



HAL
open science

Etude et optimisation des techniques UWB haut débit multibandes OFDM

Emeric Guéguen

► **To cite this version:**

Emeric Guéguen. Etude et optimisation des techniques UWB haut débit multibandes OFDM. Réseaux et télécommunications [cs.NI]. INSA de Rennes, 2009. Français. NNT : . tel-00361467v2

HAL Id: tel-00361467

<https://theses.hal.science/tel-00361467v2>

Submitted on 12 Oct 2009

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

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



Thèse

présentée devant

l'Institut National des Sciences Appliquées de Rennes

pour obtenir le titre de

Docteur

spécialité : *Electronique*

Etude et optimisation des techniques UWB haut débit multibandes OFDM

par

Emeric GUÉGUEN

Soutenue le 14 janvier 2009 devant la commission d'Examen

Composition du jury

Rapporteurs

Marion Berbineau	Directrice de recherche INRETS au LEOST (Villeneuve d'Ascq)
Martine Villegas	Professeur à l'ESIEE (Paris)

Examineurs

Isabelle Siaud	Ingénieur-Chercheur à Orange Labs (Cesson-Sévigné)
Bernard Uguen	Professeur des Universités à l'Université de Rennes 1
Jean-François Hélar	Professeur des Universités à l'INSA de Rennes
Matthieu Crussière	Maître de Conférences à l'INSA de Rennes

*à Carole,
à mes parents.*

Remerciements

Je tiens en premier lieu à remercier Jean-François H elard, Professeur à l'INSA de Rennes, pour m'avoir proposé cette thèse et en avoir dirigé les travaux. J'exprime également toute ma gratitude à Matthieu Crussier, Maître de Conférences à l'INSA de Rennes, pour sa participation à l'encadrement de ces travaux. La confiance et l'indépendance qu'ils m'ont accordées ainsi que leur rigueur scientifique et l'encouragement à publier mes résultats m'ont permis de mener à bien cette thèse.

Je remercie sincèrement Marion Berbineau, Directrice de recherche INREST au LEOST de Villeneuve d'Ascq, et Martine Villegas, Professeur à l'ESIEE de Paris, pour l'attention qu'elles ont accordée à la lecture de ce mémoire ainsi que pour leur participation au jury en tant que rapporteurs. J'associe à ces remerciements Bernard Uguen, Professeur à l'Université de Rennes 1, pour m'avoir fait l'honneur de présider le jury lors de la soutenance ainsi qu'à Isabelle Siaud, Ingénieur-Chercheur   Orange Labs Cesson-Sévigné, pour sa participation au jury en tant qu'examinateur.

Par ailleurs, je tiens également à remercier Nadia Madaoui, Enseignant-Chercheur à l'ESIEE de Paris, pour l'aide qu'elle m'a apportée notamment dans le développement des chaînes de simulations.

Pour leur bonne humeur au quotidien et les heures passées en pause café à refaire le monde, j'adresse un grand merci à l'ensemble des permanents et doctorants avec qui j'ai partagé la vie d'un laboratoire de recherche. Je pense notamment à *ceux d'en haut* et plus particulièrement aux locataires du bureau 126 passés et présents. Grâce à eux les journées se sont déroulées dans une ambiance chaleureuse, joviale et parfois même studieuse. Merci tout spécialement à Friedman, Louis-Marie, Franck, Erwan et Fred ainsi qu'à *ceux d'  côté* Marie-Anne, Romain, François, Céline et Loic. Je ne peux oublier les habitants du *bocal* et plus généralement *ceux d'en bas* pour les moments fort agréables passés en leur compagnie.

Je tiens enfin à remercier mes parents pour leur soutien constant et la confiance qu'ils m'ont accordée durant toutes ces années d'études. Je tiens également à associer à ces remerciements l'ensemble de ma famille et de mes amis pour m'avoir soutenu pendant tout ce temps, s'ils ne peuvent pas être tous cités ici ils se reconnaîtront...

Je ne pourrais clore cette page sans remercier infiniment Carole qui a été témoin de tous les instants de cette aventure, pour son soutien sans faille, ses encouragements et la patience dont elle a fait preuve.

*“Le futur commence immédiatement
après la fin de cette phrase.”
Philippe Geluck*

“That’s all folks !”

Résumé

L'engouement du grand public pour les objets communicants et l'évolution des technologies a entraîné le besoin de transférer des quantités grandissantes d'informations en un minimum de temps. L'arrivée de l'UWB à la fin des années 90 a apporté aux communications sans fil une solution à cette problématique. L'UWB permet en effet d'atteindre de très hauts débits de transmission sur de courtes distances dans des environnements intra-bâtiment. Parmi les solutions envisagées pour cette nouvelle couche physique très haut débit, le système MB-OFDM répond bien aux contraintes environnementales. L'objectif des travaux réalisés dans le cadre de cette thèse est d'étudier et de proposer une amélioration du système MB-OFDM.

Après la présentation du système MB-OFDM et de ses performances, nous proposons une nouvelle forme d'onde pour l'UWB nommée LP-OFDM. Elle est obtenue en ajoutant au système MB-OFDM une fonction de précodage linéaire combinant avantageusement l'OFDM et la technique d'étalement de spectre. L'utilisation du précodage linéaire permet une meilleure exploitation de la diversité fréquentielle du canal. Il offre également une plus grande granularité dans le choix des débits, augmentant ainsi la flexibilité du système. Il est important de souligner que l'ajout de la fonction de précodage linéaire s'accompagne d'une augmentation minimale de la complexité du système.

Des techniques d'optimisation du système sont proposées. Afin de minimiser l'interférence entre les codes d'étalement, une technique reposant sur l'allocation des séquences d'étalement est décrite et un critère de sélection proposé. Nous avons également mis en évidence la nécessité de trouver un compromis entre le rendement de codage et la longueur des séquences d'étalement afin de tirer au mieux partie de la diversité du canal tout en limitant l'interférence entre les codes. Une amélioration notable des performances du système LP-OFDM est ainsi obtenue par rapport au système MB-OFDM. Le système LP-OFDM étendu au cas du MIMO utilisant un codage temps-espace d'Alamouti est également étudié. Les résultats obtenus montrent là encore une amélioration significative des performances permettant d'envisager une augmentation de la portée ou des débits de transmission.

Enfin, l'impact d'un interférent à bande étroite de type WiMAX sur les performances du système LP-OFDM est étudié comparativement au système MB-OFDM. Il en ressort que le système LP-OFDM est plus robuste que le système MB-OFDM face à un brouilleur. L'utilisation du précodage linéaire permet en effet d'étaler la puissance du signal interférent en réception lors du déprécodage linéaire.

Mots clés : Ultra Wide Band (UWB), Ultra Large Bande (ULB), MB-OFDM, précodage linéaire, LP-OFDM, MIMO.

Abstract

The obsession of the general public for communicating devices has driven a desire to rapidly evolve the technology in line with consumer demand. A key challenge in the evolution is overcoming the need to transfer ever larger amounts of information in minimal time. The arrival of Ultra Wide Band (UWB) during the late 1990's delivered a solution to this problem for wireless communication. UWB supports very high rates of data transfer over short distances in indoor environments. Among the solutions considered for this new high data rate physical layer is the MB-OFDM system which supplies good response to environmental constraints. The aim of this thesis is to study and propose an improvement of the MB-OFDM system.

After analysing the performance of the MB-OFDM system a new waveform for UWB called LP-OFDM is proposed. It is obtained by adding to MB-OFDM a linear precoded function which advantageously combines OFDM and spread spectrum techniques. The use of linear precoded function allows more effective channel frequency diversity exploitation. It offers a broad choice of data rates, thus increasing system flexibility. It is important to emphasize addition of the linear precoded function does not significantly increase system complexity.

Optimization techniques of the LP-OFDM system are proposed. In order to minimize interference between codes an optimized spreading sequence allocation procedure is presented, and code selection criteria defined. The requirement to find a compromise between the coding rate and the spreading code length has been highlighted in order to take advantage at best of the channel diversity whilst simultaneously minimising interference between codes. A significant improvement of the LP-OFDM system performance has been identified compared to the MB-OFDM system. LP-OFDM system extended to a MIMO case using an Alamouti space-time coding is also studied. Results indicate a significant performance improvement allowing the opportunity to consider either increasing the distance range or the data rate.

Finally, the impact of a WiMAX narrowband interference on the LP-OFDM system performance is studied compared to the MB-OFDM system. It is apparent the LP-OFDM system is more robust than the MB-OFDM system subject to an intentional jammer. The use of the linear precoded function allows spreading of the interference signal power at the receipt during the linear deprecoding.

Keywords : Ultra Wide Band (UWB), MB-OFDM, linear precoded, LP-OFDM, MIMO.

Table des matières

Remerciements	v
Résumé	vii
Abstract	ix
Table des matières	xi
Introduction générale	1
1 La technologie UWB pour les systèmes de communications sans fil	5
1.1 Introduction	6
1.2 Un peu d'histoire	6
1.3 Réglementation et normalisation de l'UWB	8
1.3.1 Etat de la réglementation de l'UWB dans le monde	8
1.3.1.1 Aux Etats-Unis	8
1.3.1.2 En Asie	10
1.3.1.3 En Europe	11
1.3.1.4 Conclusion	13
1.3.2 Activités de normalisation	14
1.3.2.1 IEEE 802.15.4a : le bas débit	15
1.3.2.2 IEEE 802.15.3a : le haut débit	17
1.4 Le canal de propagation UWB	20
1.4.1 Notion de canal de transmission	20
1.4.2 Principe du modèle	21
1.4.3 Valeurs des 4 ensembles de paramètres du modèle	25
1.5 Les techniques de transmission pour l'UWB	25
1.5.1 Les solutions dites « impulsionnelles »	28
1.5.1.1 Les solutions mono-bande	28
1.5.1.2 La solution DS-UWB	31
1.5.2 Les solutions dites « multibandes »	34
1.5.2.1 La solution multibande impulsionnelle	34
1.5.2.2 La solution multibande OFDM	35
1.6 Conclusion	37

2	La solution multibande OFDM	39
2.1	Introduction	40
2.2	Modulation à porteuses multiples : l'OFDM	40
2.2.1	Principe de l'OFDM	40
2.2.2	La notion d'orthogonalité	42
2.2.3	Le signal OFDM	43
2.2.4	L'intervalle de garde	45
2.2.4.1	Le préfixe cyclique	46
2.2.4.2	Le <i>Zero-Padding</i>	49
2.2.4.3	Comparaison des deux techniques	51
2.2.5	Les sous-porteuses de garde	53
2.2.6	Le codage de canal	54
2.3	Description du système MB-OFDM	55
2.3.1	Découpage du spectre UWB	55
2.3.2	Utilisation d'un code temps-fréquence : le TFC	56
2.3.3	Architecture de l'émetteur	58
2.3.3.1	Le codage de canal	59
2.3.3.2	L'entrelacement	60
2.3.3.3	L'étalement fréquentiel et temporel	62
2.3.3.4	Le codage binaire-à-symbole ou <i>mapping</i>	63
2.3.3.5	Insertion des porteuses pilote et de garde ou <i>framing</i>	64
2.3.4	Architecture du récepteur	65
2.3.4.1	L'égalisation	65
2.3.4.2	Calcul des valeurs de confiance	67
2.3.4.3	Le désétalement temporel et fréquentiel	68
2.4	Evaluation des performances du système	69
2.4.1	Paramètres de simulations	69
2.4.2	Résultats de simulations	69
2.5	Analyse critique du système MB-OFDM	75
2.5.1	Points forts	75
2.5.2	Points faibles	75
2.6	Conclusion	76
3	Le précodage linéaire pour l'UWB multibande	77
3.1	Introduction	78
3.2	La combinaison des techniques OFDM et CDMA pour l'UWB	78
3.2.1	Les modulations multiporteuses à spectre étalé	78
3.2.1.1	Principe de l'étalement de spectre	78
3.2.1.2	Combinaison de l'étalement de spectre avec l'OFDM	83
3.2.2	Le choix du LP-OFDM	85
3.2.3	Intérêts de cette nouvelle forme d'onde pour l'UWB	87
3.3	Le système LP-OFDM étudié	88
3.3.1	Expressions des signaux LP-OFDM	89
3.3.1.1	Expression du signal émis	89

3.3.1.2	Expression du signal reçu	90
3.3.2	Le choix de la matrice de précodage linéaire	91
3.3.3	Réception des signaux LP-OFDM	91
3.3.3.1	Egalisation des signaux reçus	91
3.3.3.2	Calcul des valeurs de confiance	95
3.3.4	Paramètres du système UWB - LP-OFDM	97
3.4	Conclusion	98
4	Optimisation du système LP-OFDM	101
4.1	Introduction	102
4.2	Sélection des codes d'étalement	102
4.2.1	Mise en évidence de la nécessité de sélectionner les codes d'étalement	102
4.2.2	Procédure de sélection des codes d'étalement minimisant l'auto-interférence	104
4.2.3	Exemple d'application	105
4.3	Adaptation de l'entrelacement et choix des blocs de sous-porteuses . . .	107
4.3.1	Entrelacement des bits codés	107
4.3.2	Optimisation du <i>chip mapping</i>	110
4.4	Effet de la longueur des codes d'étalement	112
4.5	Performances du système proposé	114
4.5.1	Optimisation du récepteur MMSE	114
4.5.2	Comparaison avec la solution MB-OFDM	116
4.6	Extension au cas MIMO	118
4.6.1	Introduction	118
4.6.2	Présentation du modèle de canal MIMO-UWB	119
4.6.3	Le codage temps-espace	121
4.6.3.1	Choix du codage temps-espace	121
4.6.3.2	Description du codage temps-espace orthogonal d'Alamouti	124
4.6.4	Le système MIMO LP-OFDM étudié	127
4.6.4.1	Expression du signal reçu	127
4.6.4.2	Détection par application conjointe du décodage STBC et de l'égalisation	128
4.6.4.3	La combinaison à erreur quadratique moyenne minimale par sous-porteuse (MMSE)	130
4.6.4.4	Calcul des valeurs de confiance	130
4.6.5	Performances	131
4.6.5.1	Paramètres de la chaîne	131
4.6.5.2	Analyse des performances	132
4.7	Conclusion	134

5 Effets des interférents à bande étroite	137
5.1 Introduction	138
5.2 Cohabitation entre systèmes UWB et à bande étroite : état de l'art . .	138
5.2.1 Evolution des études sur la cohabitation	138
5.2.2 Cohabitation avec les réseaux cellulaires et le GPS	140
5.2.3 Cohabitation avec les réseaux WLAN IEEE 802.11a	142
5.2.4 Cohabitation avec les réseaux WMAN IEEE 802.16 (WiMAX) .	143
5.3 Le signal interférent	145
5.3.1 Présentation de la norme WiMAX	145
5.3.2 Caractéristiques de la couche physique	146
5.3.3 Modélisation de l'interférent	146
5.4 Performances des systèmes MB- et LP-OFDM en présence de brouilleurs	149
5.4.1 Effet de l'interférent WiMAX sur le système LP-OFDM	149
5.4.2 Effet du déplacement du brouilleur sur la bande	151
5.4.3 Effet de l'interférent WiMAX sur le système MB-OFDM	151
5.4.4 Optimisation des valeurs de confiance (LLR)	154
5.5 Conclusion	155
Conclusion générale et perspectives	159
Publications et communications	163
Acronymes & Abréviations	165
Table des figures	169
Liste des tableaux	173
Bibliographie	175

Introduction générale

Depuis quelques années, les transmissions numériques sans fil sont en pleine expansion avec entre autres les communications par satellites, la radio et la télévision numérique, la domotique et bien sûr la téléphonie mobile. Cette nouvelle époque dont le leitmotiv est désormais de pouvoir communiquer « n'importe où, n'importe quand, de plus en plus vite », se traduit par la recherche de techniques permettant la transmission d'une quantité d'information grandissante en un minimum de temps afin de répondre à la demande toujours croissante du grand public. Ainsi pour passer d'une liaison de quelques kbit/s où seule la voix pouvait être transmise, à des liaisons pouvant atteindre plusieurs Mbit/s et permettant une multitude d'applications, de nombreux défis technologiques ont été relevés avec notamment l'évolution des techniques de codage ou de modulation. En parallèle, l'évolution des systèmes communicants a entraîné une augmentation considérable des vitesses de traitement et des tailles de stockage. D'après la relation établie par C.E. Shannon, il est possible d'accroître les débits de transmissions en augmentant soit la puissance d'émission des signaux, soit en élargissant la bande de fréquences utilisée. Cependant, la multiplication ces dernières années des technologies et normes de transmission sans fil (WiFi⁽¹⁾, Bluetooth, GSM⁽²⁾, UMTS⁽³⁾...) a provoqué un encombrement du spectre radio-fréquence. De plus il n'est pas toujours possible d'augmenter les puissances d'émission, ces dernières étant rigoureusement contrôlées par les organismes de réglementation nationaux et internationaux pour limiter les risques sanitaires sur les utilisateurs.

Une première possibilité envisagée consiste en l'adoption de techniques de transmission considérant des bandes de fréquences actuellement peu utilisées. C'est le cas des bandes millimétriques autour de 60 GHz pour lesquelles les contraintes en termes de réglementation sont inexistantes. Cependant, les limitations se portent sur les contraintes technologiques et sur les conditions de propagation pénalisantes liées aux situations de liaison en non visibilité.

Une seconde possibilité consiste en l'utilisation de signaux ultra large bande ou UWB⁽⁴⁾. C'est en effet dans ce contexte que la technologie UWB initialement utilisée dans les radars a été envisagée pour les communications sans fil très haut débit et sur de courtes distances pour des applications intra-bâtiment. A l'origine, l'UWB repose

⁽¹⁾Wireless Fidelity.

⁽²⁾Global System for Mobile Communications.

⁽³⁾Universal Mobile Telecommunication System.

⁽⁴⁾Ultra Wide Band.

sur l'émission d'impulsions très brèves permettant d'occuper instantanément une très large bande de fréquences offrant donc la possibilité d'atteindre de très hauts débits de transmission. De plus, la très faible densité spectrale de puissance de ces signaux, proche de celle du niveau de bruit permet d'envisager la réutilisation des bandes de fréquences déjà allouées. Enfin l'utilisation d'impulsions très brèves laisse de plus entrevoir la possibilité d'inclure une fonction de localisation dans les systèmes. Face à la pression des industriels, l'organisme américain de régulation des fréquences a autorisé pour la première fois en février 2002 l'utilisation de signaux UWB dans le domaine des communications. Celui-ci impose un masque d'émission et caractérise le signal UWB. Cette décision a ouvert la voie à de nombreux travaux autour de cette technologie qui, à partir de cette date, n'est plus nécessairement de nature impulsionnelle. L'IEEE⁽⁵⁾ a créé suite à cela un groupe de discussion pour l'élaboration d'une norme pour le haut débit. Parmi les propositions faites, nous nous sommes intéressés à une solution se basant sur l'utilisation d'un multiplex OFDM⁽⁶⁾ et soutenue par un consortium d'entreprises rassemblées sous le nom d'Alliance WiMedia. Parfois contestée par les puristes pour sa nature non impulsionnelle, cette solution dite MB-OFDM⁽⁷⁾ présente néanmoins de bons atouts pour les communications haut débit UWB. Bien que les débats au sein de l'IEEE n'aient pas aboutis, elle s'est depuis imposée comme la solution la plus prometteuse et a dès lors été retenue comme norme par l'ECMA International⁽⁸⁾.

Les travaux de cette thèse portent sur l'étude et l'optimisation des techniques multibandes OFDM pour l'UWB haut débit. Cette étude a été menée au sein du groupe Communications-Propagation-Radar de l'Institut d'Electronique et de Télécommunications de Rennes (IETR). Elle a en outre permis de contribuer au contrat de recherche externe de 36 mois n° 461 365 82 avec Orange Labs.

Le présent manuscrit est structuré autour de cinq chapitres. Le premier de ces chapitres introduit le contexte historique dans lequel la technologie UWB s'est développée pour aboutir à une réglementation pour les communications. Les premières réglementations autorisant le développement d'applications UWB ont été à l'origine de la création de deux groupes d'études de normalisation au sein de l'IEEE pour les communications haut et bas débits. Une synthèse des débats et de leurs aboutissements est proposée. Les performances des propositions effectuées au sein des groupes de travail ont été évaluées avec deux modèles de canaux UWB spécialement développés. Le modèle pour le haut débit est utilisé pour l'évaluation des performances des systèmes étudiés et fait l'objet d'une description. Ce chapitre dresse enfin un état de l'art des différentes techniques de transmission pour l'UWB haut et bas débit, en s'intéressant notamment aux deux solutions proposées au sein du groupe de discussions pour le haut débit.

⁽⁵⁾Institute of Electrical and Electronics Engineers.

⁽⁶⁾Orthogonal Frequency Division Multiplexing.

⁽⁷⁾Multi-Band OFDM.

⁽⁸⁾L'ECMA International est une organisation en charge de la standardisation dans le secteur des technologies de l'information et des communications et de l'électronique grand public.

Le second chapitre est consacré à la présentation de la solution MB-OFDM proposée par l'Alliance WiMedia pour l'UWB haut débit. Cette solution a été retenue comme base de travail pour les travaux présentés dans ce document. Ce chapitre se décompose en trois parties distinctes. Dans la première partie, une présentation générale de la modulation OFDM est effectuée. Elle montre l'intérêt des modulations à porteuses multiples pour l'UWB. Cette description compare notamment l'intervalle de garde de type *zero-padding* au préfixe cyclique généralement utilisé. La seconde partie est consacrée à la description de la solution MB-OFDM. Elle présente en premier lieu les paramètres originaux de la solution MB-OFDM. Le découpage du spectre UWB en plusieurs sous-bandes est développé de même que l'utilisation d'un code temps-fréquence appelé TFC⁽⁹⁾ contrôlant les sauts entre les différentes sous-bandes. La fin de cette partie détaille l'ensemble des paramètres OFDM du système tels que définis par l'Alliance WiMedia. Dans la dernière partie de ce chapitre, les performances du système MB-OFDM sont évaluées. Une analyse critique de cette solution conclut cette partie mettant en évidence les points forts de cette technique mais également les points faibles nécessitant d'être améliorés.

Le troisième chapitre introduit la nouvelle forme d'onde que nous proposons pour l'UWB nommée LP-OFDM⁽¹⁰⁾, combinant l'OFDM et la technique d'étalement de spectre. L'objectif est d'accroître les performances du système MB-OFDM et d'apporter un degré de flexibilité supplémentaire dans la gestion des débits et des utilisateurs. Dans une première partie, une présentation générale des modulations multi-porteuses à spectre étalé est effectuée et le choix du LP-OFDM comme nouvelle forme d'onde est justifié. La deuxième partie de ce chapitre décrit le système LP-OFDM étudié et développé à partir du système MB-OFDM. Il présente l'expression des signaux, la matrice de précodage linéaire retenue ainsi qu'une description du système. Outre la mise en lumière des nouvelles fonctions, cette description a également pour but de mettre en évidence les modifications à apporter à certains éléments du système MB-OFDM pour les adapter au mieux au nouveau système.

Le quatrième chapitre concerne l'optimisation du système LP-OFDM et s'articule autour de deux parties. La première partie présente les principaux paramètres mis en œuvre pour optimiser les performances du système LP-OFDM. Les paramètres détaillés sont la sélection des codes d'étalement utilisés pour le précodage linéaire et l'adaptation de l'entrelacement des données codées avant et après le précodage linéaire. Il est également nécessaire d'envisager une adaptation de la longueur des codes d'étalement afin de trouver le meilleur compromis dans l'exploitation de la diversité entre les fonctions de précodage et de codage de canal, tenant compte notamment de la présence potentielle d'interférence entre les codes. Une comparaison des performances avec le système MB-OFDM est effectuée afin de mettre en avant l'intérêt du précodage linéaire pour l'UWB multibande à porteuses multiples. L'étude de l'extension du système LP-OFDM au cas MIMO⁽¹¹⁾ fait l'objet de la seconde partie de ce quatrième

⁽⁹⁾Time Frequency Code.

⁽¹⁰⁾Linear Precoded Orthogonal Frequency Division Multiplexing.

⁽¹¹⁾Multiple-Input Multiple-Output.

chapitre. L'objectif est ici d'analyser l'apport des techniques multi-antennes à notre système. Après avoir présenté succinctement le canal MIMO UWB utilisé dans cette étude, le codage temps-espace d'Alamouti employé est présenté. Le système MIMO est décrit en se focalisant sur les fonctions qui ont été ajoutées et modifiées pour assurer l'évolution du système SISO au système MIMO. Enfin les performances du système LP-OFDM MIMO 2×2 sont présentées comparativement aux performances obtenues en SISO afin de rendre compte du gain apporté par le codage temps-espace.

Le cinquième chapitre introduit l'étude de l'impact d'un interférent bande étroite sur les performances des systèmes MB-OFDM et LP-OFDM. L'objectif est de mettre en évidence la meilleure résistance d'un signal combinant OFDM et étalement de spectre face à un brouilleur par rapport à un simple signal OFDM. Les résultats obtenus avec les deux systèmes MB- et LP-OFDM en présence d'un signal interférent de type WiMAX⁽¹²⁾ sont présentés.

Enfin la conclusion générale présente les principales contributions de ce travail portant essentiellement sur l'optimisation du système MB-OFDM pour l'UWB haut débit. Les perspectives à donner à ce travail sont ensuite présentées. Ce travail a fait l'objet de deux publications dans des revues internationales, de deux communications à des conférences internationales et d'une communication à une conférence nationale, listées à la fin de ce document de thèse.

⁽¹²⁾Worldwide Interoperability for Microwave Access.

