conclusion générale

Le but de ce mémoire était de comparer une certaine classe d'estimateurs, ce qui a été accompli à l'aide de Matlab pour les résultats théoriques et d'AccelDSP pour la complexité de mise en œuvre. Nous avons bel et bien constaté, comme nous l'avions supposé, que nous retrouverions des algorithmes complexes et performants et des algorithmes moins complexes et moins performants. Il est donc important d'en arriver à un compromis en termes de complexité et de performance, ce que nous avons obtenu avec les estimateurs modifiés LS et MMSE. De plus, dans les courbes théoriques, nous avons fait ressortir l'importance d'avoir un bon estimateur, car nous retrouvions dans chacun de ces graphiques une courbe où le canal était considéré comme étant parfaitement connu. Cette courbe servant de référence, nous avons pu constater que les performances peuvent diminuer considérablement si les paramètres du canal ne sont pas bien estimés.

Un énorme chemin a été parcouru afin de rendre les modulations multiporteuses attrayantes pour le marché des télécommunications sans fil et c'est en grande partie grâce aux modulations multiporteuses OFDM à base de la transformée de Fourier rapide que la complexité des modulateurs a pu être réduite de façon considérable. L'OFDM a grandement contribué à résoudre les problèmes d'égalisation, mais les débits théoriques en termes de transmission sont encore loin d'être atteints, étant donné le manque d'algorithmes de codage/décodage à complexité réduite. Il reste évidemment d'autres pistes de recherche à être explorées qui apporteraient une aide précieuse au domaine des

télécommunications, mentionnons une comparaison des différentes combinaisons estimateurs/égaliseurs ou encore le prototypage rapide de tout un système OFDM, comparativement à la partie de l'estimation seulement.

Bibliographie

- [ABE04] T. Abe, T. Asai, et H. Suda, « A practical throughput comparison of MIMO-CDMA and MIMO-OFDM, » VTC2004-Fall, IEEE 60th Vehicular Technology Conference, Volume 2, 26-29 Sept. 2004, PP.1431 – 1438
- [AST09] D. Astely, E. Dahlman, A Furuskar, Y. Jading, M. Lindstrom, et S. Parkvall, « LTE : the evolution of mobile broadband – [LTE part II: 3GPP release 8], » IEEE Communications Magazine, Volume 47, Issue 4, Avril 2009, PP. 44-51
- [BAE04] M.-S. Baek, M.-J. Kim, Y.-H. You, et H.-K. Song, « Semi-blind channel estimation and PAR reduction for MIMO-OFDM system with multiple antennas, » IEEE Transactions on Broadcasting, Volume 50, Issue 4, Déc. 2004, PP.414 – 424
- [BIN90] J.A.C. Bingham, « Multicarrier modulation for data transmission: an idea whose time has come, » IEEE Magazine Communications, Volume 28, Issue 5, Mai 1990, PP. 5 – 14

- [CHA97] N. Chayat, « Tentative criteria for comparison of modulation methods, » IEEE P802.11-97-96, Sept 1997
- [CHE08] H.-Y. Chen, C.-H. Chuang et P.-C. Yeh, « Power diversity scheme for V-BLAST systems under Rayleigh fading, » VTC Spring 2008. IEEE Vehicular Technology Conference, 11-14 Mai 2008, PP. 534 – 538
- [COL02b] S. Colieri, M. Ergen, A. Puri, et A. Bahai, « A study of channel estimation in OFDM systems, » Proceedings. VTC 2002-Fall, 2002 IEEE 56th Vehicular Technology Conference, Volume 2, 24-28 Sept. 2002, PP. 894 – 898
- [COO67] J.W. Cooley, P.A.W. Lewis, et P.D. Welch, « Historical notes on the fast Fourier transform, » Proceedings of the IEEE, Volume 55, Issue 10, Oct. 1967, PP.1675 – 1677
- [DEB05] M. Debbah, « OFDM, » Mobile Communications Group, disponible en ligne: <http://svmoon.free.fr/scs/ofdm/biblio/cours-ofdm-frenchweb.pdf>, Déc. 2005, PP. 1-26