Chapitre 1

La technologie UWB pour les systèmes de communications sans fil

Sommaire

1.1	Introduction	6
1.2	Un peu d'histoire	6
1.3	Réglementation et normalisation de l'UWB	8
1.3.1	Etat de la réglementation de l'UWB dans le monde	8
1.3.2	Activités de normalisation	14
1.4	Le canal de propagation UWB	20
1.4.1	Notion de canal de transmission	20
1.4.2	Principe du modèle	21
1.4.3	Valeurs des 4 ensembles de paramètres du modèle	25
1.5	Les techniques de transmission pour l'UWB	25
1.5.1	Les solutions dites « impulsionnelles »	28
1.5.2	Les solutions dites « multibandes »	34
1.6	Conclusion	37

1.1 Introduction

Avant de rentrer dans le vif du sujet, nous allons présenter dans ce chapitre le contexte dans lequel cette thèse s'est inscrite. Il a pour but d'introduire de manière non exhaustive la technologie UWB (Ultra Wide Band en anglais) ou ULB (Ultra Large Bande en français), de son origine au milieu du 20^e siècle à aujourd'hui où elle suscite un intérêt important dans la communauté des communications car elle laisse entrevoir la possibilité d'accéder à de très hauts débits.

1.2 Un peu d'histoire

Le terme UWB a pendant longtemps désigné des formes d'ondes sans porteuse, c'est-à-dire des signaux impulsionnels dont la durée est de l'ordre de la nanoseconde.

On trouve ainsi, à l'origine de l'UWB, les travaux sur l'électromagnétisme dans le domaine temporel menés par les armées américaine et soviétique dans les années 60. C'est à cette époque que des systèmes émettant des signaux non sinusoïdaux commencent à être réellement exploités et, dans un premier temps, essentiellement dans les systèmes radar. Les systèmes à impulsions ont en effet de très bonnes propriétés de résolution⁽¹⁾ spatiale puisque celle-ci est inversement proportionnelle à la largeur de leurs bandes ; la brièveté d'un signal impulsionnel détermine la largeur de son spectre.

A partir de la fin des années 60, Henning F. Harmuth de la Catholic University of America rédige plusieurs ouvrages et papiers [1, 2] rendant publiques des informations sur la conception d'émetteurs et de récepteurs de signaux non-sinusoïdaux. Parallèlement et indépendamment, en 1973, Gerald F. Ross et Kenneth W. Robbins déposent pour Sperry Rand Corporation le premier brevet sur un système de communications reposant sur l'émission et la réception d'impulsions en bande de base d'une durée inférieure à la nanoseconde [3]. Tout le monde s'accorde pour désigner ce brevet comme étant le premier pour les communications UWB.

L'année 1974 marque le premier succès commercial d'un système UWB pour la Geophysical Survey Systems, Inc (GSSI) avec la présentation par R.M. Morey du *ground penetrating radar* (GPR), radar pour l'analyse du sol [4]. Le GPR est l'un des premiers exemples de radar basé sur l'émission et la détection d'impulsions en bande de base. Il est utilisé à l'époque, entre autres, pour la détection de mines enfouies dans le sol.

Jusqu'à la fin des années 80, de nombreuses publications se succèdent dans lesquelles la technologie UWB est alternativement caractérisée par des termes tels que impulsionnelle (*impulse*), sans porteuse (*carrier-free*), radio dans le domaine temporel (*time domain radio*), non sinusoïdale (*nonsinusoidal*) [5]. C'est en 1989 que le terme UWB est pour la première fois utilisé par la défense américaine (DoD⁽²⁾).

⁽¹⁾La résolution d'un système est sa capacité à séparer des trajets d'énergies très proches.

⁽²⁾Department of Defense.

Durant ces années, la majorité des travaux sur l'UWB sont menés aux Etats-Unis sous couvert de confidentialité. En effet, la défense américaine utilise la technologie UWB principalement dans les radars de grande précision et d'autre part, pour ses communications car elle présente une faible probabilité de détection et d'interception.

A partir de 1994 les projets américains ne sont plus confidentiels. Ce fait marquera, d'abord aux Etats-Unis puis dans le monde entier, le décollage des travaux de recherche sur la technologie UWB.

Dès 1998, le domaine des systèmes de communications subit une évolution considérable avec l'explosion de l'économie de l'Internet et des télécommunications. Cette évolution est motivée par le souhait du monde industriel de fournir au grand public des débits toujours plus élevés avec une qualité de service améliorée.

Depuis la première utilisation du terme UWB par la DoD et jusqu'en 2002, l'UWB désigne principalement ce que l'on appelle l'*impulse radio* (IR), c'est-à-dire les techniques basées sur l'émission d'impulsions de très courte durée (inférieure à la nanoseconde) et présentant un très faible rapport cyclique⁽³⁾. En conséquence, la bande occupée par ces signaux constitués d'impulsions très brèves est très large et ils sont émis avec une très faible densité spectrale de puissance (DSP).

De ces deux principales caractéristiques découlent quelques unes des propriétés annoncées pour les systèmes UWB :

- faible susceptibilité à l'évanouissement liée à la propagation par trajets multiples grâce à la largeur de la bande de fréquences occupée ;
- communications difficiles à détecter du fait que les signaux sont étalés sur une large bande de fréquences et qu'ils présentent un très faible niveau de DSP qui est proche du plancher de bruit des récepteurs classiques ;
- coexistence avec les systèmes existants pour les mêmes raisons ;
- systèmes relativement simples utilisant une transmission en bande de base permettant d'envisager de faibles coûts de production et de faibles consommations ;
- bonne propriété des signaux UWB à pénétrer les obstacles ;
- possibilité de conserver une architecture commune pour des applications de communication, de localisation et de radar ;
- possibilité d'atteindre de très hauts débits, bien plus importants que ce qui se fait de mieux actuellement.

Face à son potentiel, les industriels s'intéressent de plus en plus à la technologie UWB. Ils incitent alors le gouvernement américain à prendre des mesures pour réglementer ses émissions. En effet, jusqu'en 2002 aucune réglementation ne traite le cas de l'UWB. Seule la directive FCC⁽⁴⁾ part 15.209 [6, 7] limitait les émissions non-intentionnelles des systèmes commerciaux fonctionnant en l'absence de licence

⁽³⁾Le rapport cyclique est défini comme étant le rapport entre la durée d'une impulsion et sa période de répétition.

⁽⁴⁾Federal Communication Commission, l'autorité régulatrice du spectre radio-fréquence aux Etats-Unis.

à $500\mu\text{V}/\text{m}$ dans une bande de 1 MHz à 3 mètres de l'antenne d'émission, soit une DSP⁽⁵⁾ limite de $-41.3\text{ dBm}/\text{MHz}$.

Ce sera chose faite le 14 février 2002, date clé dans l'histoire de l'UWB connue également comme le « *Happy Valentine's Day* ». C'est en effet à cette date que la FCC a statué sur l'UWB en publiant un rapport intitulé *First Report and Order* [8], qui est la révision de la partie 15 précédemment citée.

Ce fameux rapport réglementant l'UWB aux Etats-Unis marque le point de départ de l'ère délicate de la réglementation et de la normalisation de la technologie UWB dont nous allons dresser l'état actuel à travers le monde.

1.3 Réglementation et normalisation de l'UWB

1.3.1 Etat de la réglementation de l'UWB dans le monde

La ressource spectrale, « or noir » du 21^e siècle, est aujourd'hui de plus en plus saturée par la multiplication de nouvelles technologies sans fil (Fig. 1.1). Ainsi, à l'introduction d'un nouveau système de radiocommunication, les autorités de réglementation du spectre édictent des règles strictes pour l'émission de signaux, le but étant de protéger les systèmes déjà existants contre le brouillage et les personnes. Bien que la puissance d'émission de ses signaux soit très faible, l'UWB doit également être réglementé car il occupera des bandes de fréquences déjà allouées. L'une de ses principales particularités sera donc l'absence de licence pour accéder à la bande UWB permettant de produire et d'accéder au contenu librement et à moindre coût. Mais comme nous allons le voir, les décisions prises autour de l'émission de signaux UWB peuvent varier d'une réglementation à l'autre.

1.3.1.1 Aux Etats-Unis

Aux Etats-Unis, la FCC est l'organisme de réglementation du spectre pour les usages commerciaux privés, amateurs, étiques et pour la sécurité publique locale. Il fonctionne en accord avec la NTIA (National Telecommunications and Information Administration) qui supervise l'usage du spectre pour le gouvernement fédéral.

La FCC a lancé ses travaux sur l'UWB dès 1998 [9], travaux qui ont abouti à la publication, en février 2002, du *First Report and Order* [8] qui réglemente les émissions UWB. A partir de cette date, l'émission de signaux UWB pour les communications est autorisée sans licence pour des applications *indoor* et pour des liaisons mobiles point à point en *outdoor*, leurs puissances étant limitées par les masques d'émission

⁽⁵⁾On parle également de puissance isotrope rayonnée équivalente (PIRE) qui est le produit de la puissance fournie à l'antenne et du gain de cette antenne dans la direction du maximum de rayonnement par rapport à une antenne isotrope. Dans le cadre de la réglementation de l'UWB, la PIRE est définie dans une bande de fréquences donnée. Elle est donc équivalente à la DSP du signal émis qui correspond à la puissance d'un signal par unité de largeur de bande. La PIRE et la DSP s'expriment alors en dBm/MHz.

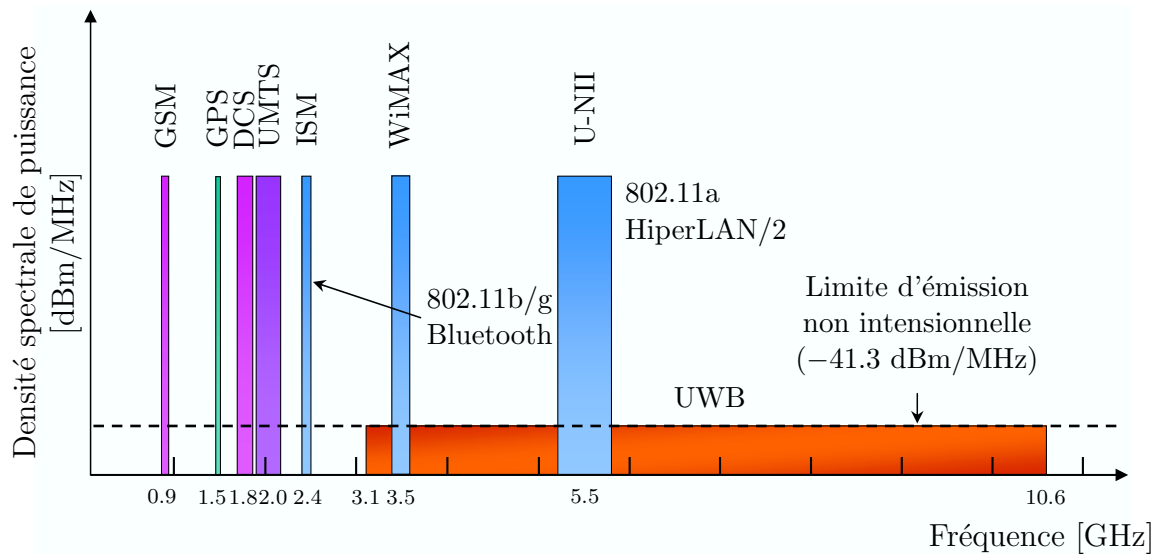


FIG. 1.1 – Systèmes radio présents dans les bandes UHF et SHF.

représentés à la figure 1.2. Etant donnés ces masques, l'émission de signaux UWB est en pratique limitée à la bande 3.1 – 10.6 GHz. Les systèmes cellulaires tels que le GSM ou l'UMTS, dont les bandes sont situées autour de 900 MHz, 1.8 GHz et 2 GHz, et les systèmes GPS travaillant à de très faibles niveaux de réception dans la bande 1.2 – 1.5 GHz, devraient être ainsi à l'abri des interférences causées par les systèmes UWB.

La puissance des signaux est quant à elle soumise aux limites de la partie 15 de la FCC. Dans toute bande de 1 MHz comprise entre 3.1 et 10.6 GHz, la puissance moyennée sur une durée inférieure à 1 ms ne doit pas excéder -41.3 dBm/MHz soit 75 nW. Notons que c'est la première fois dans l'histoire des télécommunications que l'on autorise une telle bande (1500 fois plus large qu'une seule licence UMTS), sans licence et de surcroît sur des bandes déjà occupées.

De plus, la FCC a introduit la définition d'un signal UWB. C'est un signal présentant une bande de fréquences instantanée à -10 dB supérieure à 500 MHz ou un signal dont la largeur de bande relative à -10 dB est supérieure à 20% de la fréquence centrale, c'est-à-dire vérifiant la relation suivante :

$$B_{f,10\text{dB}} = 2 \frac{f_{\text{max}} - f_{\text{min}}}{f_{\text{max}} + f_{\text{min}}} \geq 20\% \quad (1.1)$$

où f_{min} et f_{max} représentent respectivement les fréquences basse et haute à -10 dB de la bande occupée par le signal UWB. D'après la FCC [8], les systèmes UWB dont la fréquence centrale f_c est supérieure à 2.5 GHz devront avoir une bande instantanée d'une largeur au moins égale à 500 MHz et pour $f_c \leq 2.5$ GHz ils devront vérifier la relation (1.1).

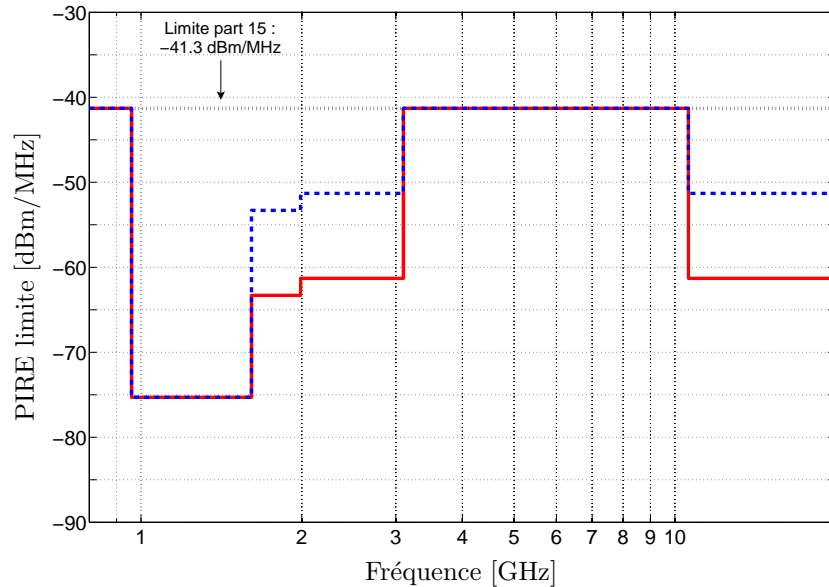


FIG. 1.2 – Masque d’émission pour les signaux UWB autorisé par la FCC pour les communications en *indoor* (en pointillé bleu) et en *outdoor* (en continu rouge).

Enfin, dans le cadre des applications de communication, l’émission de signaux UWB doit être dédiée uniquement à la transmission d’informations vers un récepteur associé. Une réponse du récepteur est nécessaire pour s’assurer que celui-ci est en portée de l’émetteur.

Les autres applications visées par la réglementation FCC sont les systèmes d’imagerie et surveillance. Parmi eux on trouve tout d’abord le GPR, radar qui permet d’obtenir des images d’objets enfouis dans le sol. Le second système concerne le sondage de parois permettant d’y localiser des objets tels que des tuyaux, des câbles, etc. Enfin, le troisième est le système d’imagerie à travers les murs permettant la visualisation d’objets situés dans une autre pièce. Les équipes de sécurité publique et de sauvetage peuvent bénéficier de ces systèmes, les deux premiers étant exploitables par des compagnies minières et des entreprises de construction. La FCC prévoit également des applications d’imagerie médicale utilisant la bande entre 3.1 et 10.6 GHz.

La dernière catégorie d’applications réglementées par la FCC sont les systèmes radars embarqués comme, par exemple, les radars pour les voitures, dont la bande autorisée s’étend de 24 à 29 GHz.

1.3.1.2 En Asie

Au Japon, le ministère de l’intérieur et de la communication (MIC⁽⁶⁾) en charge de la réglementation des télécommunications a autorisé en 2006 l’émission de signaux

⁽⁶⁾Ministry of Internal affairs and Communications.

UWB sans licence. Dans un premier temps, cette autorisation concerne les bandes 3.4 – 4.8 GHz et 7.25 – 10.25 GHz avec, tout comme la FCC, une contrainte de puissance de -41.3 dBm/MHz. Afin d'assurer la cohabitation avec les services sans fil existants et avec les systèmes de communications futurs tels que le WiMAX⁽⁷⁾ (standard IEEE 802.16) ou, les futurs réseaux cellulaires dits « Beyond 3G » (standard 3GPP LTE) ou de quatrième génération (4G), les systèmes UWB devront se doter de techniques de détection, d'évitement ou de gestion des signaux présents dans les mêmes bandes de fréquences. De plus, une autorisation courant jusqu'au 31 décembre 2008 permet l'utilisation de la bande 4.2 – 4.8 GHz sans mise en place de techniques d'évitement (Fig. 1.3).

A Singapour, l'autorité de régulation *Infocomm Development Authority* (IDA) a eu une attitude plus tolérante en créant dès février 2003 une zone géographique dédiée aux recherches sur l'UWB et appelée *UWB friendly zone* (UFZ). A l'intérieur de cette zone spécifique (Fig. 1.4), les systèmes UWB sont autorisés à émettre des signaux présentant une DSP maximale de 6 dB supérieure à la limite de la FCC dans la bande 2.2 – 10.6 GHz (Fig. 1.3). Cette décision a été motivée par la volonté de l'IDA d'encourager le développement de tests et de démonstrateurs afin de s'assurer que les services sans fils actuels ne sont pas affectés par l'UWB. Elle a également pour but de donner à Singapour une avance significative dans le domaine des nouvelles technologies de communication, et ainsi conserver une position concurrentielle, tant sur le plan scientifique qu'économique.

1.3.1.3 En Europe

En Europe, c'est l'ETSI⁽⁸⁾ qui est en charge de la normalisation et de la compatibilité électromagnétique des systèmes. Il travaille en étroite collaboration avec le groupe SE24 du CEPT⁽⁹⁾ dont les tâches sont d'étudier l'impact des systèmes UWB sur les systèmes déjà existants et de prendre les décisions finales en ce qui concerne la réglementation du spectre [10].

Les instances européennes ont été moins pressées de rendre leur copie car elles ne bénéficiaient ni des 30 années d'expériences du département de la défense américaine et ni du tissu industriel qui l'entoure. Il est également plus difficile de fédérer tous les pays de l'Union Européenne, chaque instance nationale de régulation des fréquences⁽¹⁰⁾ ayant le dernier mot quant à la gestion de leur propre spectre.

Comparativement à la régulation américaine, la CEPT a adopté une position plus restrictive envers l'utilisation de l'UWB suite à la publication des résultats d'études de l'impact d'un large déploiement des systèmes UWB sur les systèmes de radiocommunications existants [11]. Dans une décision présentée en mars 2006 et amendée en 2007

⁽⁷⁾Worldwide Interoperability for Microwave Access.

⁽⁸⁾European Telecommunications Standards Institute.

⁽⁹⁾Conférence Européenne des Postes et Télécommunications.

⁽¹⁰⁾En France il s'agit de l'Agence Nationale des Fréquences (ANFR).

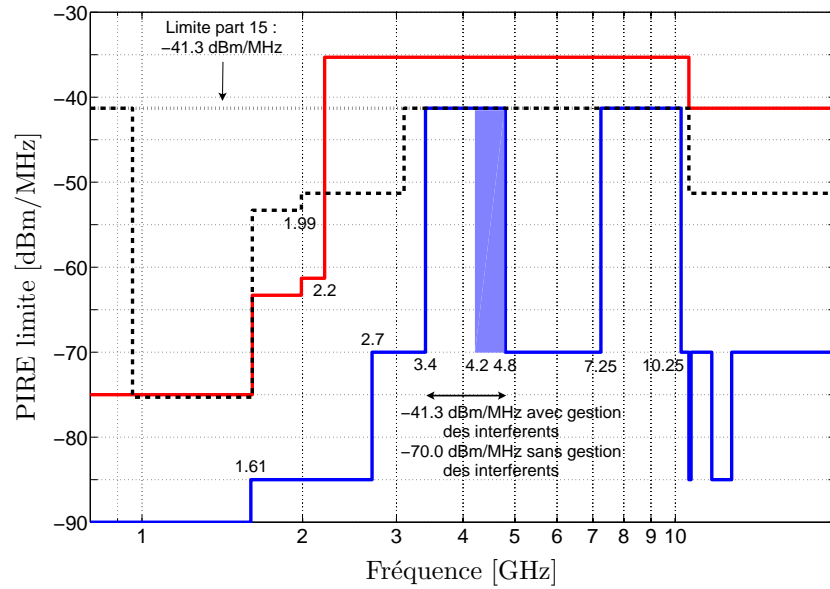


FIG. 1.3 – Masques d’émission pour les signaux UWB, autorisés en *indoor* par la FCC (en pointillé noir), par le MIC (en continu bleu) et par l’IDA (en continu rouge). L’autorisation temporaire d’émission à -41.3 dBm/MHz dans la bande 4.2 – 4.8 GHz sans utilisation de technique d’évitement est indiquée par le rectangle plein.



FIG. 1.4 – L’UWB Friendly Zone - Science Park II (Singapour).

[12], l'organisme de régulation ECC⁽¹¹⁾ a proposé un masque spectral limitant l'émission de signaux UWB à la bande 6 – 8.5 GHz avec une densité spectrale de puissance de -41.3 dBm/MHz (Fig. 1.5). L'émission est également autorisée dans la bande 3.8 – 6 GHz mais avec une densité spectrale de puissance de -70 dBm/MHz. Notons qu'une telle limitation de puissance dans la bande 3.8 – 6 GHz ne permet pas d'assurer une liaison fiable entre deux systèmes distants de un mètre. Cependant, l'ECC envisage d'autoriser l'émission de signaux UWB avec une DSP de -41.3 dBm/MHz dans la bande 3.4 – 4.8 GHz sous réserve que le système UWB soit doté d'un mécanisme satisfaisant de gestion des interférents. De tels mécanismes ont pour objectif, comme au Japon, d'assurer la cohabitation des systèmes UWB avec les systèmes radio tels que le WiMAX ou la 4G. Les mécanismes de gestion des interférents préconisés sont notamment la détection des systèmes radio existants pour éviter leurs bandes de fréquences (DAA⁽¹²⁾) ou l'utilisation de la technique LDC⁽¹³⁾. Cette dernière définit des critères d'émission favorisant une structure de signal sous forme de paquets ou *burst* avec des conditions de taille, de répétition et d'écart entre les paquets consécutifs. L'ECC a statué en décembre 2006 sur la technique LDC⁽¹⁴⁾ [13], la technique DAA étant quant à elle toujours au stade de l'évaluation [14, 15].

Enfin, les systèmes UWB de première génération pourraient être autorisés à émettre avec une DSP moyenne maximale de -41.3 dBm/MHz dans la bande 4.2 – 4.8 GHz sans technique d'évitement et de manière temporaire jusqu'au 31 décembre 2010.

1.3.1.4 Conclusion

En dépit de performances prometteuses, la technologie UWB doit encore surmonter le point épineux qu'est la réglementation. La grande problématique de la réglementation de l'UWB est qu'il ne faut pas considérer un seul terminal UWB, mais plusieurs dizaines voire centaines de ces terminaux émettant une somme de signaux qui peuvent éventuellement interférer avec d'autres systèmes. Les études menées par la communauté scientifique de l'UWB qui tente de quantifier le niveau d'interférences, doivent tenir compte d'un certain nombre de paramètres peu clairs comme la densité de déploiement, la proximité entre terminaux interférents ainsi que la notion même de la gêne occasionnée susceptible d'être supportée par l'utilisateur. Notons que les réglementations Japonaise et Européenne protègent la bande U-NII⁽¹⁵⁾ en y limitant la DSP des signaux UWB à -70 dBm/MHz.

⁽¹¹⁾Electronic Communication Committee.

⁽¹²⁾Detect And Avoid.

⁽¹³⁾Low Duty Cycle.

⁽¹⁴⁾La somme de la durée de tous les signaux émis devra être inférieure à 5% moyennée sur une seconde et inférieure à 0.5% moyennée sur une heure. De plus, chacun des signaux ne devra pas excéder 5 ms. Enfin, le temps moyen entre deux émissions consécutives doit être supérieur à 38 ms.

⁽¹⁵⁾La bande U-NII (*Unlicensed National Information Infrastructure*) comporte trois plages de fréquences radio qui peuvent être exploitées, sans licence, par des utilisateurs d'équipement de communication sans fil comme les réseaux WLAN (*Wireless Local Area Network*) IEEE 802.11a et HyperLAN/2 (*High Performance Local Area Network*). Ces trois plages sont 5.15 – 5.25 GHz, 5.25 – 5.35 GHz et 5.725 – 5.825 GHz.

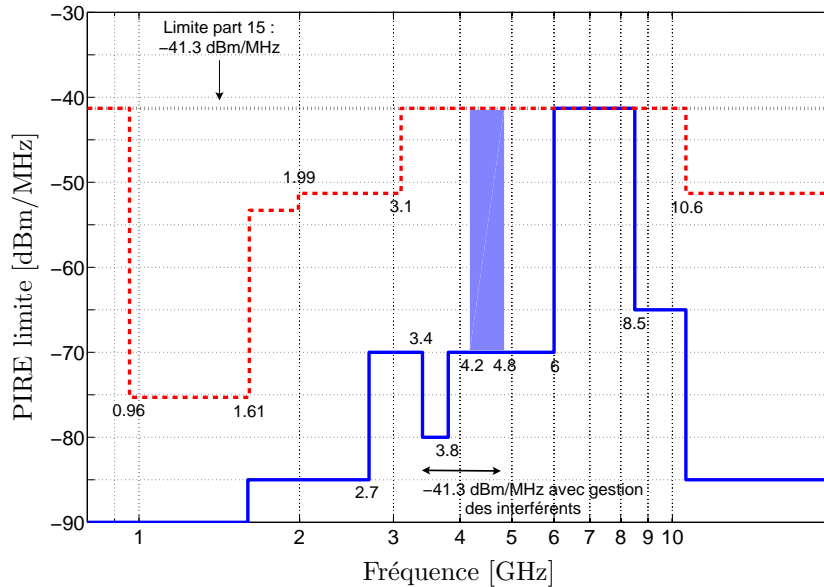


FIG. 1.5 – Masques d’émission pour les signaux UWB, autorisés en *indoor* par la FCC (en pointillé rouge) et par l’ETSI (en continu bleu). L’autorisation temporaire d’émission à -41.3 dBm/MHz dans la bande 4.2 – 4.8 GHz est indiquée par le rectangle plein.

Il est cependant clair que la réglementation de l’UWB nécessite une dimension internationale étant donné que les appareils communicants seront dans leur très grande majorité portatifs d’un continent à un autre. On peut ainsi retenir qu’il existe une bande comprise entre 7.25 et 8.5 GHz, qui est commune aux différents continents où à terme les systèmes complètement nomades d’un continent à l’autre pourront fonctionner. De plus, cette bande de 1.25 GHz répond bien à la définition d’un signal UWB.

1.3.2 Activités de normalisation

Depuis la définition par la FCC, en février 2002, d’un signal UWB (cf. 1.3.1.1) qui n’impose pas de forme d’onde particulière, il est possible de regrouper sous le vocable UWB des solutions qui ne sont plus nécessairement de nature impulsionnelle.

Ainsi, afin de répondre à une demande réelle et de ne pas se retrouver avec des systèmes UWB incompatibles entre eux, car n’utilisant pas la même forme d’onde, il est important de mettre en place des normes ou standards pour les systèmes de communications utilisant la technologie UWB. L’IEEE⁽¹⁶⁾ s’est lancé dans l’élaboration de deux standards, le premier, pour les communications bas débit sous l’appellation IEEE

⁽¹⁶⁾Institute of Electrical and Electronics Engineers.

803.15.4a en 2004 et le second pour les communications haut débit sous l'appellation IEEE 802.15.3a en 2003. Nous allons à présent détailler ces deux standards.

1.3.2.1 IEEE 802.15.4a : le bas débit

Les réseaux personnels sans fil WPAN⁽¹⁷⁾ bas débits et faibles coûts pour des applications *indoor/outdoor* présentent aujourd'hui un grand intérêt, notamment pour la mise en place de réseaux de capteurs et de réseaux *ad-hoc*. Ce besoin a conduit à la définition en 2003 de la norme IEEE 802.15.4 pour les réseaux sans fil bas débits (< 250 kbit/s selon la bande de fréquences), de faible complexité et basse consommation [16]. Cette norme forme la base de la technologie ZigBee⁽¹⁸⁾ qui fournit une solution complète pour les réseaux bas débits, de la couche physique (PHY) aux applications [17]. Cependant, les systèmes IEEE 802.15.4 et ZigBee ne permettent pas de localiser avec une haute précision les objets ou les individus.

Ainsi, en mars 2004, le groupe de travail IEEE 802.15.4a a été créé pour définir une couche physique alternative et les ajouts strictement nécessaires à la couche de contrôle d'accès au médium (MAC) pour les WPAN bas débits de la norme IEEE 802.15.4. Son principal objectif était l'introduction de la fonction de localisation de haute précision (résolution inférieure au mètre) dans les réseaux sans fil bas débit, le tout en conservant le critère de très basse consommation. Il sera alors possible de mettre en place des réseaux de capteurs intelligents permettant de suivre un bien ou une personne. La proposition pour la norme IEEE 802.15.4a [18] a été approuvée début 2007.

En réalité, deux couches physiques ont été retenues pour la norme [19]. La première se base sur des techniques d'étalement de spectre à balayage de fréquence (*Chirp Spread Spectrum*, CSS) opérant sans licence dans la bande ISM autour de 2.4 GHz, pour les communications uniquement. La seconde couche physique, à laquelle nous allons nous intéresser, est basée sur l'UWB impulsionnel opérant également sans licence dans une bande allant jusqu'à 10 GHz pour les communications et/ou les mesures de distances.

Pour assurer une meilleure compatibilité entre les différentes réglementations, le groupe IEEE 802.15.4a a proposé un *Band Plan* qui consiste en un découpage du spectre en 16 sous-bandes de 499.2 MHz, certaines bandes plus larges et recouvrantes par rapport à ces sous-bandes sont également spécifiées (Fig. 1.6). En effet, compte tenu des disparités de réglementation entre les différentes instances, le standard ne prévoit pas l'utilisation du spectre comme une bande unique. Les bandes 4 et 10 sont des bandes obligatoires, c'est-à-dire que les systèmes devront être en mesure d'utiliser ces bandes. Il sera très probablement nécessaire de mettre en place des techniques d'évitement pour l'utilisation de la bande 4 en Europe et au Japon. La bande U-NII (5.2 – 5.8 GHz) est quant à elle épargnée de toute émission de signaux UWB car

⁽¹⁷⁾Wireless Personal Area Network.

⁽¹⁸⁾L'Alliance ZigBee regroupe de nombreuses sociétés telles que Motorola, Philips, Mitsubishi Electric, Samsung, ST, TI, etc. (www.zigbee.org).

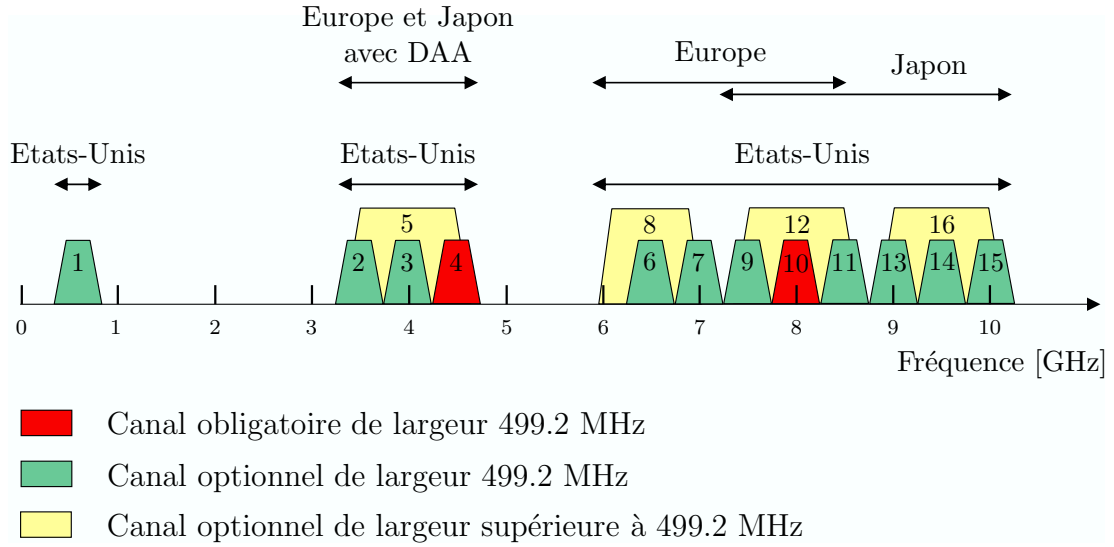


FIG. 1.6 – Plan de fréquences du standard IEEE 802.15.4a.

elle est dédiée aux réseaux sans fil bandes étroites qui seraient susceptibles d'être perturbés.

La modulation mise en œuvre est de type BPM⁽¹⁹⁾ associée à une modulation de phase type BPSK⁽²⁰⁾. La modulation BPM rappelle une modulation PPM⁽²¹⁾ dans laquelle les impulsions isolées sont remplacées par un train d'impulsions successives appelé *burst*. Ce compromis résulte de la volonté de permettre la coexistence entre plusieurs types de récepteurs, cohérents pour une modulation BPSK et non-cohérents pour une modulation BPM au sein d'un même réseau. Ainsi, avec un émetteur commun, deux types de récepteurs peuvent traiter les signaux reçus.

La figure 1.7 illustre un symbole BPM-BPSK [19] transmettant un 0 ou un 1 d'une durée T_{symb} et constitué de N_c *chips* de durée T_c . Chaque symbole est divisé en deux interstices de durée T_{BPM} , avec $T_{BPM} = T_{\text{symb}}/2$. Chacun de ces deux interstices est ensuite divisé en deux intervalles, le premier définit les positions possibles du *burst* tandis que le second définit un intervalle de garde afin de limiter les interférences entre symboles.

Pour transmettre l'information, un *burst* de durée T_{burst} , composé de N impulsions ($T_{\text{burst}} = NT_c$), est placé dans l'un des deux interstices. Il est alors modulé binairement en position. A cette première modulation est ajoutée une modulation de phase de ce même *burst* qui consiste en l'inversion ou non de la polarité des impulsions constituant le *burst*. Chaque symbole ne contient qu'un seul *burst* dont la durée est très inférieure à la durée d'un interstice ($T_{\text{burst}} \ll T_{BPM}$). Ceci permet un accès multi-utilisateurs

⁽¹⁹⁾Burst Position Modulation.

⁽²⁰⁾Binary Phase Shift Keying.

⁽²¹⁾Pulse Position Modulation, le principe sera explicité dans la section 1.5.1.

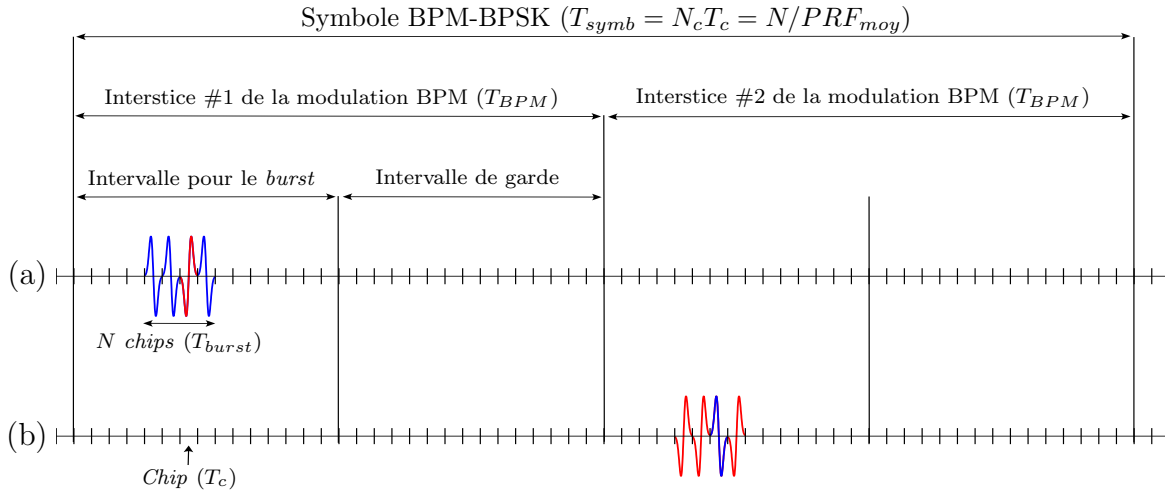


FIG. 1.7 – Représentation schématique d'un symbole codant un 0 (a) ou un 1 (b) en modulation BPM-BPSK pour la couche IEEE 802.15.4a UWB-PHY.

par l'emploi d'un code type TH⁽²²⁾ entre les différentes positions possibles du *burst* dans l'interstice.

Deux fréquences de répétition des impulsions ($PRF^{(23)}$) moyennes ont été définies et sont obligatoires [20], la première à 15.6 MHz et la seconde à 3.9 MHz. Au sein d'un *burst*, les impulsions sont répétées à un rythme de $PRF_{pic} = 499.2$ MHz, on a donc $T_c = 1/PRF_{pic} = 2$ ns. Le nombre d'impulsions par *burst* et donc par symbole varie de $N = 1$ à 128 et permet de fixer le débit dont les valeurs pourront s'étendre de 100 kbit/s à 27 Mbit/s [20].

1.3.2.2 IEEE 802.15.3a : le haut débit

La fin du 20^e siècle a vu la multiplication des applications multimédias grand public et, avec elle, l'inévitable prolifération des câbles de connexion. La mise au point des systèmes permettant de réduire le nombre de câbles et d'accroître la mobilité est alors apparue nécessaire. L'IEEE, via le groupe de travail 802.15.3, a donc proposé de mettre en place en 1999 un standard de communications radio hauts débits. Ce standard prévoit l'utilisation sans licence de la bande ISM⁽²⁴⁾ à 2.4 GHz pour la mise au point d'une couche physique fournissant des débits allant de 11 à 55 Mbit/s pour des distances comprises entre 10 et 70 mètres. Les applications visées étant, par exemple,

⁽²²⁾Time Hopping.

⁽²³⁾Pulse Repetition Frequency.

⁽²⁴⁾Industrial, Scientific and Medical.

le transfert de données entre appareils multimédias tels que des fichiers volumineux sur un appareil portatif ou l’affichage du contenu d’une caméra vidéo sur un écran.

Ces applications requièrent en général des débits de transmission importants et imposent des contraintes de qualité de services. Les appareils concernés sont le plus souvent de petites tailles et fonctionnent sur batteries. Le système de transmission radio doit donc être d’une part peu encombrant et peu gourmand en énergie. Destinés à un large public, ces appareils doivent également être simples, rapides à configurer et doivent fonctionner dans une topologie de réseau *ad hoc*, le tout à faible coût.

Entre temps, de nouveaux besoins sont apparus avec notamment l’arrivée de la télévision haute définition (HDTV). La transmission simultanée de plusieurs flux HDTV requiert des débits supérieurs à 110 Mbit/s que le standard IEEE 802.15.3 n’est pas en mesure d’offrir. Afin de répondre à ces attentes de débits et de qualité de service, l’IEEE a mis en place en 2003 le groupe de travail 802.15.3a. Son objectif est l’étude d’une nouvelle couche physique alternative basée sur la technologie UWB et permettant d’accéder à des débits allant jusqu’à 480 Mbit/s, l’exigence minimale s’élevant à 110 Mbit/s sur une portée de 10 mètres. Le protocole utilisera la même couche MAC que celle définie pour les systèmes IEEE 802.15.3.

Globalement, mis à part les débits plus élevés, ce nouveau standard reprend les mêmes contraintes formulées par le groupe IEEE 802.15.3 :

- respecter les contraintes de coexistence avec les autres normes IEEE 802 ;
- respecter les débits ciblés (débit minimum de 110 Mbit/s à 10 m, 480 Mbit/s à 2 m) ;
- assurer la robustesse des systèmes face aux multitrajets ;
- possibilité de localisation des systèmes ;
- utilisation du nouveau spectre sans licence pour le haut débit WPAN défini par les instances de régulations.

Après le lancement du processus de normalisation en mars 2003, plusieurs propositions ont été soumises et, au fil des discussions, deux solutions ont émergé. Une première portée par l’Alliance WiMedia⁽²⁵⁾ qui regroupe la majeure partie des poids lourds de l’électronique mondiale⁽²⁶⁾ et qui soutient une approche « multibande » pour l’UWB haut débit. La seconde, soutenue par les défenseurs d’une implémentation « impulsionnelle » se rassemble sous l’appellation UWB Forum qui regroupe notamment Motorola, certaines PME pionnières (comme Pulse Link) et de nombreux partenaires académiques. Ceci s’explique par l’origine impulsionnelle de la technologie UWB. Nous décrirons ces deux solutions dans la section 1.5.

Ces deux solutions se sont affrontées jusqu’à la dissolution du groupe de travail IEEE 802.15.3a en janvier 2006 sans qu’aucune n’ait pu recueillir les 70% des votes nécessaires à son adoption en tant que norme. Plusieurs arguments sont avancés pour

⁽²⁵⁾A l’origine il y avait le MBOA SIG (Multi-Band OFDM Alliance Special Interest Group) qui a ensuite fusionné avec WiMedia début 2005 pour former l’Alliance WiMedia.

⁽²⁶⁾On peut notamment citer Intel, HP, TI, NXP, Nokia,... (liste complète sur www.wimedia.org).

expliquer cet échec. Les deux solutions étant très différentes, il était très difficile de trouver un consensus et de les rassembler en une seule et unique solution. Il était tout autant difficile de les départager, les deux solutions ayant déjà fait largement leurs preuves dans d'autres systèmes sans fil. De plus, les différentes sociétés ont commencé le développement des premiers *chip-sets* ou sous-ensembles de composants basés sur l'une ou l'autre des solutions avant que l'IEEE ne débute l'activité de normalisation, réduisant la possibilité de trouver un compromis [21]. Enfin, une autre raison à cet échec, peut-être moins significative mais réelle, peut venir de la disparité des réglementations et de l'incertitude sur certaines d'entre elles ainsi qu'à un marché encore flou.

L'Alliance WiMedia n'a pas attendu janvier 2006 et a fait un passage en force en annonçant l'approbation de son standard par l'ECMA International en décembre 2005 (ECMA-368) [22]. L'ECMA International est une association industrielle pour la normalisation dans les technologies de l'information et des communications ainsi que l'électronique. Après la dissolution du groupe de discussion IEEE 802.15.3a, le Bluetooth SIG⁽²⁷⁾ a tourné le dos à l'UWB Forum avec lequel il s'était rapproché en 2005 pour s'accorder finalement, en mars 2006 avec l'Alliance WiMedia pour sa version haut débit qui portera le nom de *Bluetooth High Speed*. En mars 2007, le standard ECMA-368 spécifiant les couches MAC et PHY pour l'UWB a été officialisé en tant que norme ISO/IEC 26907. C'est une victoire pour l'Alliance WiMedia et une avancée qui va peut-être faire pencher la balance au niveau des instances de l'IEEE.

Cependant, les fournisseurs de composants UWB n'étant pas en mesure de fournir ce qu'ils avaient promis, notamment pour atteindre les 480 Mbit/s, le Bluetooth SIG a annoncé, fin 2007, se tourner vers la technologie WiFi pour sa couche de transport au dépend de l'UWB. Cette dernière n'est pas complètement abandonnée mais devra attendre les générations futures des produits Bluetooth. Il s'agit là d'un coup dur pour l'Alliance WiMedia et plus généralement pour l'UWB.

De son côté, Freescale Semiconductor⁽²⁸⁾ a quitté l'UWB Forum dont il était un des fondateurs après la dissolution du groupe de discussion IEEE 802.15.3a pour créer un nouveau groupe appelé *Cable Free*. Son objectif est de promouvoir sa propre solution UWB. Elle sera appliquée dans un premier temps à l'USB⁽²⁹⁾ 2.0 sans fil appelée *Cable-Free USB* et proposée, par la suite, pour des versions sans fil de la norme IEEE 1394 (FireWire) et de la HDMI⁽³⁰⁾.

La compétition livrée autour des deux solutions pour la course à la normalisation n'aura pas vu l'émergence d'une vraie norme IEEE régissant l'UWB haut débit. La solution prônée par l'Alliance WiMedia a cependant tiré largement son épingle du jeu

⁽²⁷⁾Les fondateurs de Bluetooth Special Interest Group (SIG), qui ont fêté en janvier 2008 les 10 ans de la technologie Bluetooth, sont Agere, Ericsson, Lenovo, Intel, Microsoft, Motorola, Nokia et Toshiba.

⁽²⁸⁾Freescale Semiconductor est la division semiconducteur de Motorola en charge des activités UWB.

⁽²⁹⁾Universal Serial Bus.

⁽³⁰⁾High Definition Multimedia Interface.

grâce, notamment, à son adoption en tant que norme par l'ECMA. Le duel n'est pas pour autant terminé, les deux solutions vont à présent tenter d'imposer leurs systèmes sur le marché, qui sera le seul décideur. L'Alliance WiMedia semble néanmoins avoir un avantage par rapport à son concurrent. En effet, les consortiums USB-IF⁽³¹⁾ et 1394 TA⁽³²⁾ qui sont en charge du développement des technologies USB et IEEE 1394, respectivement, ont retenu la plateforme radio WiMedia pour leur évolution vers le sans fil [23].

1.4 Le canal de propagation UWB

La réalisation de simulations système nécessite l'utilisation d'un modèle pour la prise en compte de l'effet du canal sur la liaison. Pour l'étude des systèmes UWB, deux modèles ont été développés respectivement par le groupe de travail IEEE 802.15.3a pour le standard haut débit et courte portée *indoor* [24] et le groupe de travail IEEE 802.15.4a pour le standard bas débit [25]. Chacun de ces modèles porte le même nom que le groupe de travail qui l'a défini.

L'étude que nous menons portant principalement sur du haut débit, nous allons principalement nous intéresser au modèle IEEE 802.15.3a. Aussi, dans cette section, nous présenterons et ne détaillerons que ce modèle.

1.4.1 Notion de canal de transmission

Le canal de propagation est le milieu dans lequel se propage le signal de l'émetteur au récepteur. Il est donc important d'avoir une bonne compréhension de ce canal de propagation pour établir un modèle adapté aux contraintes UWB qui sera ensuite utilisé lors de la conception des systèmes de communications UWB. Ces modèles s'efforcent de répondre à un double objectif. Le premier est de reproduire le comportement du canal radio de la façon la plus réaliste possible et le second est de respecter une contrainte de complexité maîtrisée afin de permettre les études et les simulations systèmes en un temps raisonnable.

Dans un cas idéal, en espace libre, le signal est affecté uniquement d'une atténuation et d'un retard qui dépendent de la distance entre l'émetteur et le récepteur. Cependant, le milieu de propagation est en général loin d'être idéal car il est composé d'un certain nombre d'obstacles perturbant la propagation du signal, créant ainsi un canal dit multi-trajet. Ceci est d'autant plus vrai avec la technologie UWB qui est pressentie pour une utilisation majoritairement en environnement de type *indoor* (résidentiel ou bureau). La propagation dans un canal peut être représentée par un ensemble de rayons. Selon cette représentation multi-trajet du canal, le signal reçu

⁽³¹⁾USB-Implementers Forum, groupe en charge des spécifications de l'USB et en particulier de l'USB sans-fil certifié (www.usb.org).

⁽³²⁾1394 Trade Association est en charge du développement du FireWire ou IEEE 1394 (www.1394ta.org).

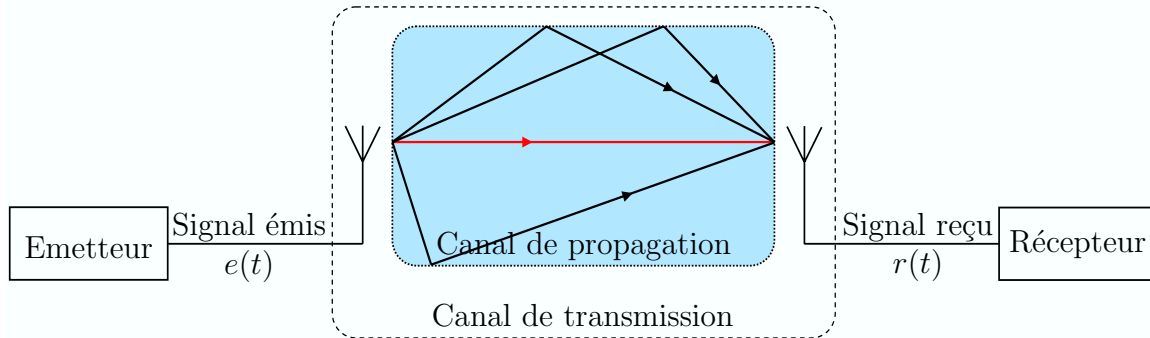


FIG. 1.8 – Illustration du canal de propagation et du canal de transmission [9].

est modélisé par la somme d'un grand nombre de répliques ou échos du signal émis, lesquelles sont atténués ou retardés différemment.

Il existe un certain nombre de modèles de canaux multi-trajets pour les systèmes bande étroite. Mais le canal UWB est beaucoup plus riche qu'un canal bande étroite. En effet, la richesse du canal est directement liée à la capacité du récepteur à distinguer les trajets du canal. Cette capacité est améliorée avec un temps de résolution court et celui-ci est inversement proportionnel à la bande du système qui est très large en UWB. Aussi les modèles de canaux classiquement utilisés et les théories mises en places jusqu'à présent ne peuvent pas être appliqués directement au cas de l'UWB et nécessitent donc d'être adaptés.

Il faut également faire la distinction entre le canal de propagation et le canal de transmission. Le canal de propagation ne tient compte que des modifications en phase et en amplitude subies par l'onde électromagnétique en interagissant avec l'environnement dans lequel elle se propage. Le canal de transmission englobe, en plus du canal de propagation, l'effet des antennes en émission et en réception sur le signal les traversant, en fonction de leurs caractéristiques de rayonnement en phase et amplitude comme le gain, la directivité, l'adaptation, etc (Fig. 1.8). Dans le cas du modèle IEEE 802.15.3a, les antennes sont considérées comme idéales, c'est-à-dire qu'elles ont un gain indépendant de la fréquence. Notre étude ne portant pas sur les antennes, nous adopterons les mêmes considérations que dans le modèle à savoir qu'elles ont un diagramme de rayonnement omnidirectionnel et un gain de 0 dBi sur toute la largeur de la bande de fonctionnement [24] [26].