- [DOU02] A. Doufexi, S. Armour, A. Nix, et M. Beach, « Design considerations and initial physical layer performance results for a space time coded OFDM 4G cellular network, » The 13th IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, Volume 1, 15-18 Sept. 2002, PP 192 – 196
- [DOE57] M.L. Doelz, E.T. Heald, et D.L. Martin, « Binary Data Transmission Techniques for Linear Systems, » Proceedings of the IRE, Volume 45, Issue 5, Mai 1957, PP. 656 – 661
- [DRA1998] C. Drane, M. Macnaughtan, and C. Scott, « Positioning GSM telephones, » IEEE Communications Magazine, Volume 36, Issue 4, Avril 1998, PP. 46 - 54, 59
- [ESM03] R. Esmailzadeh, M. Nakagawa, et A. Jones, « TDD-CDMA for the 4th generation of wireless communications, » IEEE Wireless Communications, Volume 10, Issue 4, Août 2003, PP. 8 – 15
- [HIR81] B. Hirosaki, « An orthogonally multiplexed QAM system using the discrete Fourier transform, » IEEE Transactions on Communications, Volume 29, Issue 7, Juillet 1981, PP. 982 – 989

- [JIN05] S. Jindal, A. Jindal, et N. Gupta, « Grouping WI-MAX, 3G and WI-FI for wireless broadband, » The First IEEE and IFIP International Conference in Central Asia on Internet, 2005, 26-29 Sept. 2005, PP. 5-9
- [KAI95] S. Kaiser, « OFDM-CDMA versus DS-CDMA: performance evaluation for fading channels, » ICC 95 Seattle, Gateway to Globalization, 1995 IEEE International Conference on Communications, Volume 3, 18-22 Juin 1995, PP.1722 – 1726
- [KES08] K. S. Keshava Murthy, « NextGen wireless access gateway analysis of combining WiMAX and LTE gateway functions, » IMSAA 2008, 2nd International Conference on Internet Multimedia Services Architecture and Applications, 10-12 Déc. 2008, PP. 1-6
- [KHA08] T.J.S. Khanzada, A.R. Ali, et A.S. Omar, « The effect of coding on OFDM and single carrier transmission with decision feedback equalizer, » Communication Networks and Services Research Conference, 2008. CNSR 2008. 6th Annual, 5-8 Mai 2008, PP. 59 – 63

- [KIM04c] K.J. Kim, et T Reid, « Multiple hypothesis channel estimation for the MIMO-OFDM system, » GLOBECOM '04. IEEE Global Telecommunications Conference, Volume 4, 29 Nov.-3 Dec. 2004, PP. 2674 – 2678
- [LAN07] O. Landau, and A.J. Weiss, « OFDM guard interval: Analysis and observations, » ICASSP 2007. IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing, Volume 3, 15-20 Avril 2007, PP. III-93 - III-96
- [LEE00] C.-S. Lee, T. Keller, and L. Hanzo, « OFDM-based turbo-coded hierarchical and non-hierarchical terrestrial mobile digital video broadcasting, » IEEE Transactions on Broadcasting, Vol. 46, Issue 1, Mars 2000, PP. 1-22
- [LI02] Y. (G.) Li, « Simplified channel estimation for OFDM systems with multiple transmit antennas, » IEEE Transactions On Wireless Communications, Volume 1, Issue 1, Jan. 2002, PP. 67 – 75
- [MAT05] M. Matsuno, S. Nakai, M. Morimitsu, H. Ide, et T. Ito, « Automatic tuning of ADSL circuits, » IM 2005. 2005 9th IFIP/IEEE International Symposium on Integrated Network Management, 15-19 Mai 2005, PP. 193 – 206

- [MCD05] P. McDermott-Wells, « What is Bluetooth?, » IEEE Potentials, Volume 23, Issue 5, Dec 2004-Jan 2005, PP. 33 – 35
- [MEH05] C. Mehlhauer, M. Rupp, F. Kaltenberger, et G. Humer, « A scalable rapid prototyping system for real-time MIMO OFDM transmissions, » The 2nd IEE/EURASIP Conference on DSP-enabled Radio, 2005, PP. 2/1-2/7
- [MIN06a] H. Minn, et N. Al-Dhahir, « Optimal training signals for MIMO OFDM channel estimation, » IEEE Transactions on Wireless Communications, Vol. 5, Issue 5, Mai 2006, PP. 1158 – 1168
- [MIN06b] Z. Mingyu, L. Lihua, W. Na, et Z. Ping, « Performance of LDPC Coded AOFDM Under Frequency-Selective Fading Channel, » 2006 International Conference on Communications, Circuits and Systems Proceedings, Volume 2, 25-28 Juin 2006, PP. 861 – 865
- [NEG02] R. Negi, et J.M. Cioffi, « Blind OFDM symbol synchronization in ISI channels, » IEEE Transactions On Communications, Volume 50, Issue 9, Sept. 2002, PP. 1525 – 1534