1.4.2 Principe du modèle

Le modèle de canal IEEE 802.15.3a a été développé à partir d'une dizaine de contributions s'appuyant toutes sur des mesures expérimentales distinctes, réalisées en environnement intérieur résidentiel ou de bureau [24]. Le modèle proposé *in fine* est un modèle à rayon dérivé du modèle de Saleh et Valenzuela [27]. Ce modèle permet

entre autres de mettre en évidence la répartition des rayons reçus dans le domaine temporel par groupements que l'on appellent *clusters* comme l'illustre la figure 1.9.

La réponse impulsionnelle du canal multi-trajet est donnée par :

$$h(t) = X \sum_{l=0}^L \sum_{k=0}^K \beta_{k,l} e^{i\theta_{k,l}} \delta(t - T_l - \tau_{k,l}), \quad (1.2)$$

où :

- l est l'indice des *clusters* ;
- k est l'indice des trajets à l'intérieur des *clusters* ;
- T_l est le retard du *cluster* l , *i.e.* l'instant d'arrivée du premier trajet dans le *cluster* d'indice l ;
- $\tau_{k,l}$ est le retard du $k^{\text{ème}}$ trajet du *cluster* l , relativement à l'instant d'arrivée T_l du premier trajet du *cluster* (donc par définition, $\tau_{0,l} = 0, \forall l$) ;
- $\beta_{k,l}$ est le coefficient d'amplitude du trajet k au sein du *cluster* l , la puissance de ce trajet étant donnée par $\beta_{k,l}^2$;
- $\theta_{k,l}$ est la phase associée au trajet k au sein du *cluster* l ($\theta_{k,l} \in [0, 2\pi)$) ;
- X est une variable aléatoire d'amplitude qui suit une loi de type log-normal.

Les instants d'arrivée des *clusters* T_l sont modélisés par un processus de Poisson de taux d'apparition Λ . Le temps entre deux *clusters* suit donc une loi exponentielle de paramètre Λ :

$$p(T_l | T_{l-1}) = \Lambda e^{-\Lambda(T_l - T_{l-1})}. \quad (1.3)$$

Le temps moyen entre deux *clusters* est donc de $1/\Lambda$.

De même, les instants d'arrivée des trajets $\tau_{k,l}$ au sein d'un *cluster* sont modélisés par une loi de Poisson de taux d'apparition λ . Les trajets sont donc espacés d'un temps régi par une loi exponentielle de paramètre λ :

$$p(\tau_{k,l} | \tau_{k-1,l}) = \lambda e^{-\lambda(\tau_{k,l} - \tau_{k-1,l})}. \quad (1.4)$$

La puissance moyenne des *clusters* (resp. des trajets *intra-cluster*) suit une décroissance exponentielle de constante de temps Γ (resp. γ). Pour chaque trajet d'indices (k, l) , la puissance moyenne $\overline{\beta_{k,l}^2}$ est égale à la moyenne temporelle des puissances $\beta_{k,l}^2$ de chaque réalisation, et s'exprime donc par :

$$\overline{\beta_{k,l}^2} \equiv \overline{\beta^2(T_l, \tau_{k,l})} = \overline{\beta^2(0, 0)} e^{-T_l/\Gamma} e^{-\tau_{k,l}/\gamma}, \quad (1.5)$$

où $\overline{\beta^2(0, 0)} = \overline{\beta_{0,0}^2}$ est la puissance moyenne du premier trajet du premier *cluster*. Le temps de décroissance de la puissance des trajets au sein d'un *cluster* est plus faible que le temps de décroissance de la puissance des *clusters* ($\Gamma > \gamma$). La figure 1.9 représente schématiquement le profil puissance-retard (PDP⁽³³⁾) et les décroissances exponentielles associées.

⁽³³⁾Power Delay Profile.

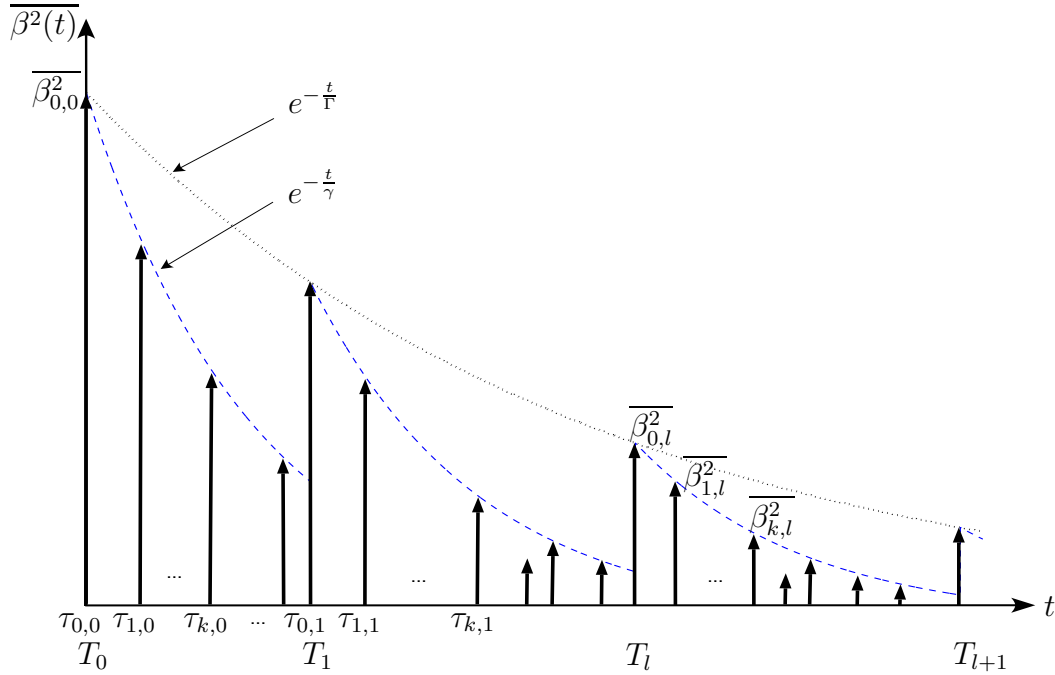


FIG. 1.9 – Représentation schématique du profil puissance-retard (PDP) en forme de *clusters* selon le formalisme de Saleh et Valenzuela.

La valeur moyenne de la puissance des trajets $\overline{\beta_{k,l}^2}$ décroît de manière déterministe suivant leurs instants d'arrivée. De son côté, la distribution de la puissance normalisée des trajets $\beta_{k,l}^2/\overline{\beta_{k,l}^2}$ est indépendante des retards.

Le modèle de Saleh-Valenzuela [27] s'applique dans sa forme originale aux systèmes bande étroite. Il propose une répartition des puissances suivant une loi exponentielle :

$$p(\beta_{k,l}^2) = (\overline{\beta_{k,l}^2})^{-1} e^{-\beta_{k,l}^2/\overline{\beta_{k,l}^2}}, \quad (1.6)$$

et une répartition du module des trajets suivant une loi de Rayleigh :

$$p(\beta_{k,l}) = (2\beta_{k,l}/\overline{\beta_{k,l}^2}) e^{-\beta_{k,l}^2/\overline{\beta_{k,l}^2}}. \quad (1.7)$$

En effet, dans un système bande étroite, la résolution temporelle du récepteur est très large (elle est inversement proportionnelle à la largeur de la bande). L'échelle des temps est partitionnée en *bins* correspondant au temps de résolution du récepteur. Pour un système bande étroite, à l'instant t_k correspondant au début du $k^{\text{ème}}$ *bin*, chaque trajet d'indice n contenu dans ce *bin* est caractérisé par son amplitude $\alpha_{k,n}$ et sa phase $\phi_{k,n}$. Pour le *bin* considéré, la puissance du trajet résultant, *i.e.* observable par le récepteur bande étroite, est le module carré de la somme des trajets contenus

dans ce *bin* :

$$\begin{aligned}\beta_k^2 &= \left| \sum_{n=1}^{N_k} \alpha_{k,n} e^{j\phi_{k,n}} \right|^2 \\ &= \left(\sum_{n=1}^{N_k} \alpha_{k,n} \cos(\phi_{k,n}) \right)^2 + \left(\sum_{n=1}^{N_k} \alpha_{k,n} \sin(\phi_{k,n}) \right)^2,\end{aligned}\tag{1.8}$$

où les sommes sont effectuées sur le nombre N_k de trajets arrivant dans l'intervalle de temps du *bin* k considéré.

Dans un système bande étroite, la durée d'un *bin* est grande et par conséquent, le nombre de trajets N_k au sein d'un *bin* est élevé. Finalement, en vertu de la loi des grands nombres, les variables aléatoires $\sum_{n=1}^{N_k} \alpha_{k,n} \cos(\phi_{k,n})$ et $\sum_{n=1}^{N_k} \alpha_{k,n} \sin(\phi_{k,n})$ suivent une loi gaussienne centrée et de même variance. La somme de leur carré β_k^2 est donc une variable aléatoire suivant une loi exponentielle et sa racine carrée β_k suit une loi de Rayleigh.

Pour les systèmes UWB, la résolution temporelle est très fine et la durée des *bins* est très courte. Par conséquent, le nombre de trajets contenus dans un *bin* est très faible, la loi des grands nombres n'est donc plus vérifiée dans ce cas. C'est pourquoi, pour le modèle IEEE 802.15.3a, la loi de Rayleigh est remplacée par une loi log-normale offrant une meilleure adéquation entre le modèle et les observations expérimentales.

On obtient ainsi :

$$20 \log_{10}(\beta_{k,l}) \propto \mathcal{N}(\mu_{k,l}, \sigma_1^2 + \sigma_2^2),\tag{1.9}$$

ou encore

$$\beta_{k,l} = 10^{\frac{\mu_{k,l} + n_1 + n_2}{20}},\tag{1.10}$$

où $n_1 \propto \mathcal{N}(0, \sigma_1^2)$ et $n_2 \propto \mathcal{N}(0, \sigma_2^2)$ sont indépendants et correspondent aux variations d'amplitude s'appliquant respectivement à chaque *cluster* et à chaque trajet. Les paramètres σ_1^2 et σ_2^2 sont donc les variances observées respectivement sur les *clusters* et les trajets.

La moyenne $\mu_{k,l}$ de la loi normale (Eq. (1.9)) est obtenue à partir de l'expression de la moyenne $\overline{\beta_{k,l}^2}$ donnée par l'équation (1.5). A l'aide des formules de conversion de loi log-normale vers loi normale, on obtient la formule de cette moyenne :

$$\mu_{k,l} = \frac{1}{\ln(10)} \left(10 \ln(\overline{\beta_{k,l}^2}) - 10 \frac{T_l}{\Gamma} - 10 \frac{\tau_{k,l}}{\gamma} \right) - \frac{(\sigma_1^2 + \sigma_2^2) \ln(10)}{20}.\tag{1.11}$$

Enfin, la variance (en dB) de la fluctuation du niveau de la puissance totale X pour une réalisation est définie par :

$$20 \log_{10}(X) \propto \mathcal{N}(0, \sigma_X^2).\tag{1.12}$$

1.4.3 Valeurs des 4 ensembles de paramètres du modèle

Comme nous venons de le voir, sept paramètres caractérisent le modèle IEEE 802.15.3a :

- Λ et λ : paramètres des processus de Poisson pour l'arrivée des *clusters* et des trajets ;
- Γ et γ : paramètres de la décroissance exponentielle de la moyenne des puissances des *clusters* et des trajets ;
- σ_1 et σ_2 : paramètres de *fading* log-normal pour les *clusters* et les trajets ;
- σ_X : paramètre de *shadowing* log-normal s'appliquant à l'ensemble de la réponse impulsionnelle.

Le groupe de travail IEEE 802.15.3a a défini quatre configurations différentes identifiées par la nature de la liaison (visibilité-LOS⁽³⁴⁾ ou non visibilité-NLOS⁽³⁵⁾) et par la distance émetteur-récepteur. En fonction de valeurs spécifiques attribuées aux paramètres précédents, on peut décrire quatre canaux correspondant à chacune de ces situations :

- le modèle de canal CM1⁽³⁶⁾ correspond à une distance de 0 à 4 mètres en situation de visibilité directe entre l'antenne d'émission et de réception (LOS) ;
- le modèle de canal CM2 correspond à une distance de 0 à 4 mètres en situation d'absence de visibilité directe entre l'antenne d'émission et de réception (NLOS) ;
- le modèle de canal CM3 correspond à une distance de 4 à 10 mètres en situation d'absence de visibilité directe entre l'antenne d'émission et de réception (NLOS) ;
- le modèle de canal CM4 correspond à une configuration NLOS sévère provoquant une grande dispersion des retards *RMS delay spread* de 25 ns.

Le tableau 1.1 présente les principales caractéristiques de ces quatre canaux. Les valeurs en gras sont les valeurs caractéristiques issues de la mesure. Elles ont été utilisées pour dimensionner les paramètres des quatre ensembles du modèle présentés dans le tableau 1.2. Les valeurs en italiques n'ont quant à elles pas servi à paramétrer le modèle. Elles représentent les caractéristiques observées par la réalisation d'un grand nombre de canaux à partir du modèle et des paramètres du tableau 1.2.

La figure 1.10 présente la réponse impulsionnelle d'une réalisation de canal pour chaque version du modèle IEEE 802.15.3a.

1.5 Les techniques de transmission pour l'UWB

Plusieurs techniques de transmission ont été proposées pour l'UWB. Dans cette thèse nous nous focaliserons essentiellement sur celles spécifiques à l'UWB haut débit. Cette section a pour objectif de présenter les différentes formes d'ondes qui ont été envisagées, notamment les deux principales propositions faites au groupe de discussion

⁽³⁴⁾Line Of Sight.

⁽³⁵⁾Non Line Of Sight.

⁽³⁶⁾Channel Model 1.

	CM1	CM2	CM3	CM4
Mean excess delay (τ_m) [ns]	5.05	10.38	14.18	<i>30</i>
RMS delay spread (τ_{RMS}) [ns]	5.28	8.03	14.28	25
NP _{10 dB} ^(a)	<i>12.5</i>	<i>15.3</i>	35	<i>41.2</i>
NP _{85%} ^(b)	24	36.1	61.54	<i>123.3</i>

^(a) Nombre de trajets au dessus du seuil de -10 dB par rapport au trajet dominant.

^(b) Nombre de trajets contenant 85% de l'énergie de la réponse impulsionnelle.

TAB. 1.1 – Caractéristiques du modèle IEEE 802.15.3a pour les quatre ensembles de paramètres.

	CM1	CM2	CM3	CM4
Λ [1/ns]	0.0233	0.4	0.0667	0.0667
λ [1/ns]	2.5	0.5	2.1	2.1
Γ [ns]	7.1	5.5	14	24
γ [ns]	4.3	6.7	7.9	12
σ_1 [dB]	3.3941	3.3941	3.3941	3.3941
σ_2 [dB]	3.3941	3.3941	3.3941	3.3941
σ_X [dB]	3	3	3	3

TAB. 1.2 – Valeurs des quatre ensembles de paramètres du modèle IEEE 802.15.3a [24].

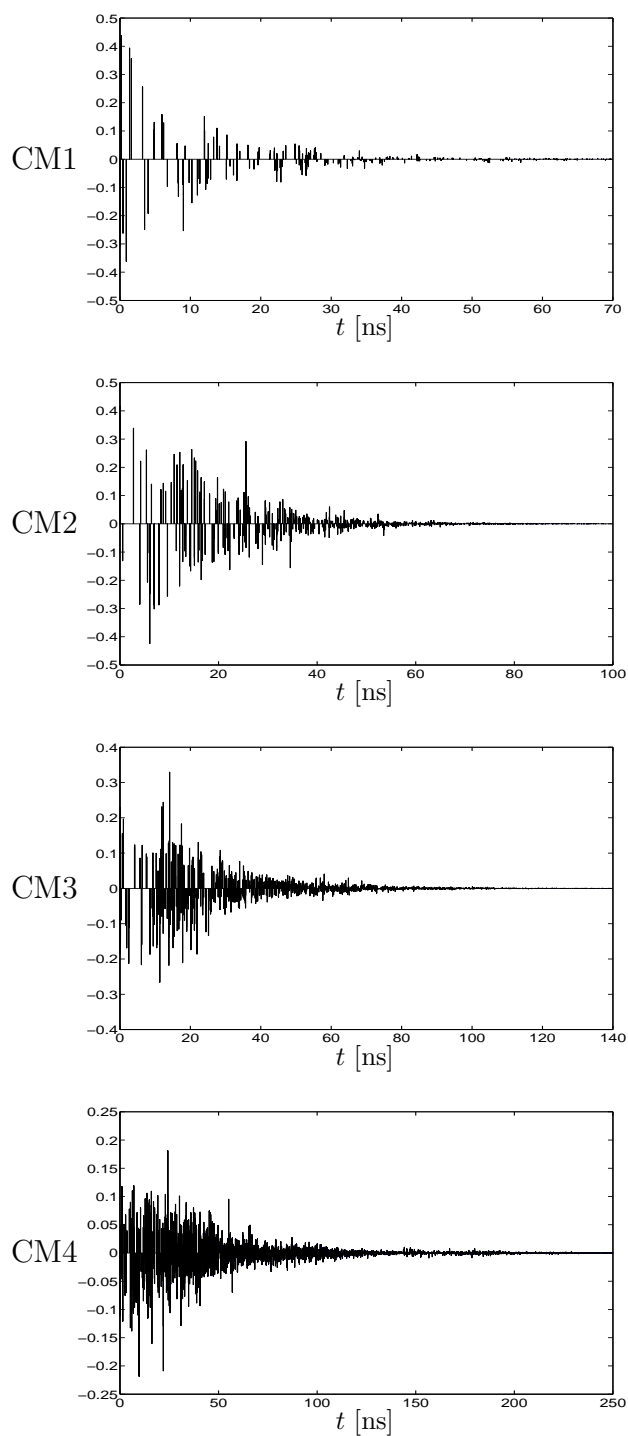


FIG. 1.10 – Réponses impulsionnelles de canaux obtenues à partir du modèle IEEE 802.15.3a.

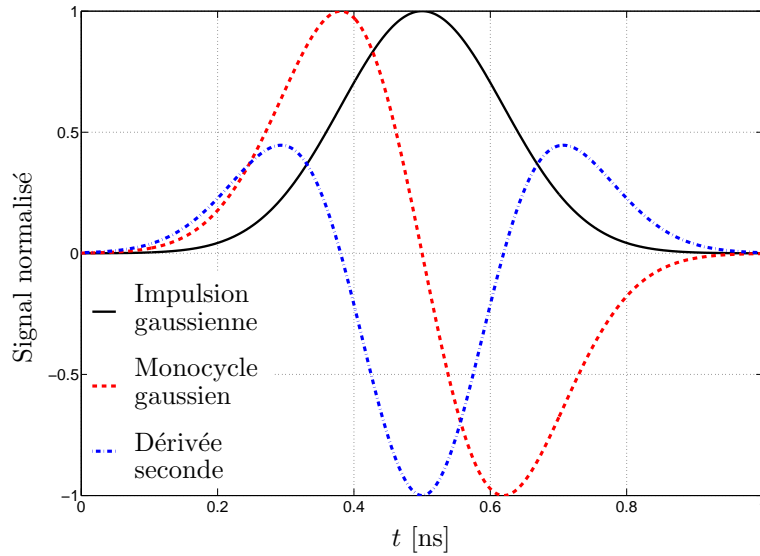


FIG. 1.11 – Formes d'impulsions UWB.

IEEE 802.15.3a. Ces solutions se distinguent par leurs approches impulsionnelles ou multibandes.

1.5.1 Les solutions dites « impulsionnelles »

1.5.1.1 Les solutions mono-bande

Ces formes d'ondes sont celles initialement envisagées pour l'UWB haut et bas débits [28, 29], bien qu'actuellement elles soient principalement utilisées pour l'UWB bas débit.

Le concept de radio impulsionnelle repose sur l'émission d'impulsions de durée très brève (de l'ordre de 100 ps à 1 ns). Typiquement, ce type d'impulsions occupe un spectre très large (de l'ordre de 1 à quelques GHz). La forme des impulsions retenue pour les communications UWB est gaussienne. Cependant, le principal défaut d'une impulsion gaussienne réside dans son amplitude moyenne non nulle, conduisant à un pic d'énergie à la fréquence nulle. Ainsi, le choix de la forme des impulsions se porte généralement sur sa dérivée première (appelé monocycle gaussien) ou sur sa dérivée seconde (Fig. 1.11).

La modulation par position d'impulsion : TH-PPM

Pour cette modulation, le codage de l'information à transmettre s'effectue par le positionnement de l'impulsion par rapport à une position nominale, on parle alors de modulation par position d'impulsion ou PPM. Nous allons décrire cette modulation

par étapes. Considérons tout d'abord l'émission d'impulsions uniformément réparties donnée par l'équation suivante :

$$s(t) = \sum_{i \in \mathbb{Z}} p(t - iT_f), \quad (1.13)$$

où $p(t)$ représente la forme d'onde du monocycle transmis tous les T_f secondes.

Le train d'impulsions de l'équation (1.13) est représenté à la figure 1.12, partie (a). T_f , généralement appelé « durée de trame », est de l'ordre de 100 à 1000 fois la durée de l'impulsion. On obtient ainsi des signaux de très faible rapport cyclique, présentant donc une très faible DSP. Il faut noter cependant que la périodicité du signal provoque l'apparition de raies parasites dans le spectre radio [30]. D'autre part, les impulsions émises régulièrement par plusieurs utilisateurs au sein d'un réseau sont vulnérables aux collisions occasionnelles lors de l'accès au canal.

Ces deux problèmes sont résolus par l'introduction d'un code pseudo-aléatoire, appelé TH-code, régissant le saut temporel. La trame, de durée T_f , est divisée en un certain nombre d'intervalles de temps (*chip*) de durée T_c . Chaque utilisateur se voit attribuer un TH-code $\mathbf{c}^{(j)}$ de longueur N_c indiquant dans quel *chip* de chaque trame l'impulsion sera transmise [31]. L'utilisation de ce TH-code permet de rompre les périodicités temporelles. Le spectre apparaît alors plus lissé et il est ainsi possible d'utiliser de façon optimale les gabarits spécifiés par la réglementation. L'accès multiple est assuré par l'usage d'un TH-code propre à chaque utilisateur et connu des récepteurs associés. Le signal émis avec l'utilisation d'un TH-code $\mathbf{c}^{(j)} = [c_1^{(j)}, \dots, c_l^{(j)}, \dots, c_{N_c-1}^{(j)}]$ pour un utilisateur j s'écrit :

$$s^{(j)}(t) = \sum_{i \in \mathbb{Z}} \sum_{l=0}^{N_c-1} p(t - iT_s - lT_f - c_l^{(j)}T_c), \quad (1.14)$$

où T_s est la durée d'un symbole correspondant à la périodicité du TH-code. Une représentation de cette équation est donnée à la figure 1.12, partie (b).

L'équation (1.15) donne finalement l'expression d'un signal impulsionnel modulé par une TH-PPM⁽³⁷⁾ :

$$s^{(j)}(t) = \sum_{i \in \mathbb{Z}} \sum_{l=0}^{N_c-1} p\left(t - iT_s - lT_f - c_l^{(j)}T_c - d_i^{(j)}\delta\right). \quad (1.15)$$

Dans cette équation, le terme δ représente un intervalle de temps de l'ordre de $\frac{T_c}{2}$ et le terme d_i représente la séquence binaire (0 ou 1) à émettre. L'équation (1.15) montre que la donnée binaire émise change seulement tous les N_c sauts. Il y a donc redondance de l'information transmise, l'énergie par symbole est donc plus importante et les portées du système sont augmentées. Lorsqu'un 0 est transmis, il n'y a pas de décalage temporel dans l'émission des données, tandis qu'un décalage d'une durée de

⁽³⁷⁾Time Hopping-Pulse Position Modulation

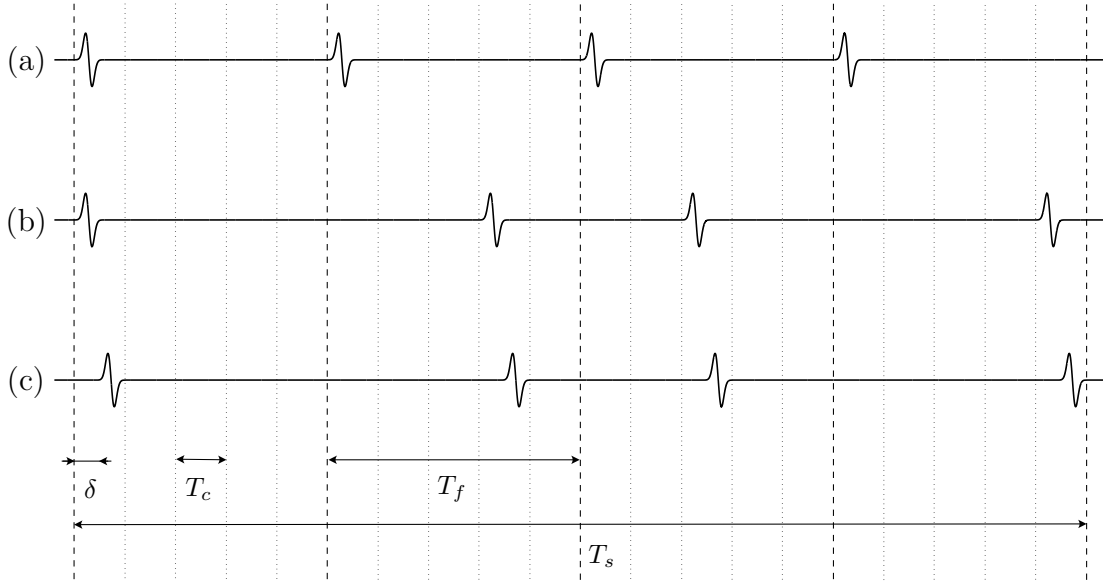


FIG. 1.12 – Trains d’impulsions pour l’UWB impulsionnel : uniformément reparties (a), code d’étalement en position 0 (b) et code d’étalement en position 1 (c).