- [OUA02b] M.A. Ouameur, et D. Massicotte, « Schroeder sequences for time dispersive frequency selective channel estimation using DFT and least sum of squared errors methods, » IEEE International Conference On Acoustics, Speech, and Signal Processing, Volume 3, 13-17 Mai 2002 PP. III-2633 - III-2636
- [PAP08] M. Papaleo, M. Neri, A. Vanelli-Coralli, et G.E. Corazza, « Using LTE in 4G satellite communications: Increasing time diversity through forced retransmission , » SPSC 2008. 10th International Workshop on Signal Processing for Space Communications, 6-8 Oct. 2008, PP. 1-4
- [PEL80] A. Peled, et A. Ruiz, « Frequency domain data transmission using reduced computational complexity algorithms, » IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing, ICASSP '80, Volume 5, Avril 1980, PP. 964 - 967
- [PRO95] J. G. Proakis, Digital Communications, 3rd edition, McGraw-hill, 1995
- [ROB09] J. Robert, et L. Stadelmeier, « Application of OFDM in the second generation DVB digital cable standard (DVB-C2) , » ISCE '09, IEEE 13th International Symposium on Consumer Electronics, 25-28 Mai 2009, PP. 312-316

- [SAL67] B. Saltzberg, « Performance of an Efficient Parallel Data Transmission System, » IEEE Transactions on Communication Technology, Volume 15, Issue 6, Décembre 1967, PP. 805 – 811
- [SHA49] C.E. Shannon, « Communication in the Presence of Noise, » Proceedings of the IRE, Volume 37, Issue 1, Janv. 1949, PP. 10 - 21
- [SHI04a] C. Shin, et E.J. Powers, « Blind channel estimation for MIMO-OFDM systems using virtual carrier, » IEEE Global Telecommunication Conference, Vol. 4, 2004, PP. 2465 – 2469
- [SUN99] Y. Sun, et L. Tong, « Channel equalization for wireless OFDM systems with ICI and ISI, » ICC '99. 1999 IEEE International Conference on Communications, Volume 1, 6-10 Juin 1999, PP. 182 - 186
- [TOR06] M. Torabi, S. Aissa, et M.R. Soleymani, « MIMO-OFDM systems with imperfect channel information: capacity, outage and BER performance, » 2006 International Conference On Communications, Volume 12, Juin 2006, PP 5342 – 5347

- [TSA05] Y. Tsai, G. Zhang, et J.-L. Pan, « Orthogonal frequency division multiplexing with phase modulation and constant envelope design, » IEEE Military Communications Conference, Volume 4, 17-20 Octobre 2005, PP. 2658 – 2664
- [UTH04] P. Uthansakul, et M.E. Bialkowski, « Multipath signal effect on the capacity of MIMO, MIMO-OFDM and spread MIMO-OFDM, » 15th International Conference on Microwaves, Radar and Wireless Communications, Volume 3, 17 au 19 Mai 2004, PP. 989 – 992
- [VAN04] S.J. Vaughan-Nichols, « Achieving wireless broadband with WiMax, » Computer (IEEE), Volume 37, Issue 6, Juin 2004, PP. 10 – 13
- [VIT98] A. J. Viterbi, CDMA : Principles of Spread Spectrum Communication, Addison-Wesley Wireless Communications Series, États-Unis, Novembre 1998
- [WAN08] F. Wang, A. Ghosh, C. Sankaran, P. Fleming, F. Hsieh, et S. Benes, « Mobile WiMAX systems: performance and evolution, » IEEE Communications Magazine, Volume 46, Issue 10, Oct. 2008, PP. 41 - 49

- [WEI71] S. Weinstein, et P. Ebert, « Data transmission by frequency-division multiplexing using the discrete Fourier transform, » IEEE Transactions on Communication Technology, Volume 19, Issue 5, Part 1, Octobre 1971, PP. 628 - 634
- [ZHA07] J. Zhang, Z.-M. He, X.-G. Wang, et Y.-Y. Huang, « TSK fuzzy approach to channel estimation for MIMO-OFDM systems, » IEEE Signal Processing Letters : Accepted for future publication, Volume 14, Issue 99, 2007, PP.1 - 1