δ est appliquée sur toute la durée du code lorsqu’un 1 est transmis. La figure 1.12, parties (b) et (c), illustre ces deux états. Il faut noter qu’une modulation PPM utilisant un plus grand nombre d’états est également possible.

La réception de signaux impulsionnels se fait par corrélation entre le signal reçu et un *template* $v(t)$. Le template possède une forme d’onde déterminée afin de maximiser la valeur absolue de cette inter-corrélation. Dans le cas d’une transmission binaire, la décision sur le bit reçu se fait sur le signe du résultat de cette corrélation (seuil de décision à 0). En présence d’un bruit blanc gaussien, la théorie de la décision permet de montrer que la forme optimale du *template* est $v(t) = s_0(t) - s_1(t)$, où $s_0(t)$ et $s_1(t)$ représentent un symbole de durée T_s codant respectivement un bit 0 et un bit 1. La règle de décision s’appliquant au symbole compris entre $t = 0$ et T_s est :

$$\int_0^{T_s} s(t) v(t) dt \underset{H_0}{\overset{H_1}{\geq}} 0, \quad (1.16)$$

où H_0 et H_1 sont les hypothèses selon lesquelles les signaux reçus sont, respectivement, $s_0(t) + n(t)$ et $s_1(t) + n(t)$ avec $n(t)$ le bruit blanc gaussien.

La modulation par amplitude d'impulsion

La modulation par amplitude d'impulsion (PAM⁽³⁸⁾), éventuellement assortie d'un TH-code, est une alternative à la PPM (Eq. (1.17)). Le principe de cette modulation repose sur la variation de l'amplitude des impulsions émises pour coder les différents états.

$$s^{(j)}(t) = \sum_{i \in \mathbb{Z}} d_i^{(j)} \sum_{l=0}^{N_c-1} p(t - iT_s - lT_f - c_l^{(j)}T_c), \quad (1.17)$$

où d_i représente l'amplitude de la $i^{\text{ème}}$ série d'impulsions.

Si un nombre illimité de valeurs peuvent théoriquement être utilisées pour l'amplitude du signal, dans la pratique la modulation PAM se réduit souvent à deux états, +1 et -1.

Une variante à la modulation PAM consiste à n'émettre une impulsion que pour un 1, les 0 se traduisent par l'absence d'impulsion. Cette modulation, appelée OOK⁽³⁹⁾, est intéressante pour sa simplicité intrinsèque, se traduisant par une faible consommation d'énergie.

1.5.1.2 La solution DS-UWB

L'approche DS-CDMA⁽⁴⁰⁾ pour l'UWB, plus communément nommée DS-UWB, a été introduite par la start-up américaine XtremeSpectrum Inc. appartenant à présent à Freescale Semiconductor, filiale de Motorola. Ils ont par la suite formé l'UWB Forum constitué de différents partenaires industriels et académiques dont le but était de soutenir cette nouvelle approche au sein du groupe de travail IEEE 802.15.3a. La solution DS-UWB consiste à utiliser simultanément toute la bande de fréquences disponible, l'accès multiple au sein d'un réseau de petite dimension appelé *piconet* étant assuré par l'utilisation de codes d'étalement orthogonaux propres à chaque utilisateur, d'où le terme CDMA.

En réalité, le spectre a été divisé en deux bandes de fréquences distinctes : une bande basse de largeur égale à 1.75 GHz comprise entre 3.1 et 4.85 GHz et une bande haute large de 3.5 GHz entre 6.2 et 9.7 GHz. La bande U-NII a été laissée libre de toute émission de signaux UWB. Afin d'occuper efficacement ces larges bandes de fréquences, les signaux émis sont de type impulsions et non sinusoïdaux comme dans les systèmes DS-CDMA classiques. La figure 1.13 représente le contenu spectral ainsi que la forme temporelle des signaux émis sur les bandes basse et haute. Pour faciliter l'implémentation des architectures, dans un premier temps seule la bande basse est obligatoire, la bande haute étant quant à elle optionnelle.

L'équation d'un signal DS-UWB à l'émission pour l'utilisateur j est donnée par :

⁽³⁸⁾Pulse Amplitude Modulation.

⁽³⁹⁾On Off Keying.

⁽⁴⁰⁾Direct Sequence Code Division Multiple Access.

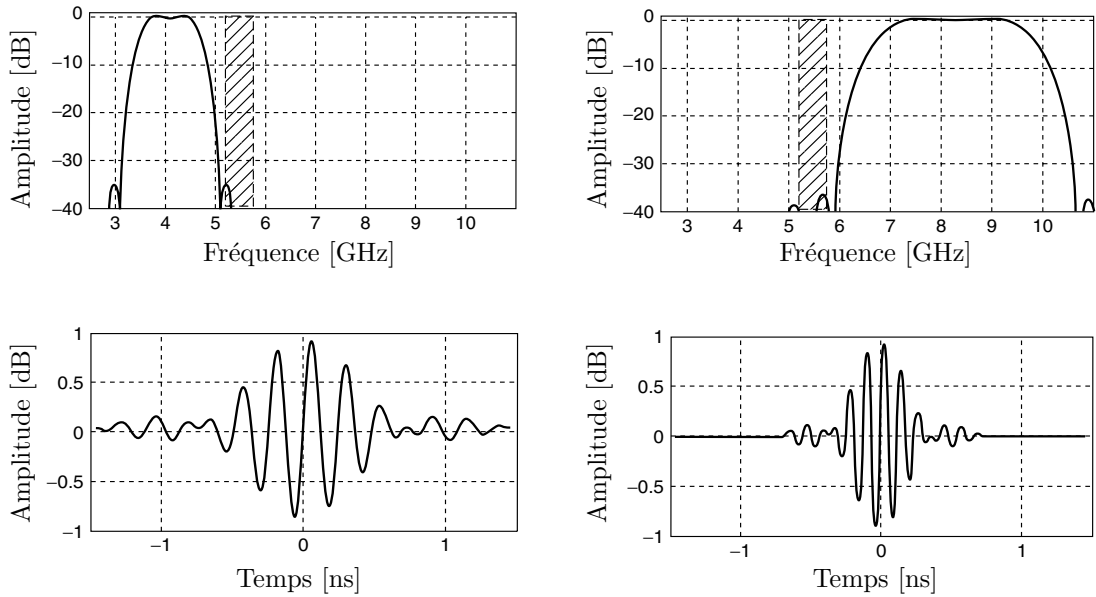


FIG. 1.13 – Spectres et formes d’onde des impulsions sur les bandes basse et haute pour la solution DS-UWB [32].

$$s^{(j)}(t) = \sum_{i \in \mathbb{Z}} d_i^{(j)} \sum_{l=0}^{N_c-1} c_l^{(j)} p(t - lT_c - iT_s), \quad (1.18)$$

où :

- $d_i^{(j)}$ est la $i^{\text{ème}}$ donnée d’information à transmettre du $j^{\text{ème}}$ utilisateur, transmise en BPSK ;
- N_c est la longueur des codes d’étalement ;
- $c_l^{(j)}$ est le $l^{\text{ème}}$ *chip* du code d’étalement propre à l’utilisateur j , $c_l^{(j)} \in \{1, -1\}_{l=1}^{N_c}$;
- $p(t)$ est la forme d’onde des impulsions ;
- T_c est la période d’un *chip* ;
- T_s est la période d’un symbole ($T_s = N_c T_c$).

L’étalement est effectué par l’utilisation d’un code pseudo-aléatoire de type ternaire. Les impulsions sont émises à un rythme régulier de 1.32 GHz et pondérées à chaque *chip* par un élément du code égal à -1 , 0 ou $+1$. Contrairement aux systèmes à spectre étalé, l’utilisation d’un code dans les systèmes utilisant l’UWB ne sert pas à augmenter la largeur de bande des signaux, car les signaux à ultra large bande ont fondamentalement une largeur de bande très grande due à la forme des impulsions (Fig. 1.13). Le code sert à séparer les différents usagers du système, à répartir l’énergie plus uniformément sur toute la bande considérée et à diminuer l’impact du brouillage intentionnel.

Dans la proposition initiale effectuée en mars 2003 [33], les codes ternaires sont tous de longueur égale à 24. Parmi les 3^{24} codes possibles, 4 familles de $M/2$ codes

Débits [Mbit/s]	Rendement du code correcteur d'erreur ^(a)	Modulation	Longueur du code d'étalement	Rythme symbole [Msymb/s]
28	$\frac{1}{2}$	BPSK	24	55
55	$\frac{1}{2}$	BPSK	12	110
110	$\frac{1}{2}$	BPSK/4-BOK	6/12	220/110
220	$\frac{1}{2}$	BPSK/4-BOK	3/6	440/220
500	$\frac{3}{4}$	BPSK/4-BOK	2/4	660/330
660	1	BPSK/4-BOK	2/4	676/338
1000	$\frac{3}{4}$	BPSK/4-BOK	1/2	1320/660
1320	1	BPSK/4-BOK	1/2	1320/660

^(a) Codeur convolutif de longueur de contrainte $k = 6$.

TAB. 1.3 – Débits proposés pour la solution DS-CDMA utilisant une modulation BPSK ou 4-BOK dans la bande basse.

quasi-orthogonaux sont créées et utilisées conjointement avec une modulation BPSK pour former une modulation dite M -BOK⁽⁴¹⁾ à M états. Des valeurs de M entre 2 et 16 ont été envisagées, associées à des codes convolutifs ou des codes de Reed Solomon offrant la possibilité d'atteindre des débits de 28.5 à 400 Mbit/s dans la bande basse.

La solution a ensuite évolué vers plus de simplicité avec une nouvelle proposition faite en mars 2004 [34]. Les systèmes DS-UWB utilisent exclusivement une modulation BPSK et, de façon optionnelle, une modulation 4-BOK⁽⁴²⁾ pour assurer une transmission plus robuste. Le récepteur précédent était en effet pressenti trop complexe à mettre en œuvre avec une modulation M -BOK. La longueur des codes ternaires utilisés est à présent variable et comprise entre 1 et 24 *chips*. Le rendement du codage convolutif associé étant par ailleurs 1/2, 3/4 ou 1 ce dernier symbolisant l'absence de codage, les débits résultants accessibles s'étendent de 28 Mbit/s à 1320 Mbit/s (Tab. 1.3).

Avantages

Ce système impulsionnel tire profit de la largeur de la bande disponible et présente de bonnes performances théoriques, notamment au niveau des débits atteignables. La

⁽⁴¹⁾ M -ary Bi-Orthogonal Keying.

⁽⁴²⁾ La mise en œuvre de la modulation 4-BOK se fait en divisant le flux de données binaires en blocs de 2 bits. Chaque bloc de 2 bits est ensuite codé à l'aide d'un des 4 codes ternaires C disponibles ($C = -C_2, -C_1, C_1, C_2$).

gestion de l'accès multiple au sein d'un *piconet* est facilitée par l'attribution à chaque utilisateur d'un code pseudo-aléatoire qui lui est propre, les codes étant orthogonaux entre eux afin de minimiser l'interférence d'accès multiple ou MAI⁽⁴³⁾. L'utilisation de ces codes d'étalement confère à ces systèmes une robustesse théorique aux interférents à bande étroite présents dans les mêmes bandes de fréquences que le système DS-UWB.

Inconvénients

Pour démoduler ce type de signaux transmis dans un canal multi-trajet, un récepteur de type Rake est nécessaire afin de combiner de façon constructive les signaux issus des différents trajets. Le signal reçu à l'entrée du récepteur Rake est corrélé avec des versions décalées d'un signal modèle, pondérées par des poids fixés par les paramètres estimés du canal et enfin combinées de façon linéaire. Le nombre de corrélateurs (appelé doigts) est fixé par le nombre de trajets qui caractérisent le canal de propagation.

Dans le cas de l'UWB, les signaux émis sont de très faibles puissances et traversent un canal multi-trajet relativement dense. Il est donc nécessaire que le Rake en réception possède suffisamment de doigts pour collecter l'énergie nécessaire à la récupération de l'information. Cependant, la complexité d'un récepteur Rake augmente linéairement avec le nombre de ses doigts. Ce type de récepteur reste relativement lourd et complexe pour des systèmes UWB qui se veulent par ailleurs *low cost*.

1.5.2 Les solutions dites « multibandes »

1.5.2.1 La solution multibande impulsionnelle

Parmi les premières propositions faites au lancement du processus de normalisation IEEE 802.15.3a en 2003, on trouve l'approche multibande impulsionnelle appelée TD/FDMA⁽⁴⁴⁾. Afin de réduire les interférences inter-symboles, la solution TD/FDMA adopte une période de répétition des impulsions dans chaque sous bande, supérieure à l'étalement du canal. Pour atteindre de hauts débits, la solution repose sur l'utilisation d'un saut de fréquence permettant l'utilisation séquentielle des sous-bandes (Fig. 1.14). Le découpage en sous-bandes d'environ 550 MHz de largeur offre une meilleure occupation spectrale du signal émis pour satisfaire aux contraintes de la réglementation (Fig. 1.15). Ce découpage permet également d'éviter les bandes occupées et notamment la bande U-NII.

L'approche multibande impulsionnelle a été proposée par les sociétés Time Domain, Intel, Wisair, Samsung, Discrete Time Communications et Focus Enhancement [35, 36, 37, 38, 39, 40]. Elles ont eu des approches très similaires qui les ont poussées à une coopération dans les débats autour de la normalisation. Dans l'approche TD/FDMA, la phase des impulsions émises est modulée par l'information binaire et

⁽⁴³⁾Multiple-Access Interference.

⁽⁴⁴⁾Time Domain/Frequency Division Multiple Access.

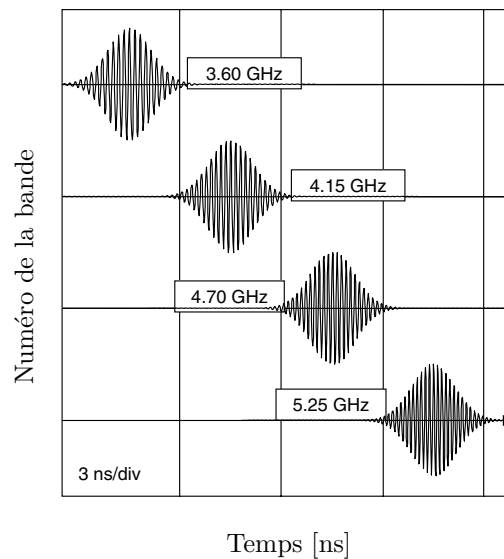


FIG. 1.14 – Impulsions émises sur les quatre sous-bandes les plus basses de la solution TD/FDMA [32].

démodulée de manière séquentielle sur les différentes sous-bandes par un récepteur cohérent.

Toujours dans une approche multibande impulsionnelle, les sociétés General Atomics et Philips ont proposé l'utilisation d'une modulation *Spectral Keying* [41, 42]. A chaque symbole est associé un code temps-fréquence différent qui détermine la séquence d'utilisation des sous-bandes en fonction du temps. La démodulation selon le critère du maximum de vraisemblance nécessite un récepteur dont l'architecture repose sur une mise en parallèle d'un grand nombre (égal au nombre de sous-bandes) de modules de retour et d'échantillonnage en bande de base.

1.5.2.2 La solution multibande OFDM

Au cours du processus de sélection pour le standard IEEE 802.15.3a, les sociétés soutenant l'approche multibande impulsionnelle se sont rapidement rangées derrière la proposition faite par Texas Instruments (TI) en 2003 [43]. La solution développée par TI repose également sur une approche multibande, chaque sous-bande permettant la transmission d'un signal OFDM classique.

Il s'agit dans cette section d'introduire succinctement la solution WiMedia. Elle sera par ailleurs présentée en détail dans le chapitre 2 qui lui est consacré. Brièvement, le spectre disponible a été découpé en 14 sous-bandes de 528 MHz et rassemblées en six groupes de deux ou trois sous-bandes. Dans un premier temps, seule l'utilisation du premier groupe (3.1 – 4.6 GHz) est obligatoire. Le système utilise les trois sous-bandes de ce groupe, sur lesquelles est appliqué un saut de fréquence. Un symbole OFDM,

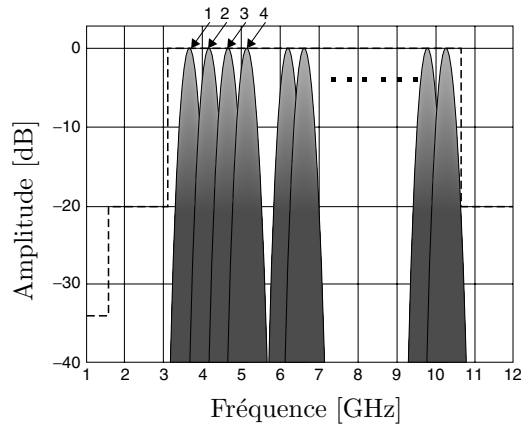


FIG. 1.15 – Occupation du spectre de la solution TD/FDMA [32].

construit à partir d'une IFFT à 128 points, est ainsi émis sur chaque sous-bande en moyenne une fois sur trois. D'un point de vue de la cohabitation, chaque piconet voit attribuer un code temps-fréquence (TFC⁽⁴⁵⁾) qui lui est propre régissant les sauts d'une sous-bande à une autre. Deux piconets adjacents utilisent donc deux TFCs distincts afin de ne pas occuper une même sous-bande limitant ainsi l'interférence inter-piconet. La constellation appliquée à chaque sous-porteuse d'un symbole OFDM est de type QPSK⁽⁴⁶⁾. Le choix de cette constellation, bien connue pour sa robustesse, a été fait en raison du faible niveau de puissance des signaux émis en UWB.

L'intérêt des approches multibandes est double. D'une part, elles permettent à chaque utilisateur de bénéficier d'une indépendance en fréquence liée à une bande bien plus large. D'autre part, elles offrent plus de souplesse pour la gestion du spectre radio. Il est en effet possible par exemple, d'interdire une bande de fréquences pour ne pas brouiller un système bande étroite qui l'occupe. Dans le cas de la solution WiMedia, il est également possible de n'interdire que quelques sous-porteuses. Cette souplesse est d'autant plus avantageuse que la réglementation n'est pas uniforme dans tous les pays et continents.

Plus particulièrement, la solution WiMedia est intéressante pour sa relative faible complexité technique, la modulation OFDM présentant en effet un grand degré de maturité du fait de son utilisation dans plusieurs standards (e.g. ADSL, DVB-T, 802.11a, 802.16, etc.). Le signal OFDM est robuste face à la sélectivité du canal et en réception il permet une récupération efficace de l'énergie contrairement à des solutions nécessitant un récepteur type Rake dont le nombre de doigts sera limité pour des raisons de complexité. D'autre part c'est la seule technique de communication UWB qui bénéficie actuellement d'une norme internationale, la norme ECMA-368

⁽⁴⁵⁾Time Frequency Code.

⁽⁴⁶⁾Quaternary Phase Shift Keying.

[22], disponible depuis fin 2005. De plus, l'utilisation de cette technique est envisagée pour les versions sans fils des normes telles que l'USB ou encore l'IEEE 1394.

1.6 Conclusion

Ce premier chapitre nous a permis d'introduire la technologie UWB. Le bref historique a présenté l'UWB depuis son origine lorsqu'elle était utilisée dans les radars pour la localisation à aujourd'hui où elle représente un grand intérêt pour les communications sans fil. Les principales caractéristiques de cette technologie, sa large occupation spectrale et son fort pouvoir de résolution temporelle, ont permis à la communauté scientifique et industrielle d'envisager un certain nombre d'applications attrayantes comme les réseaux WPAN très haut débit, des applications domotiques, etc.

Des masques de puissance imposant les règles d'émissions des signaux UWB ont été mis en place par les instances de réglementation des différents continents et pays. Cependant, comme nous l'avons vu, ces masques ne sont pas tous identiques, certaines instances voulant protéger les technologies sans fil déjà existantes contre un risque de brouillage. Toutefois, il existe dans la configuration actuelle une portion de bande de 1.25 GHz comprise entre 7.25 et 8.5 GHz qui reste commune à tous les continents et à toutes les réglementations.

Nous avons présenté l'activité des deux groupes de travail qui ont été créés au sein de l'IEEE pour la mise en place de deux nouvelles normes utilisant la technologie UWB. Le premier groupe a proposé pour le bas débit et les applications de localisation la norme IEEE 802.15.4a reposant sur des techniques impulsionnelles. Dans le second groupe, spécialisé dans les applications de communications à haut débit, deux solutions, DS-UWB et MB-OFDM, soutenues par deux consortiums d'industriels se sont opposées sans arriver à se départager. En parallèle, l'ECMA a approuvé la technique MB-OFDM comme norme internationale sous l'appellation ECMA-368.

Les performances des systèmes proposés pour le haut débit reposent sur l'utilisation d'un seul et même modèle de canal que nous avons présenté. Il a été développé spécialement pour la réalisation d'études systèmes pour la norme UWB haut débit. Nous utiliserons ce modèle au cours de l'évaluation des performances des systèmes que nous mènerons par la suite. Notons que la caractérisation et le développement d'outils de modélisation du canal UWB ont fait l'objet de nombreuses études [9].

Nous avons finalement présenté les différentes formes d'ondes qui ont été envisagées pour l'UWB et notamment la solution MB-OFDM qui a servi de point de départ pour nos travaux. Le chapitre qui suit portera donc sur la présentation de la solution MB-OFDM et sur l'évaluation de ses performances en considérant les modèles de canaux présentés.

Chapitre 2

La solution multibande OFDM

Sommaire

2.1	Introduction	40
2.2	Modulation à porteuses multiples : l'OFDM	40
2.2.1	Principe de l'OFDM	40
2.2.2	La notion d'orthogonalité	42
2.2.3	Le signal OFDM	43
2.2.4	L'intervalle de garde	45
2.2.5	Les sous-porteuses de garde	53
2.2.6	Le codage de canal	54
2.3	Description du système MB-OFDM	55
2.3.1	Découpage du spectre UWB	55
2.3.2	Utilisation d'un code temps-fréquence : le TFC	56
2.3.3	Architecture de l'émetteur	58
2.3.4	Architecture du récepteur	65
2.4	Evaluation des performances du système	69
2.4.1	Paramètres de simulations	69
2.4.2	Résultats de simulations	69
2.5	Analyse critique du système MB-OFDM	75
2.5.1	Points forts	75
2.5.2	Points faibles	75
2.6	Conclusion	76

2.1 Introduction

Le chapitre précédent était consacré à l'introduction de la technologie UWB. Nous avons vu que plusieurs formes d'ondes ont été proposées pour les systèmes de communications et notamment les deux solutions dites DS-UWB et MB-OFDM pour l'UWB haut débit. Le système MB-OFDM a été retenu pour cette étude, la principale limitation du système DS-UWB étant la complexité du récepteur Rake. Le système MB-OFDM présente l'intérêt d'être un système robuste vis-à-vis du canal UWB permettant une réception relativement simple et une exploitation efficace de l'énergie des signaux reçus. De plus, le système est très flexible et peut facilement s'adapter aux différentes réglementations et à la présence de brouilleurs.

Ce deuxième chapitre est donc consacré au système MB-OFDM soutenu par l'Alliance WiMedia et retenu en tant que norme par l'ECMA International [22]. L'OFDM étant la base de cette solution sur laquelle s'appuient nos travaux, nous présenterons dans un premier temps les modulations à porteuses multiples et plus particulièrement l'OFDM. Dans un second temps, nous détaillerons les caractéristiques du système MB-OFDM ainsi que ses paramètres. Nous évaluerons ensuite ses performances sur les canaux UWB mis en place par l'IEEE 802.15.3a et enfin nous mettrons en évidence les points forts et les points faibles de cette solution.

2.2 Modulation à porteuses multiples : l'OFDM

Le concept de modulation multiporteuse a pour origine celui du multiplexage fréquentiel (FDM⁽¹⁾). Il est proposé pour la première fois à la fin des années 1950 par M. L. Doeltz *et al.* qui présentèrent un modem haute fréquence qui émettait simultanément sur différentes fréquences porteuses modulées à bas débits [44]. Les modulations multiporteuses ne seront réellement exploitées qu'une quarantaine d'années plus tard, après diverses améliorations. Aujourd'hui, l'OFDM est présente dans de nombreux standards tels que la radiodiffusion numérique terrestre (DAB⁽²⁾), la norme de télévision numérique terrestre (DVB-T⁽³⁾), la technologie ADSL⁽⁴⁾, les réseaux sans-fils WLAN définis par les normes IEEE 802.11a, 802.11b (WiFi) et les réseaux d'accès 802.16 (WiMAX). Les sections qui suivent présentent une synthèse non exhaustive des connaissances nécessaires à la suite de l'étude. Pour plus de détails, le lecteur pourra se reporter aux références [45, 46, 47, 48].

2.2.1 Principe de l'OFDM

Dans le cas d'une propagation sur un canal à trajets multiples, de nombreuses répliques de l'onde émise sont reçues avec des amplitudes et des retards différents. Il

⁽¹⁾Frequency Division Multiplex.

⁽²⁾Digital Audio Broadcasting.

⁽³⁾Digital Video Broadcasting - Terrestrial.

⁽⁴⁾Asymmetric Digital Subscriber Line.

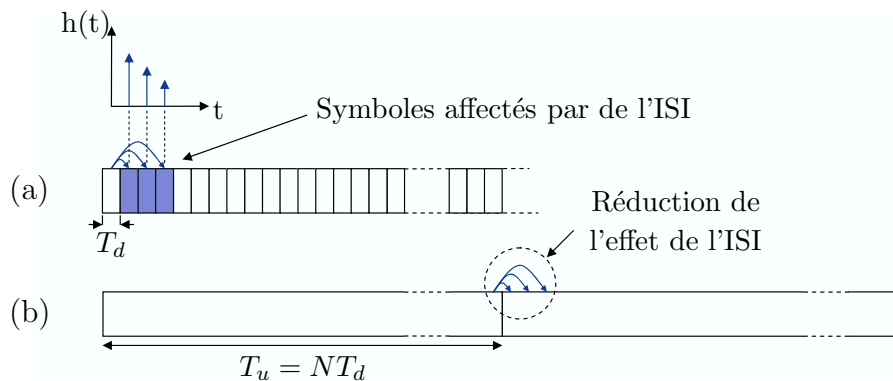


FIG. 2.1 – Effets du canal à trajet multiples sur des symboles reçus dans le cas mono-porteuse (a) et multi-porteuses (b).

en résulte de l'interférence entre les symboles reçus appelée interférence inter-symbole (ISI⁽⁵⁾). Les techniques de modulation classiques transmettant sur de tels canaux sont très sensibles à ce type d'interférences qui sont d'ailleurs d'autant plus importantes que la durée d'un symbole est petite par rapport à l'étalement des retards du canal (Fig. 2.1(a)). En d'autres termes, la fiabilité de la transmission est favorisée si la durée des symboles utiles transmis est grande par rapport à l'étalement maximum des retards du canal (Fig. 2.1(b)). Il existe donc un compromis à trouver entre le débit lié à la durée du symbole et la fiabilité de la liaison liée à l'interférence inter-symbole. Les modulations à porteuses multiples apportent une solution intéressante à l'optimisation de ce compromis.

Le principe des modulations à porteuses multiples repose sur la parallélisation en fréquence de l'information à transmettre. Ainsi, les N données à transmettre qui étaient auparavant transmises consécutivement à un débit élevé de $1/T_d$, vont être émises simultanément sur N sous-canaux fréquentiels élémentaires ou sous-porteuses modulés à bas débit $1/T_u$. Ainsi, chacune des N données sont transmises par un symbole de durée T_u au lieu de $T_d = T_u/N$. La durée d'un symbole est donc multipliée par un facteur N dont le bon dimensionnement doit permettre de minimiser l'ISI tout en conservant le débit de la modulation monoporteuse initiale de $1/T_d$. Dans le domaine temporel, le signal obtenu se décompose en symboles de durée T_u résultant de la superposition de N signaux sinusoïdaux de fréquences différentes. Dans le domaine fréquentiel, les distorsions du signal introduites par le canal seront limitées car chaque sous-bande sera suffisamment étroite pour pouvoir considérer le canal comme localement plat. Les modulations multiporteuses profitent ainsi d'une réduction de la complexité de l'étage d'égalisation en réception.

⁽⁵⁾Intersymbol Interference.

2.2.2 La notion d'orthogonalité

La minimisation de l'ISI s'accompagne malheureusement d'un nouveau terme d'interférence, l'interférence inter-porteuse (ICI⁽⁶⁾). Elle résulte de la difficulté à séparer parfaitement les informations transmises simultanément sur différentes sous-porteuses. La solution préconisée dans les premiers systèmes FDM pour limiter le recouvrement entre les sous-porteuses était l'augmentation de l'espacement entre les bandes occupées par chacune d'entre elles. Cette solution n'est cependant pas optimale en terme d'occupation spectrale et conduit à l'occupation d'une bande fréquentielle souvent deux fois plus importante que dans le cas d'un système mono-porteuse. Il est possible de maintenir une haute efficacité spectrale en formant un multiplex fréquentiel de telle sorte que les spectres des sous-porteuses se recouvrent en s'assurant que celles-ci forment une base de fonctions orthogonales. C'est dans les années 1960 que sont mises en évidence les propriétés d'orthogonalité et qu'apparaît le terme OFDM⁽⁷⁾ [49].

Les contraintes d'orthogonalité sont définies d'un point de vue temporel et fréquentiel. Soit un ensemble f_k de fréquences tel que :

$$f_k = f_0 + k\Delta_f \quad \forall k \in [0, \dots, N-1], \quad (2.1)$$

où f_0 est la fréquence porteuse origine, Δ_f représente l'écart entre deux sous-porteuses consécutives et N le nombre de sous-porteuses. Une base de signaux élémentaires $\psi_{j,k}(t)$ se définit par :

$$\psi_{j,k}(t) = g(t - jT_u) e^{2i\pi f_k t}, \quad (2.2)$$

où $k \in [0, \dots, N-1]$, $j \in \mathbb{Z}$ et $g(t)$ est une fonction quelconque définie sur $[0, T_u[$ appelée fonction de mise en forme. Ces signaux élémentaires forment une base orthogonale si le produit scalaire de deux signaux élémentaires $\psi_{j,k}(t)$ et $\psi_{j',k'}(t)$ est égal à :

$$\langle \psi_{j,k}(t), \psi_{j',k'}(t) \rangle = \int_{-\infty}^{+\infty} \psi_{j,k}(t) \psi_{j',k'}^*(t) dt = E_\psi \delta_{j,j'} \delta_{k,k'}, \quad (2.3)$$

où E_ψ est l'énergie de la fonction ψ et $\delta_{l,m}$ désigne le symbole de Kronecker :

$$\delta_{l,m} = \begin{cases} 1 & \text{si } l = m \\ 0 & \text{si } l \neq m. \end{cases} \quad (2.4)$$

Suivant le choix de $g(t)$ et de Δ_f , le résultat du produit scalaire de l'équation (2.3) entraîne une orthogonalité des fonctions $\psi_{j,k}(t)$ en temps (indices j et j') et en fréquence (indices k et k').

⁽⁶⁾Inter Carrier Interference.

⁽⁷⁾Orthogonal Frequency Division Multiplex.

L'orthogonalité temporelle :

Elle se traduit par des contraintes sur le choix de la fonction de mise en forme $g(t)$. Une liste détaillée de fonctions présentant leurs avantages, leurs inconvénients et leurs applications existe dans la littérature [50]. Parmi les nombreuses possibilités, la fonction porte s'avère être la plus fréquemment employée pour sa simplicité de mise en œuvre. Elle consiste en un fenêtrage rectangulaire des symboles OFDM :

$$g(t) = \begin{cases} 1 & \text{pour } 0 \leq t \leq T_u \\ 0 & \text{ailleurs.} \end{cases} \quad (2.5)$$

L'orthogonalité fréquentielle :

Elle se traduit par des contraintes de dimensionnement de Δ_f et dépend fortement du choix de la fonction de mise en forme $g(t)$ utilisée. La condition d'orthogonalité fréquentielle se dérive de l'équation (2.3) en considérant n'importe quel jeu de sous-porteuses consécutives k et $k+1$. On obtient ainsi :

$$\langle \psi_{j,k}(t), \psi_{j',k'}(t) \rangle = \int_{-\infty}^{+\infty} \psi_{j,k}(t) \psi_{j',k'}^*(t) dt = 0 \quad \forall k. \quad (2.6)$$

Dans le cas d'une fonction porte $\Pi(t)$, on obtient :

$$\langle \psi_{j,k}(t), \psi_{j',k'}(t) \rangle = \int_{-\infty}^{+\infty} \Pi(t - jT_u) e^{2i\pi f_k t} \Pi(t - j'T_u) e^{2i\pi f_{k+1} t} = 0 \quad \forall k, \quad (2.7)$$

soit :

$$\langle \psi_{j,k}(t), \psi_{j',k'}(t) \rangle = e^{-i\pi\Delta_f T_u \frac{\sin(\pi\Delta_f T_u)}{\pi\Delta_f}} = 0 \quad \forall k. \quad (2.8)$$

Cette dernière égalité est vérifiée si $\pi\Delta_f T_u = p\pi$ avec $p \in \mathbb{Z}^*$. L'espacement minimal entre deux sous-porteuses adjacentes permettant de conserver l'orthogonalité entre elles est donc :

$$\Delta_f = \frac{1}{T_u}. \quad (2.9)$$

2.2.3 Le signal OFDM

Comme nous venons de le voir, le signal OFDM se compose de N sous-porteuses de fréquences $f_k = f_0 + k\Delta_f$, $k \in [0, \dots, N-1]$ utilisées pour la transmission en parallèle de N symboles. Ces symboles, notés x_k , sont des éléments complexes prenant leurs valeurs dans un alphabet fini correspondant à une modulation donnée comme par exemple une modulation de phase. La fonction de mise en forme est la fonction porte $\Pi(t)$ dont l'orthogonalité est vérifiée si $\Delta_f = 1/T_u$. L'expression du signal OFDM généré durant l'intervalle $[0, T_u[$ est donnée par :

$$s(t) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} \Re \{ x_k \Pi(t) e^{2i\pi f_k t} \}, \quad (2.10)$$

Le facteur $1/\sqrt{N}$ permet de normaliser l'énergie du signal qui n'est dans ce cas pas modifiée par l'opération de modulation OFDM.

En posant f_c la fréquence centrale du signal telle que $f_c = f_0 + N/2T_u$, on obtient :

$$s(t) = \Re \left\{ \Pi(t) e^{2i\pi f_c t} \sum_{k=0}^{N-1} \frac{x_k}{\sqrt{N}} e^{\frac{2i\pi t(k-N/2)}{T_u}} \right\}, \quad (2.11)$$

que l'on peut encore écrire :

$$s(t) = \Re \{ \Pi(t) s'(t) e^{2i\pi f_c t} \}, \quad (2.12)$$

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

$$\begin{aligned} s'(nT_u/N) &= \sum_{k=0}^{N-1} \frac{x_k}{\sqrt{N}} e^{\frac{2i\pi n(k-N/2)}{N}} \\ &= (-1)^n \underbrace{\sum_{k=0}^{N-1} \frac{x_k}{\sqrt{N}} e^{\frac{2i\pi nk}{N}}}_{\text{DFT}^{-1}}. \end{aligned} \quad (2.13)$$

Ce résultat met en évidence que le signal OFDM peut être facilement généré en utilisant une transformée de Fourier discrète inverse (DFT⁽⁸⁾). A la réception, les symboles émis peuvent être retrouvés en appliquant de la même manière une transformée de Fourier discrète directe aux échantillons reçus. Notons que les algorithmes de transformée de Fourier rapide directe (FFT⁽⁹⁾) et inverse (IFFT⁽¹⁰⁾) permettent une implémentation efficace des DFT. Notons également que la multiplication par $(-1)^n$ permet un recentrage du spectre autour de la fréquence nulle afin d'obtenir la représentation en bande de base du signal émis. En sortie de la IFFT, c'est donc le signal analytique OFDM en bande de base qui est récupéré, c'est-à-dire le signal analytique calculé pour $f_c = 0$. L'expression suivante donne l'écriture matricielle de ce signal analytique :

$$\mathbf{s} = \mathbf{F}_N^{-1} \mathbf{x}, \quad (2.14)$$

⁽⁸⁾Discrete Fourier Transform.

⁽⁹⁾Fast Fourier Transform.

⁽¹⁰⁾Inverse FFT.

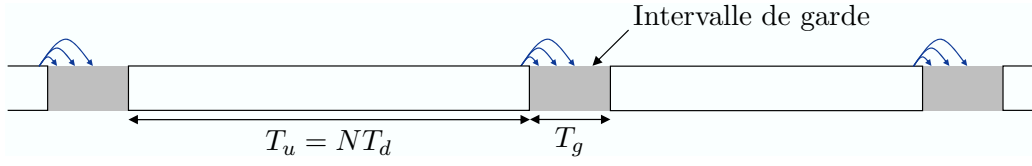


FIG. 2.2 – Illustration de l'effet de l'intervalle de garde précédant chaque symbole OFDM.

où $\mathbf{s} = [s_0, s_1, \dots, s_{N-1}]^T$ est le vecteur d'échantillons temporels du symbole OFDM, $\mathbf{x} = [x_0, x_1, \dots, x_{N-1}]^T$ est le vecteur de symboles de modulations émis sur chaque sous-porteuse et \mathbf{F}_N est la matrice de Fourier de dimensions $N \times N$ définie par :

$$\mathbf{F}_N = \begin{bmatrix} 1 & 1 & \dots & 1 \\ 1 & e^{-\frac{i2\pi}{N}} & \dots & e^{-\frac{i2\pi(N-1)}{N}} \\ \vdots & & & \vdots \\ 1 & e^{-\frac{i2\pi(N-1)}{N}} & \dots & e^{-\frac{i2\pi(N-1)^2}{N}} \end{bmatrix}. \quad (2.15)$$

La matrice \mathbf{F}_N est unitaire, on a donc $\mathbf{F}_N^{-1} = \mathbf{F}_N^H$ où l'opérateur $(\cdot)^H$ définit le transposé symétrique d'une matrice.

2.2.4 L'intervalle de garde

Nous venons de voir une méthode simple pour réduire l'ISI qui consiste à accroître le nombre N de sous-porteuses pour augmenter la durée symbole T_u . Cependant, la durée T_u de chaque symbole OFDM doit rester bien inférieure au temps de cohérence du canal⁽¹¹⁾ et donc l'annulation totale de l'ISI par cette méthode n'est pas réalisable. Une solution consiste à sacrifier délibérément une partie de l'énergie émise en insérant entre chaque symbole OFDM un intervalle de garde dont le rôle est d'absorber l'ISI résiduelle (Fig. 2.2).

L'intervalle de garde constitue un laps de temps durant lequel aucune donnée utile n'est émise. Sa durée T_g doit être supérieure ou égale à l'étalement maximal des retards τ_{max} de la réponse impulsionnelle du canal, la partie utile de durée T_u de chaque symbole OFDM ne sera alors pas affectée par l'ISI.

Après l'insertion de l'intervalle de garde, l'espacement entre les sous-porteuses reste égal à $\Delta_f = 1/T_u$ alors que la durée des symboles OFDM est augmentée à $T_s = T_u + T_g$ entraînant une perte d'orthogonalité entre les sous-porteuses. Cette orthogonalité peut être restaurée en réception sous réserve que durant le fenêtrage rectangulaire de durée T_u sur laquelle est appliquée la FFT, le nombre de périodes de chacun des signaux sinusoïdaux composant le signal OFDM soit entier.

⁽¹¹⁾Le temps de cohérence du canal est le temps pendant lequel le canal peut être considéré comme constant.

Il existe deux techniques, que nous allons détailler, permettant de restaurer l'orthogonalité entre les sous-porteuses en réception. La première, appelée « préfixe cyclique » consiste à ajouter de la redondance au signal temporel à émettre et la seconde, appelée « *Zero-Padding* » consiste quant à elle à insérer des échantillons de valeur nulle entre les symboles OFDM. Dans la suite du développement, les termes CP-OFDM et ZP-OFDM désigneront des symboles OFDM utilisant, respectivement, un intervalle de garde de type préfixe cyclique et *zero-padding*.

2.2.4.1 Le préfixe cyclique

Dans ce cas, l'intervalle de garde précède chaque symbole OFDM. Il ne peut cependant pas rester muet. En effet, dans le cas d'une propagation à travers un canal dispersif en temps, il ne sera pas possible de recevoir un nombre entier de périodes durant la fenêtre temporelle T_u pour les trajets retardés. Pour une fréquence porteuse donnée, la sinusoïde retardée correspondante ne sera présente dans cette fenêtre que sur une durée $T_r < T_u$, ce qui revient en d'autres termes à effectuer le fenêtrage sur une durée T_r comme l'illustre la figure 2.3(a). Or, ce fenêtrage qui engendre un spectre en sinus cardinal pour chacune des sous-porteuses du signal généré, conditionne par sa durée la largeur des sinus cardinaux. La réduction de la durée du fenêtrage implique tout naturellement une augmentation de la largeur des sinus cardinaux ($1/T_r > 1/T_u$) dont la conséquence est la perte d'orthogonalité entre les sous-porteuses conduisant ainsi à l'apparition d'ICI (Fig. 2.3(b)).

Ainsi, une copie de la fin du symbole sera transmise durant l'intervalle de garde (Fig. 2.4). On parle alors de préfixe cyclique. Il va permettre de conserver un nombre entier de cycles pendant la fenêtre d'intégration T_u et de ce fait assurer l'orthogonalité entre les sous-porteuses limitant ainsi l'ICI.

Lorsque la technique du préfixe cyclique est mise en œuvre, le $i^{\text{ème}}$ symbole OFDM $\mathbf{s}_{\text{cp}}(i)$ en sortie de l'émetteur est donné par :

$$\mathbf{s}_{\text{cp}}(i) = \mathbf{F}_{\text{cp}} \mathbf{x}_N(i), \quad (2.16)$$

avec $\mathbf{F}_{\text{cp}} = \mathbf{I}_{\text{cp}} \mathbf{F}_N^H$ où $\mathbf{I}_{\text{cp}} = [\mathbf{I}_c, \mathbf{I}_N]^T$ est une matrice de dimensions $P \times N$ ($P = N + D$) permettant l'ajout du préfixe cyclique. \mathbf{I}_c est la matrice $N \times D$ correspondant aux D dernières colonnes de la matrice identité \mathbf{I}_N ($N \times N$). \mathbf{F}_{cp} symbolise donc conjointement l'insertion des D échantillons du préfixe cyclique et l'opération IFFT.

L'expression du symbole reçu $\mathbf{r}_{\text{cp}}(i)$ à l'entrée du récepteur est donnée par :

$$\mathbf{r}_{\text{cp}}(i) = \tilde{\mathbf{H}} \mathbf{F}_{\text{cp}} \mathbf{x}_N(i) + \tilde{\mathbf{H}}_{\text{ISI}} \mathbf{F}_{\text{cp}} \mathbf{x}_N(i-1) + \tilde{\mathbf{n}}_P(i), \quad (2.17)$$

avec $\tilde{\mathbf{H}}$ et $\tilde{\mathbf{H}}_{\text{ISI}}$ les matrices de Toeplitz⁽¹²⁾ de dimensions $P \times P$ symbolisant le canal et l'interférence inter-symbole, définies par :

⁽¹²⁾Une matrice de Toeplitz est une matrice dont les coefficients sur une diagonale descendant de gauche à droite sont les mêmes.

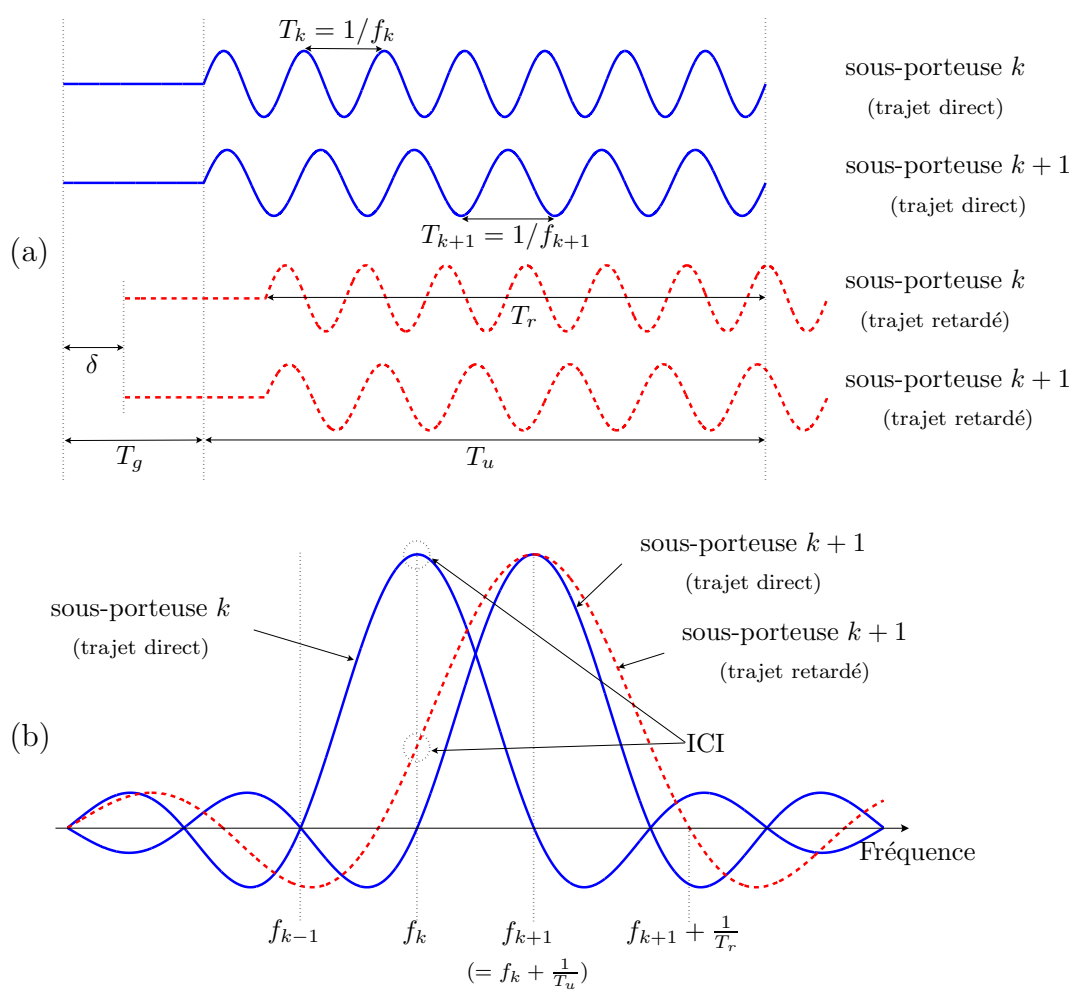


FIG. 2.3 – Interférence inter-porteuse (ICI) en OFDM dans les domaines temporel (a) et fréquentiel (b) dans le cas d'un canal à deux trajets [48].

$$\tilde{\mathbf{H}} = \begin{bmatrix} \tilde{h}_0 & 0 & \dots & \dots & \dots & 0 \\ \vdots & \ddots & \ddots & & & \vdots \\ \tilde{h}_L & & \ddots & \ddots & & \vdots \\ 0 & \ddots & & \ddots & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & & \ddots & 0 \\ 0 & \dots & 0 & \tilde{h}_L & \dots & \tilde{h}_0 \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad \tilde{\mathbf{H}}_{\text{ISI}} = \begin{bmatrix} 0 & \dots & 0 & \tilde{h}_L & \dots & \tilde{h}_1 \\ \vdots & \ddots & & \ddots & \ddots & \vdots \\ \vdots & & \ddots & & \ddots & \tilde{h}_L \\ \vdots & & & \ddots & & 0 \\ \vdots & & & & \ddots & \vdots \\ 0 & \dots & \dots & \dots & \dots & 0 \end{bmatrix}. \quad (2.18)$$

$\tilde{\mathbf{h}} = [\tilde{h}_0, \dots, \tilde{h}_L]^T$ est le vecteur des coefficients de la réponse impulsionnelle du canal de transmission, L étant le nombre de trajets du canal ($L \leq D \leq N^{(13)}$). $\tilde{\mathbf{n}}_P(i) = [\tilde{n}_0(i), \dots, \tilde{n}_{P-1}(i)]^T$ est le bruit blanc additif gaussien affectant la transmission de $\mathbf{s}_{\text{cp}}(i)$.

La suppression du préfixe cyclique, dans l'hypothèse où $L \leq D$, permet d'éliminer le terme d'ISI par un fenêtrage adéquat des symboles sur une durée T_u . Le vecteur $\mathbf{r}_N(i)$ ainsi obtenu s'écrit :

$$\mathbf{r}_N(i) = \begin{bmatrix} \tilde{h}_L & \dots & \tilde{h}_0 & & & 0 \\ & \ddots & & \ddots & & \\ & & \ddots & & \ddots & \\ 0 & & & \tilde{h}_L & \dots & \tilde{h}_0 \end{bmatrix}_{N \times P} \cdot \begin{bmatrix} \mathbf{I}_c^T \\ \mathbf{I}_N \end{bmatrix} \mathbf{F}_N^{\mathcal{H}} \mathbf{x}_N(i) + \tilde{\mathbf{n}}_N(i), \quad (2.19)$$

avec $\tilde{\mathbf{n}}_N(i) = [\tilde{n}_D(i), \dots, \tilde{n}_{P-1}(i)]^T$. La nature cyclique du préfixe permet de rendre la matrice de Toeplitz du canal de l'équation (2.19) circulante⁽¹⁴⁾. L'équation (2.19) s'écrit alors :

$$\mathbf{r}_N(i) = \underbrace{\begin{bmatrix} \tilde{h}_0 & 0 & \dots & \tilde{h}_L & \dots & \tilde{h}_1 \\ \vdots & \ddots & \ddots & & & \vdots \\ \tilde{h}_L & & \ddots & \ddots & & \tilde{h}_L \\ 0 & \ddots & & \ddots & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & & \ddots & 0 \\ 0 & \dots & 0 & \tilde{h}_L & \dots & \tilde{h}_0 \end{bmatrix}}_{\mathbf{C}_N(\tilde{\mathbf{h}})} \mathbf{F}_N^{\mathcal{H}} \mathbf{x}_N(i) + \tilde{\mathbf{n}}_N(i). \quad (2.20)$$

⁽¹³⁾Ceci est vrai dans le cas où l'intervalle de garde est correctement dimensionné. Nous verrons que dans le cas de la solution MB-OFDM ce n'est pas toujours le cas.

⁽¹⁴⁾Une matrice circulante est une matrice carrée dans laquelle on passe d'une ligne à la suivante par permutation circulaire des coefficients, c'est-à-dire un décalage vers la droite.

Une matrice circulante est diagonale dans la base de Fourier [51]. Ainsi la démodulation OFDM, obtenue par le calcul de la FFT de $\mathbf{r}_N(i)$, va permettre de diagonaliser l'effet du canal en fréquence :

$$\begin{aligned}\mathbf{y}_N(i) &= \mathbf{F}_N \mathbf{r}_N(i) \\ &= \mathbf{F}_N \mathbf{C}_N(\tilde{\mathbf{h}}) \mathbf{F}_N^H \mathbf{x}_N(i) + \mathbf{F}_N \tilde{\mathbf{n}}_N(i) \\ &= \mathbf{D}_N(\mathbf{h}_N) \mathbf{x}_N(i) + \mathbf{n}_N(i),\end{aligned}\quad (2.21)$$

avec $\mathbf{D}_N(\mathbf{h}_N)$ la matrice diagonale $N \times N$ des coefficients de canaux en fréquence avec \mathbf{h}_N sur la diagonale. $\mathbf{h}_N = \sqrt{N} \mathbf{F}_N \tilde{\mathbf{h}}_N = [h_0, \dots, h_{N-1}]^T$ où h_k est le coefficient de la réponse fréquentielle du canal à la sous-porteuse k :

$$h_k = \sum_{l=0}^L \tilde{h}_l e^{-i2\pi lk/N}. \quad (2.22)$$

La modulation OFDM permet donc de considérer un canal équivalent plat par sous-porteuse alors que le canal de transmission est sélectif en fréquence. Cette propriété, évoquée précédemment, permet de simplifier l'égalisation en réception après démodulation OFDM. L'expression du signal reçu après FFT de l'équation (2.21) peut s'écrire :

$$\mathbf{y}_N(i) = \mathbf{D}_N(\mathbf{h}_N) \mathbf{x}_N(i) + \mathbf{n}_N(i) = \mathbf{h}_N \odot \mathbf{x}_N(i) + \mathbf{n}_N(i), \quad (2.23)$$

où l'opérateur \odot désigne le produit de deux vecteurs terme à terme. On constate que le signal reçu sur chaque sous-porteuse k n'est pas affecté par l'ISI ou par l'ICI. Il est simplement atténué par le coefficient de canal h_k correspondant et pollué par le terme de bruit $n_k(i)$. L'égalisation se réduit donc à un seul coefficient par sous-porteuse.

2.2.4.2 Le *Zero-Padding*

Utilisée dans l'approche MB-OFDM, cette technique consiste à insérer un intervalle de garde nul à la fin de chaque symbole OFDM. On parle alors d'un suffixe de type *Zero-Padding* (ZP) [52]. Une série de D échantillons nuls est ajoutée à la fin de chaque symbole OFDM en sortie de la IFFT (Fig. 2.5).

Le $i^{\text{ème}}$ symbole ZP-OFDM $\mathbf{s}_{\text{zp}}(i)$ en sortie de l'émetteur est alors donné par :

$$\mathbf{s}_{\text{zp}}(i) = \mathbf{F}_{\text{zp}} \mathbf{x}_N(i), \quad (2.24)$$

avec $\mathbf{F}_{\text{zp}} = \mathbf{I}_{\text{zp}} \mathbf{F}_N^H$ où $\mathbf{I}_{\text{zp}} = [\mathbf{I}_N, \mathbf{0}_{N \times D}]^T$ est la matrice $P \times N$ permettant l'ajout du ZP, $\mathbf{0}_{N \times D}$ est une matrice de $N \times D$ zeros. Le vecteur $\mathbf{s}_{\text{zp}}(i)$ est donc un vecteur de N échantillons temporels issus de l'opération de IFFT appliquée à $\mathbf{x}_N(i)$ suivi de D échantillons nuls.

A l'entrée du récepteur (Fig. 2.5), l'expression du $i^{\text{ème}}$ symbole est donnée par :

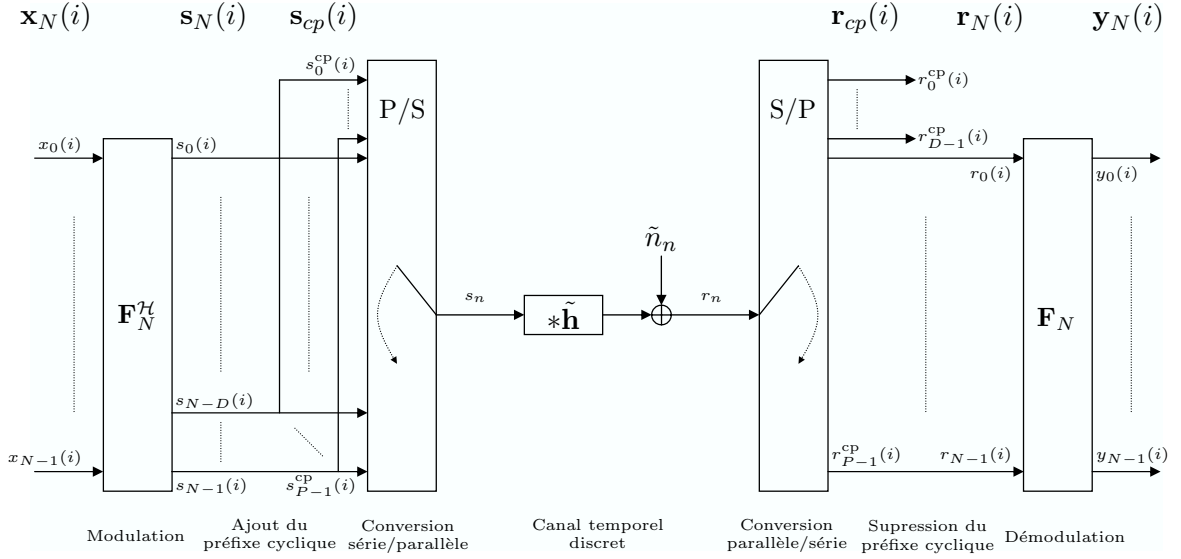


FIG. 2.4 – Emetteur et récepteur OFDM utilisant un préfixe cyclique.

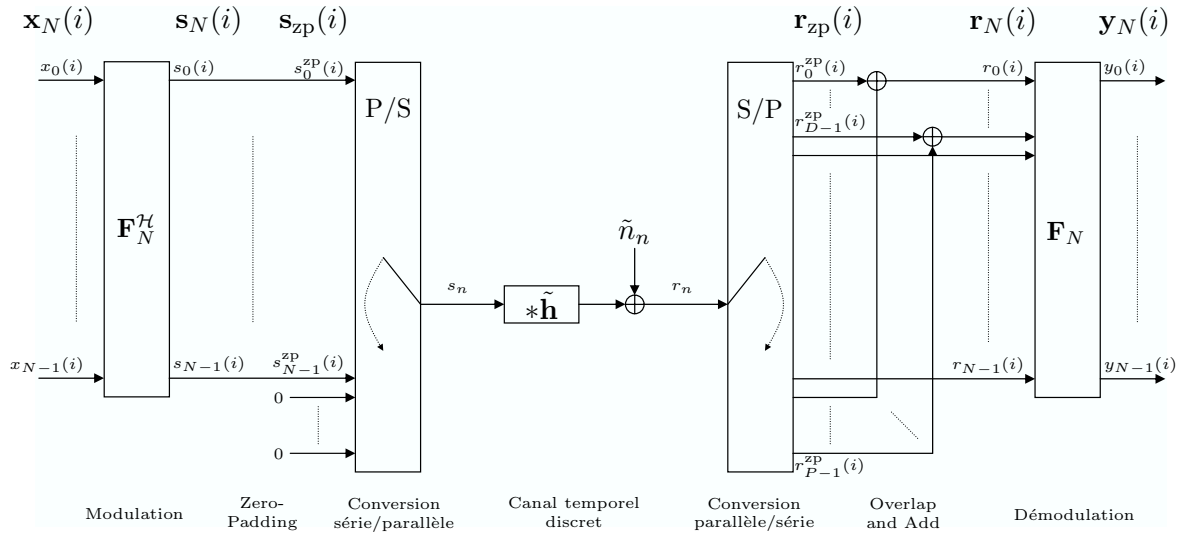
$$\mathbf{r}_{zp}(i) = \tilde{\mathbf{H}} \mathbf{F}_{zp} \mathbf{x}_N(i) + \tilde{\mathbf{H}}_{ISI} \mathbf{F}_{zp} \mathbf{x}_N(i-1) + \tilde{\mathbf{n}}_P(i). \quad (2.25)$$

L'interférence inter-symbole est éliminée par la matrice de zéros $\mathbf{0}_{D \times N}$ de \mathbf{F}_{zp} . Le produit $\tilde{\mathbf{H}}_{ISI} \mathbf{F}_{zp}$ dans l'équation (2.25) est donc nul. De plus, en posant $\tilde{\mathbf{H}} = \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{H}}_0 & \tilde{\mathbf{H}}_{zp} \end{bmatrix}$ où $\tilde{\mathbf{H}}_0$ et $\tilde{\mathbf{H}}_{zp}$ représentent respectivement les N premières et les D dernières colonnes de $\tilde{\mathbf{H}}$, l'équation (2.25) se simplifie et devient :

$$\mathbf{r}_{zp}(i) = \tilde{\mathbf{H}}_0 \mathbf{F}_N^H \mathbf{x}_N(i) + \tilde{\mathbf{n}}_P(i). \quad (2.26)$$

Cependant, contrairement au CP-OFDM, la matrice $\tilde{\mathbf{H}}_0$ n'est pas circulante. Une opération supplémentaire appelée *Overlap and Add* (OLA) permettant de rendre $\tilde{\mathbf{H}}_0$ circulante est alors nécessaire. Elle consiste à ajouter les D derniers échantillons reçus, correspondant au ZP, au début du symbole avant la FFT de démodulation comme le montre la figure 2.5. Cette opération permet par conséquent de restaurer l'orthogonalité entre les sous-porteuses.

Le vecteur $\mathbf{r}_{zp}(i)$ de l'équation (2.26) est scindé en deux parties distinctes. Sa partie supérieure est définie par $\mathbf{r}_u(i) = \tilde{\mathbf{H}}_u \mathbf{s}_N(i)$ de dimensions $N \times 1$, sa partie inférieure est quant à elle définie par $\mathbf{r}_l(i) = \tilde{\mathbf{H}}_l \mathbf{s}_N(i)$ de dimensions $D \times 1$ avec $\tilde{\mathbf{H}}_u$ (respectivement $\tilde{\mathbf{H}}_l$) la matrice correspondante de dimensions $N \times N$ (resp. $D \times N$) de $\tilde{\mathbf{H}}_0$. $N - D$ zéros sont insérés à la suite de $\mathbf{r}_l(i)$, le vecteur résultant est ajouté à $\mathbf{r}_u(i)$. Cette somme correspondant à l'opération d'OLA est donnée par l'équation suivante :

FIG. 2.5 – Emetteur et récepteur OFDM utilisant le *Zero-Padding*.

$$\begin{aligned}
 \mathbf{r}_N(i) &= \mathbf{r}_u(i) + \begin{bmatrix} \mathbf{r}_l(i) \\ \mathbf{0}_{(N-D) \times 1} \end{bmatrix} \\
 &= \left(\tilde{\mathbf{H}}_u + \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{H}}_l \\ \mathbf{0}_{(N-D) \times N} \end{bmatrix} \right) \mathbf{s}_N(i) + \left(\tilde{\mathbf{n}}_u(i) + \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{n}}_l(i) \\ \mathbf{0}_{(N-D) \times 1} \end{bmatrix} \right) \\
 &= \mathbf{C}_N(\tilde{\mathbf{h}}) \mathbf{s}_N(i) + \tilde{\mathbf{n}}_N^{ZP}(i).
 \end{aligned} \tag{2.27}$$

L'équation (2.27) obtenue après l'OLA a exactement la même forme que l'équation (2.20) obtenue avec le CP-OFDM hormis le fait que l'OLA colore légèrement le terme de bruit $\tilde{\mathbf{n}}_N^{ZP}(i)$. De la même manière que dans le cas du CP-OFDM, la matrice circulante est ensuite diagonalisée par la FFT de démodulation.

2.2.4.3 Comparaison des deux techniques

L'utilisation de l'intervalle de garde, qu'il soit de type préfixe cyclique ou *zero-padding*, est une solution astucieuse qui permet à la fois de supprimer l'ISI et de garantir l'absence d'ICI à l'entrée de la FFT en réception. Il s'accompagne cependant d'une perte en efficacité spectrale, aucune information utile n'étant transmise durant l'intervalle de garde. Cette perte s'évalue à $T_g/(T_u + T_g)$, le dimensionnement du symbole et de l'intervalle de garde résulte donc d'un compromis entre la qualité de la liaison et la minimisation de la perte d'efficacité spectrale.

L'insertion du préfixe cyclique introduit au niveau du symbole temporel de la redondance qui provoque des ondulations au niveau de la DSP du signal émis [53]. Cette ondulation dépend du rapport T_g/T_u , son amplitude étant d'autant plus importante que ce rapport est grand comme l'illustre la figure 2.6 pour des rapports 1/4 et 1/8.

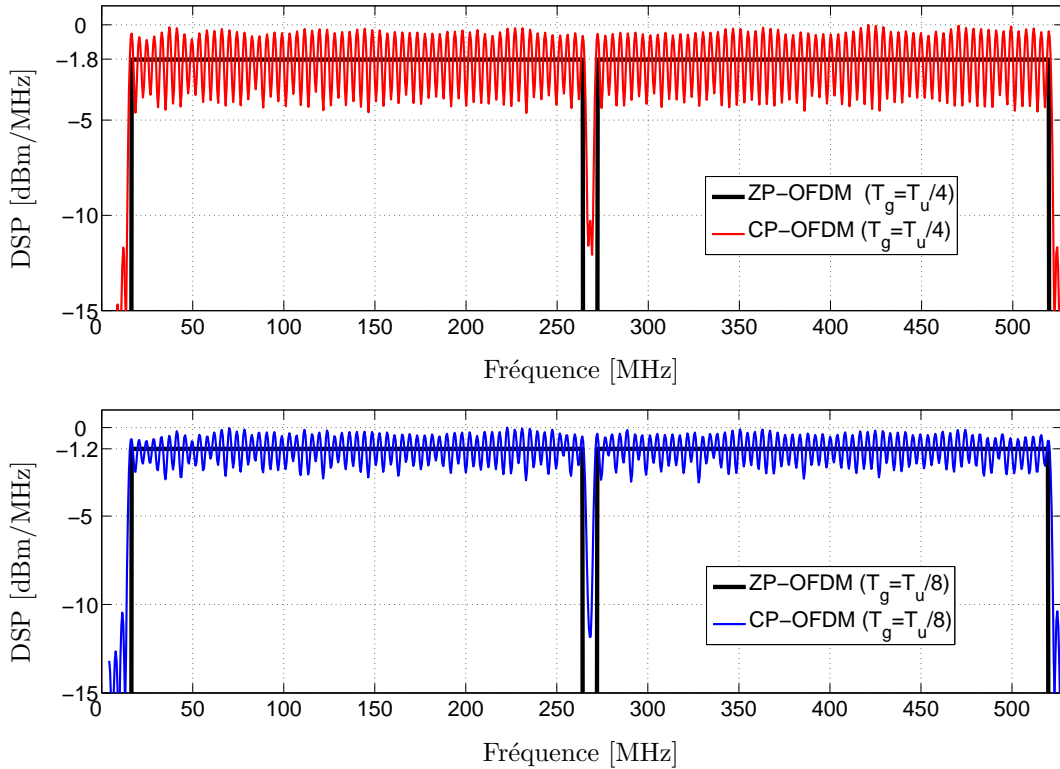


FIG. 2.6 – DSP d’un symbole OFDM utilisant un intervalle de garde de type préfixe cyclique et *zero-padding*. Les durées du préfixe cyclique présentées sont égales à $1/4$ et $1/8$ de la durée utile du symbole OFDM.

Il est alors nécessaire d’ajuster la puissance d’émission afin de respecter les masques de DSP imposés par la réglementation. En revanche, l’utilisation du *zero padding* n’apporte pas de redondance temporelle, la DSP du signal émis est donc plate et ceci quelle que soit la valeur du rapport T_g/T_u (Fig. 2.6). Le spectre du signal émis va donc pouvoir « épouser » au plus près le masque de puissance autorisé en augmentant sa puissance d’émission. Pour les applications UWB, pour lesquelles la DSP est limitée à -41.3 dBm/MHz, la figure 2.6 montre que l’utilisation de la technique du *zero padding* va ainsi permettre d’émettre le signal avec une puissance supérieure d’environ 1.8 dB par rapport à celle possible avec la technique du préfixe cyclique dans le cas où $T_g/T_u = 1/4$, et d’environ 1.2 dB lorsque $T_g/T_u = 1/8$. Notons que sur cette figure, la DSP du symbole ZP-OFDM est normalisée, dans chacun des deux cas, par rapport à la valeur maximale de la DSP du CP-OFDM.

Comparons à présent ces deux techniques d’un point de vue rapport signal à bruit. Pour ce faire, on se place dans le cas où la puissance des signaux CP- et ZP-OFDM émis après l’ajout des intervalles de garde sont identiques. Du fait de la transmission pendant l’intervalle de garde d’un signal, le système CP-OFDM souffre d’une perte d’efficacité en puissance d’un facteur $T_u/(T_u + T_g) = N/(N + D)$ par rapport au

système ZP-OFDM pour lequel aucun signal n'est transmis pendant l'intervalle de garde. On peut alors écrire la relation suivante entre les puissances utiles des deux systèmes :

$$P_u^{cp} = P_u^{zp} \left(\frac{N}{N+D} \right). \quad (2.28)$$

Cependant, le récepteur OLA du système ZP-OFDM ajoute les D échantillons bruités de l'intervalle de garde aux D premiers des N échantillons du symbole OFDM alors qu'ils sont tout simplement supprimés dans le système CP-OFDM. Ainsi, bien que la perte d'efficacité en puissance est évitée au niveau du signal émis avec le système ZP-OFDM, la puissance du bruit après l'opération d'OLA est plus élevée d'un facteur $(N+D)/N$. On a donc la relation suivante :

$$N_0^{zp} = N_0^{cp} \left(\frac{N+D}{N} \right). \quad (2.29)$$

Finalement, le gain en terme de puissance utile du signal apporté par le ZP-OFDM est entièrement compensé par la dégradation en terme de bruit au niveau du récepteur. Ainsi, d'un point de vue rapport signal à bruit, les deux techniques sont équivalentes [54].

En somme, le principal avantage du ZP par rapport au CP pour les applications UWB, qui sont contraintes par un masque de puissance en émission, est que le spectre du signal émis ne présente pas d'ondulations dans la bande utile. De ce fait, le ZP permet d'accroître la puissance d'émission tout en respectant le masque de DSP ce qui représente un atout non négligeable pour les systèmes UWB dont les puissances considérées sont très faibles. La technique du ZP a donc été choisie pour les applications UWB.

2.2.5 Les sous-porteuses de garde

L'utilisation d'une fonction porte comme fonction de mise en forme à l'émission engendre un spectre en sinus cardinal pour chacune des sous-porteuses du signal généré. Le spectre du signal OFDM est donc à bande infinie même s'il présente une forte décroissance sur les bords de la bande. Un filtrage est donc nécessaire à l'émission pour limiter l'occupation spectrale du signal. Ce filtrage s'accompagne d'une distorsion des sous-porteuses localisées en bordure de spectre se traduisant par l'apparition d'ISI. Bien qu'elle soit plus faible que celle produite par les trajets multiples du canal de transmission, il est souvent nécessaire d'avoir recours à l'extinction de certaines sous-porteuses, appelées sous-porteuses de garde, pour réduire leur impact et obtenir le spectre désiré. Cette solution consiste simplement à ne rien émettre sur un certain nombre de ces sous-porteuses aux deux extrémités du spectre au prix d'une légère perte d'efficacité spectrale.

Notons que l'extinction de sous-porteuses peut se faire à n'importe quel endroit du spectre OFDM. Il est alors possible d'adapter le spectre généré à un gabarit donné.

Dans le cadre de l'UWB, et plus particulièrement pour la solution MB-OFDM que nous allons aborder, cette option peut être très intéressante pour limiter la gêne réciproque qu'occasionnerait un système bande étroite présent dans la même bande de fréquences que le système UWB. Cette souplesse de gestion du spectre est un atout de l'OFDM qui vient s'ajouter à sa robustesse vis-à-vis d'un canal à trajets multiples.

2.2.6 Le codage de canal

Pendant la phase de transmission sur le canal, les informations peuvent être perdues pour le récepteur. Pour améliorer la qualité de la transmission, il est nécessaire d'utiliser un codage correcteur d'erreur. Ce codage de canal consiste à introduire de la redondance dans le message à transmettre, suivant une loi donnée. Cette redondance assure au récepteur la possibilité de reconstituer sous certaines conditions les informations perdues lors de la transmission, grâce à la corrélation qui les lie aux informations correctement reçues. On parle alors de COFDM⁽¹⁵⁾.

Les codes utilisés pour effectuer l'opération de codage de canal se classent généralement en deux familles :

- les codes en blocs pour lesquels à chaque bloc de n_e bits d'information le codeur associe n_s bits codés, le codage d'un bloc se faisant indépendamment des précédents ;
- les codes convolutifs pour lesquels à n_e bits d'information le codeur associe n_s bits codés, mais où contrairement au cas précédent, le codage d'un bloc de n_e bits dépend non seulement du bloc présent mais également de tous les blocs précédents.

Le rendement du code est défini par le rapport $R = n_e/n_s < 1$. Le codeur introduit donc de la redondance se traduisant par une augmentation du débit d'un facteur $1/R$ entre l'entrée et la sortie du codeur.

Le codage de canal utilisé dans le cadre de la solution MB-OFDM est de type convolutif. En réception, le décodage s'effectue suivant l'algorithme de Viterbi. Les codes convolutifs sont souvent représentés sous forme de treillis qui prend en compte les différents états du codeur et la façon dont ils communiquent dans le temps. Connaissant le motif du treillis, le principe du décodage est de rechercher dans celui-ci la séquence binaire la plus vraisemblable et correspondante à un chemin particulier du treillis.

Un décodeur de type convolutif fonctionnant sur le principe de l'algorithme de Viterbi offre des performances optimales lorsque les échantillons successifs à son entrée sont affectés par des distorsions indépendantes. Or, le canal de propagation peut entraîner des évanouissements affectant plusieurs sous-porteuses adjacentes. Au niveau du décodeur, cela se traduit par l'arrivée de plusieurs symboles consécutifs faux. Pour éviter ces erreurs consécutives qui dépasseraient le pouvoir de correction du code correcteur d'erreur, il est nécessaire d'avoir recours à un entrelacement des données

⁽¹⁵⁾Coded OFDM.

codées. On parle alors d'une modulation codée à bits entrelacés (BICM⁽¹⁶⁾). L'entrelacement peut être réalisé en temps et en fréquence. Le principe est de modifier l'ordre de transmission des symboles de manière à éloigner au maximum les bits consécutifs faux de sorte à assurer une indépendance statistique entre les éléments successifs. En d'autres termes, un symbole ne sera plus transmis sur une seule sous-porteuse mais les bits le constituant seront répartis sur différentes sous-porteuses suffisamment éloignées. Les erreurs après désentrelacement seront donc réparties ponctuellement améliorant les performances du code correcteur d'erreur en réception.

A travers cette présentation non-exhaustive du signal OFDM, il en ressort qu'il est particulièrement intéressant pour une utilisation dans les communications UWB. En effet, il présente l'intérêt d'être robuste aux effets d'un canal à trajets multiples et sélectif en fréquence en exploitant notamment la diversité du canal grâce au codage de canal associé à un entrelacement. L'utilisation d'une simple IFFT à l'émission en fait un signal relativement facile à mettre en œuvre. Enfin, le spectre d'un signal OFDM peut facilement être adapté en « éteignant » des sous-porteuses. C'est pourquoi l'OFDM a été retenu par l'Alliance WiMedia pour sa solution dont la description fait l'objet de la section suivante.

2.3 Description du système MB-OFDM

L'objectif de cette section est d'apporter une description du système MB-OFDM ainsi que de rassembler les valeurs des principaux paramètres. Pour ce faire, nous nous sommes basés sur les principaux documents le décrivant tels que l'article d'A. Batra *et al.* de Texas Instrument publié en 2004 qui sont à l'origine du système [53], la proposition de norme faite par l'Alliance WiMedia au groupe de discussion IEEE 802.15.3a [55] et enfin le document de la norme ECMA-368 [22].

2.3.1 Découpage du spectre UWB

L'Alliance WiMedia a proposé un découpage de la bande de fréquences définie par la FCC en 14 sous-bandes de 528 MHz chacune. Comme le montre la figure 2.7, ces sous-bandes ont été rassemblées sous forme de groupes. Les quatre premiers groupes contiennent chacun trois sous-bandes et le cinquième deux sous-bandes. Notons la présence d'un sixième groupe formé à partir des sous-bandes 9, 10 et 11 (Fig. 2.7). Il a été introduit récemment par l'ECMA pour assurer la compatibilité des systèmes MB-OFDM dans tous les pays du monde dans lesquels l'UWB n'est pas soumis aux mêmes réglementations [22]. En effet, les sous-bandes 9 et 10 sont les deux seules communes aux différentes réglementations (cf. section 1.3.1). Ce découpage présente l'intérêt de réduire la complexité et donc les coûts des composants, notamment les convertisseurs, dont la largeur de la bande de fonctionnement sera limitée à 528 MHz.

⁽¹⁶⁾Bit-Interleaved Coded Modulation.

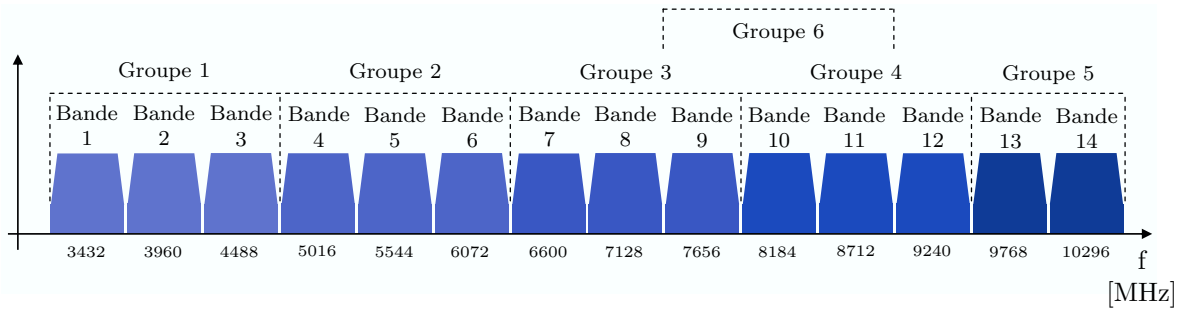


FIG. 2.7 – Découpage de la bande UWB pour la solution MB-OFDM.

Les caractéristiques des symboles OFDM sont présentées dans le tableau 2.1. Les symboles OFDM sont générés par une IFFT sur 128 points. Sur les 128 sous-porteuses du multiplex, 100 sont dédiées aux données utiles, 12 aux données pilotes et 10 de gardes. L'intervalle inter-porteuse $\Delta_f = 4.125$ MHz permet de respecter la condition d'orthogonalité du multiplex OFDM. La durée du suffixe de type *zero-padding* est $T_{zps} = 70.08$ ns, soit 37 échantillons. Seuls les 32 premiers échantillons sont consacrés à l'intervalle de garde soit une durée $T_{zp} = 60.61$ ns, les dernières 9.47 ns étant quant à elles utilisées pour effectuer le changement de fréquence d'émission des symboles OFDM comme nous allons le voir dans la section suivante. Chaque symbole OFDM transmis a une durée $T_s = 312.5$ ns et comporte donc 165 échantillons.

2.3.2 Utilisation d'un code temps-fréquence : le TFC

La principale différence du système MB-OFDM par rapport à un système OFDM classique est l'utilisation d'un code temps-fréquence (TFC⁽¹⁷⁾). Ce dernier spécifie à chaque symbole OFDM sa fréquence centrale d'émission. Ainsi, comme l'illustre la figure 2.8, chaque symbole occupe une sous-bande différente du symbole précédent. Une durée $T_w = 9.47$ ns est allouée à la fin de chaque symbole émis pour permettre d'effectuer le saut de fréquence.

La norme ECMA-368 a défini pour chacun des six groupes un certain nombre de TFC possibles, les codes du groupe 1 sont présentés dans le tableau 2.2. Ces TFC sont regroupés sous trois appellations selon que les sauts s'effectuent sur les trois sous-bandes du groupe (TFI⁽¹⁸⁾), sur deux sous-bandes (TFI2) ou qu'il n'y a simplement pas de saut (FFI⁽¹⁹⁾). Ainsi un terminal Européen utilisé au Japon effectuera ses sauts sur les sous-bandes 9 et 10 du sixième groupe (Fig. 2.7). Pour la suite de l'étude, nous considérerons l'application du TFC sur trois sous-bandes.

L'utilisation du TFC présente plusieurs avantages pour le système MB-OFDM. Il permet tout d'abord, au système de bénéficier de la diversité fréquentielle disponible

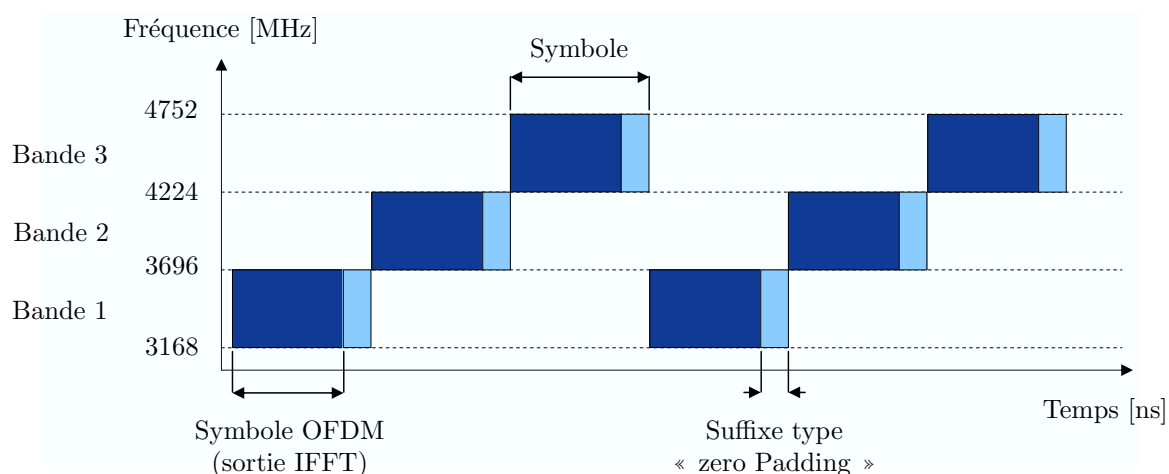
⁽¹⁷⁾Time-Frequency Code.

⁽¹⁸⁾Time-Frequency Interleaving

⁽¹⁹⁾Fixed Frequency Interleaving.

Paramètre	Description	Valeur
B_w	Largeur d'une sous-bande	528 MHz
N	Nombre de sous-porteuses par symbole (taille FFT)	128
N_D	Nombre de sous-porteuses de données	100
N_P	Nombre de sous-porteuses pilotes	12
N_G	Nombre de sous-porteuses de garde	10
N_Z	Nombre de sous-porteuses nulles	6
Δ_f	Espacement entre sous-porteuses	4.125 MHz
T_u	Durée utile du symbole	242.42 ns
T_{zps}	Durée du suffixe de type <i>zero-padding</i> ($= T_{zp} + T_w$)	70.08 ns
T_{zp}	Durée de l'intervalle de garde	60.61 ns
T_w	Durée allouée au saut de fréquence	9.47 ns
T_s	Durée totale du symbole OFDM	312.5 ns
D_s	Fréquence symbole	3.2 MHz

TAB. 2.1 – Caractéristiques d'un symbole MB-OFDM.

FIG. 2.8 – Exemple de codage temps-fréquence pour les systèmes MB-OFDM dans le groupe 1, $TFC = \{1, 2, 3, 1, 2, 3, \dots\}$.

Numéro du TFC	Type de TFC	Code TFC					
1	TFI	1	2	3	1	2	3
2	<i>(Time-Frequency Interleaving)</i>	1	3	2	1	3	2
3		1	1	2	2	3	3
4		1	1	3	3	2	2
5	FFI	1	1	1	1	1	1
6	<i>(Fixed Frequency Interleaving)</i>	2	2	2	2	2	2
7		3	3	3	3	3	3
8	TFI2	1	2	1	2	1	2
9	<i>(TFI sur 2 sous-bandes)</i>	1	3	1	3	1	3
10		2	3	1	3	2	3

TAB. 2.2 – Codes temps-fréquence (TFC) pour le groupe 1 pour les premières générations de systèmes MB-OFDM [22].

non plus sur une bande de 528 MHz mais sur une bande de 3×528 MHz. Ce gain de diversité sera observable sur les performances du système, notamment pour les modes mettant en œuvre un étalement dit temporel (cf. section 2.3.3.3).

Le TFC permet également la cohabitation entre plusieurs régions physiques appelées piconets ou *beacon region* dans un même environnement, on parle également de SOP⁽²⁰⁾. Un code de saut de fréquence différent est attribué à chaque piconet. Ainsi, à un instant donné, chaque piconet occupe une sous-bande différente. Cependant, chaque groupe ne comprend au maximum que trois sous-bandes limitant le nombre de piconets à seulement trois dans un environnement proche. Or, des scénarios dans lesquels quatre piconets doivent cohabiter ont été envisagés [53]. Le risque de perturbation inter-piconets sera présent dès l'apparition du quatrième piconet.

Enfin, grâce à l'utilisation du TFC, il est tout à fait possible d'augmenter la puissance d'émission maximale autorisée, laquelle est exprimée par les réglementations sous forme de DSP. En effet, chaque sous-bande de 528 MHz est active en moyenne un tiers du temps pour chaque piconet, il est donc possible de multiplier la puissance d'émission maximale par trois, soit une augmentation de 4.7 dB, tout en respectant le masque de DSP de -41.3 dBm/MHz [53].

2.3.3 Architecture de l'émetteur

Le tableau 2.3 présente les débits de la solution MB-OFDM tels que présentés dans la norme ECMA-368 [22]. Les débits 53.3, 106.7 et 200 Mbit/s sont ceux que

⁽²⁰⁾Simultaneously Operating Piconets.

Débit [Mbit/s]	Modulation	Rendement de codage	FDS	TDS	Bits codés par symbole N_{CBPS}	Bits utiles par bloc
53.3	QPSK	1/3	Oui	Oui	100	100
80	QPSK	1/2	Oui	Oui	100	150
106.7	QPSK	1/3	Non	Oui	200	200
160	QPSK	1/2	Non	Oui	200	300
200	QPSK	5/8	Non	Oui	200	375
320	QPSK	1/2	Non	Non	200	600
400	QPSK	5/8	Non	Non	200	750
480	QPSK	3/4	Non	Non	200	900

TAB. 2.3 – Débits de la solution MB-OFDM et nombre de bits par bloc [22].

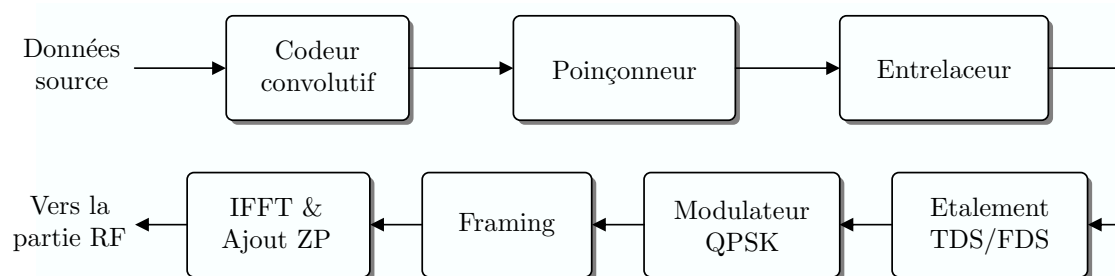


FIG. 2.9 – Schéma synoptique de l'émetteur MB-OFDM.

doivent obligatoirement supporter les systèmes. Ce tableau présente également, à titre d'information, le nombre de bits codés par symbole OFDM ainsi que le nombre de bits utiles transmis par bloc de 6 symboles OFDM. On notera que, pour les débits 53.3 et 80 Mbit/s, le nombre de bits codés par symbole N_{CBPS} est égal à 100. Cette différence avec les autres débits est due à l'application de l'étalement fréquentiel pour lequel une copie de ces bits codés sera également transmise au sein d'un même symbole OFDM.

A partir du schéma de l'émetteur MB-OFDM présenté à la figure 2.9, nous allons pouvoir, en détaillant les différents éléments qui le composent, voir comment ces débits sont obtenus.

2.3.3.1 Le codage de canal

Le système MB-OFDM utilise un code convolutif à 64 états de rendement $R = 1/3$ et dont les polynômes générateurs sont $g_0 = 133_8$, $g_1 = 165_8$ et $g_2 = 171_8$. Les ren-

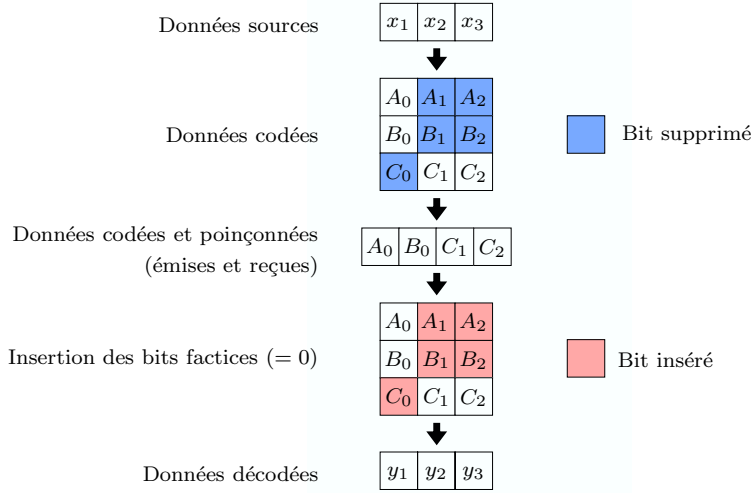


FIG. 2.10 – Exemple de poinçonnage à l’émission et d’insertion des bits factices à la réception pour $R = 3/4$.

dements supérieurs ($R = 1/2, 5/8$ et $3/4$)⁽²¹⁾, indispensables pour obtenir des débits plus élevés, sont obtenus à partir du codeur de base $R = 1/3$ par poinçonnage. Le poinçonnage consiste à supprimer (poinçonner) certains bits en sortie du codeur suivant une matrice appropriée de poinçonnage. En réception avant le décodage, des bits factices égaux à 0 sont insérés aux endroits où des bits ont été poinçonnés afin de rétablir le bon rendement de codage. La figure 2.10 présente un exemple de poinçonnage permettant d’obtenir le rendement $R = 3/4$ à partir du codeur de base $R = 1/3$.

2.3.3.2 L’entrelacement

L’entrelacement pour le système MB-OFDM se fait en trois étapes successives [22]. Un premier entrelacement au niveau symbole, dit entrelacement inter-symboles, permute les éléments binaires rassemblés par blocs de N_{CBP6S} bits correspondants à six symboles OFDM. Combiné avec le TFC, il permet au système d’exploiter la diversité au sein d’un groupe de sous-bandes. L’équation qui caractérise cet entrelacement est donnée par :

$$S(i) = U \left\{ \left\lfloor \frac{i}{N_{\text{CBPS}}} \right\rfloor + \frac{6}{N_{\text{TDS}}} \times \text{mod}(i, N_{\text{CBPS}}) \right\}, \quad (2.30)$$

où $U(i)$ et $S(i)$ représentent, respectivement, les séquences binaires d’entrée et de sortie de l’entrelaceur inter-symbole avec $i \in [0, 1, \dots, N_{\text{CBP6S}} - 1]$. $N_{\text{CBP6S}} = (6/N_{\text{TDS}})N_{\text{CBPS}}$ avec N_{CBPS} le nombre de bits codés par symbole OFDM et N_{TDS} le facteur d’éta-

⁽²¹⁾Ces rendements de codage sont ceux qui apparaissent dans la norme ECMA-368 [22]. Dans la proposition de norme soumise au groupe de travail IEEE 802.15.3a [55], un rendement de codage $R = 11/32$ était également utilisé.

Débit [Mbit/s]	TDS (N_{TDS})	Bits codés par symbole (N_{CBPS})	Entr. intra-symbole Taille des blocs ($N_{T_{int}}$)	Entr. à décalage cyclique (N_{cyc})
53.3	2	100	10	33
80	2	100	10	33
106.7	2	200	20	66
160	2	200	20	66
200	2	200	20	66
320	1	200	20	33
400	1	200	20	33
480	1	200	20	33

TAB. 2.4 – Paramètres des trois entrelaceurs en fonction des débits [22].

ment temporel (cf. section 2.3.3.3). Les valeurs de N_{CBPS} et de N_{TDS} sont données dans le tableau 2.4 en fonction des débits. La fonction $\lfloor \cdot \rfloor$ retourne le nombre entier de son argument et la fonction $\text{mod}(a, b)$ retourne le reste de la division de a par b .

Le second entrelacement, dit entrelacement intra-symbole, est effectué sur des blocs de N_{CBPS} bits. Au sein du symbole, l'entrelacement s'effectue sur un horizon de $N_{blocs} = 10$ sous-blocs de $N_{T_{int}}$ bits (Tab. 2.4). Le système exploite ainsi la diversité disponible sur la totalité d'une sous-bande. L'équation caractérisant cet entrelacement est donnée par :

$$T(i) = S \left\{ \left\lfloor \frac{i}{N_{T_{int}}} \right\rfloor + N_{blocs} \times \text{mod}(i, N_{T_{int}}) \right\}, \quad (2.31)$$

où $S(i)$ et $T(i)$ représentent, respectivement, les séquences binaires d'entrée et de sortie de l'entrelaceur intra-symbole avec $N_{T_{int}} = N_{CBPS}/10$, la taille des sous-blocs, et $i \in [0, 1, \dots, N_{CBPS} - 1]$.

Le troisième et dernier entrelacement est un entrelacement intra-symbole à décalage cyclique. Différents décalages cycliques au sein de chaque bloc de N_{CBPS} bits sont effectués sur une étendue de N_{CBP6S} bits :

$$V(i) = T \left\{ \left\lfloor \frac{i}{N_{CBPS}} \right\rfloor \times N_{CBPS} + \text{mod} \left(i + \left\lfloor \frac{i}{N_{CBPS}} \right\rfloor \times N_{cyc}, N_{CBPS} \right) \right\}, \quad (2.32)$$

où $T(i)$ et $V(i)$ représentent, respectivement, les séquences binaires d'entrée et de sortie de l'entrelaceur à décalage cyclique avec $i \in [0, 1, \dots, N_{CBP6S} - 1]$. Comme le montre cette dernière équation, le nombre de bits décalés tous les N_{CBPS} bits est fonction de N_{cyc} dont la taille est donnée dans le tableau 2.4 en fonction du débit.

2.3.3.3 L'étalement fréquentiel et temporel

Deux techniques d'étalement⁽²²⁾ sont mises en œuvres dans le but d'exploiter au mieux la diversité fréquentielle et temporelle du canal de transmission.

L'étalement fréquentiel ou FDS

Pour les modes correspondant aux débits 53.5 et 80 Mbit/s, chaque symbole complexe ainsi que son conjugué symétrique sont transmis au sein du même symbole OFDM respectivement par une sous-porteuse et la sous-porteuse « miroir ». On parle alors d'étalement fréquentiel (FDS⁽²³⁾). Cette opération d'étalement est présentée par l'équation suivante :

$$\begin{cases} c_{k,i} = d_{k+50 \times i} & k \in [0, 1, \dots, 49] \\ c_{(k+50),i} = d_{(49-k)+50 \times i}^* & i \in [0, 1, \dots, N_s - 1], \end{cases} \quad (2.33)$$

où N_s est le nombre de symboles OFDM par trame et, $d_{k,i}$ et $c_{k,i}$ sont respectivement les symboles complexes avant et après l'étalement. Chaque symbole OFDM transmet ainsi deux fois la même information comme l'illustre la figure 2.11(a). Le FDS permet au système de bénéficier en réception de la diversité en fréquence disponible au sein de chaque sous-bande de 528 MHz au prix d'une division par deux du débit.

L'étalement temporel ou TDS

Pour les modes correspondants aux débits compris entre 53.3 et 200 Mbit/s, un étalement temporel (TDS⁽²⁴⁾) est appliqué. Il consiste à transmettre la même information deux fois de suite sur deux symboles OFDM consécutifs (Fig. 2.11(b)). Le TDS permet au système de bénéficier de la diversité en fréquence du canal de transmission disponible au sein de deux sous-bandes de 528 MHz au prix une fois encore d'une division par deux du débit.

L'opération d'étalement temporel est effectuée dans le domaine fréquentiel (Fig. 2.9). La recopie du premier symbole OFDM dans le second se fait différemment selon que le FDS est appliqué conjointement ou pas :

$$S_{\text{TDS}}(k) = \begin{cases} [\Im\{S_i(N_{\text{CBPS}} - 1 - k)\} + j\Re\{S_i(N_{\text{CBPS}} - 1 - k)\}] & \text{sans FDS} \\ S_i(k) & \text{avec FDS,} \end{cases} \quad (2.34)$$

avec $k \in [0, \dots, N_{\text{CBPS}} - 1]$. Dans le cas où le FDS n'est pas appliqué, l'opération consiste simplement à inverser l'ordre des N_{CBPS} bits codés et entrelacés des symboles dupliqués. La combinaison du TDS avec les TFC du type TFI ou TFI2 (Tab. 2.2) permettra au système d'accroître l'exploitation de la diversité.

⁽²²⁾Le terme d'étalement ou *spreading* tel que défini dans la norme ne correspond en fait qu'à une simple répétition de certains symboles.

⁽²³⁾Frequency-Domain Spreading.

⁽²⁴⁾Time-Domain Spreading.

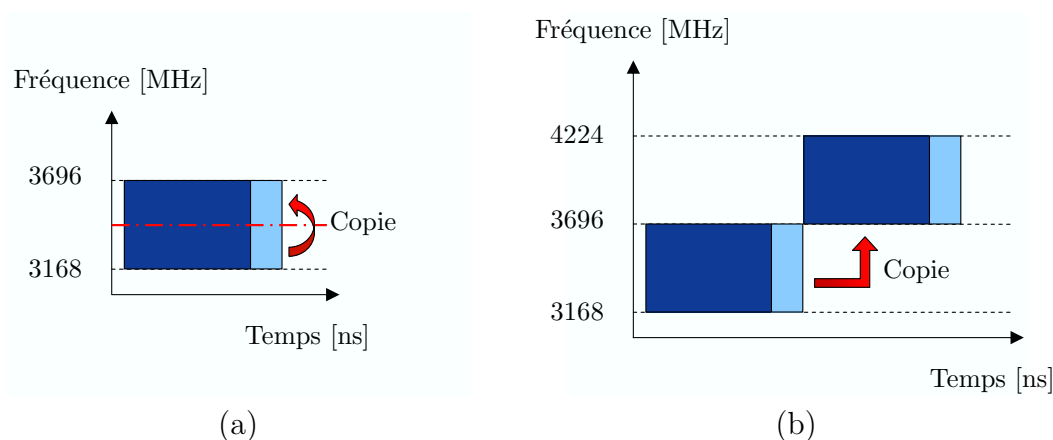


FIG. 2.11 – Illustration de l'étalement fréquentiel FDS (a) et de l'étalement temporel TDS (b).

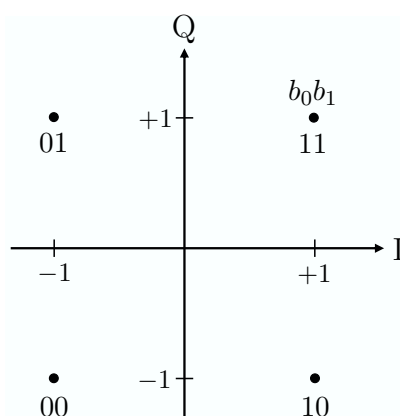


FIG. 2.12 – Constellation QPSK pour le système MB-OFDM.

2.3.3.4 Le codage binaire-à-symbole ou *mapping*

Après les opérations de codage et d'entrelacement, on associe aux données binaires des symboles de constellation par l'opération de codage binaire à symbole (CBS) généralement appelée *mapping*. Le système MB-OFDM utilise une modulation de phase à quatre états ou QPSK⁽²⁵⁾. Les bits codés et entrelacés sont divisés par groupe de deux, chaque groupe étant ensuite affecté à un des symboles complexes de la modulation QPSK suivant un codage de Gray (Fig. 2.12).

Afin d'accroître l'exploitation de la diversité pour les modes hauts débits (320, 400 et 480 Mbit/s) n'utilisant pas d'étalement (cf. tab. 2.3), un *mapping* dit DCM⁽²⁶⁾ a

⁽²⁵⁾Quadrature Phase Shift Keying.

⁽²⁶⁾Dual Carrier Modulation.

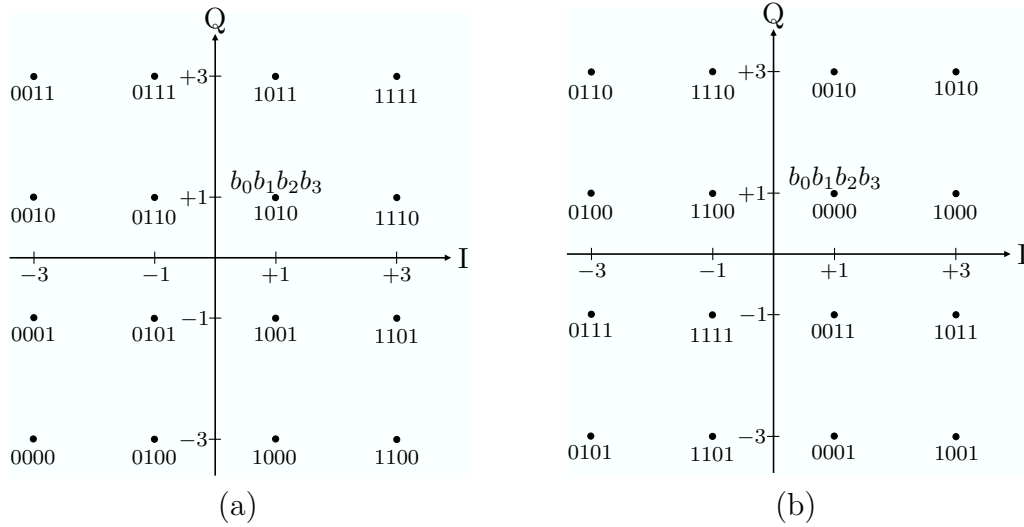


FIG. 2.13 – Constellations 16-QAM de la modulation DCM pour les débits 320, 400 et 480 Mbit/s du système MB-OFDM.

été proposé par Batra [56] et adopté par l'ECMA en remplacement de la constellation QPSK. Le *mapping* DCM consiste à transmettre le flux binaire codé et entrelacé à l'aide de deux constellations 16-QAM⁽²⁷⁾ présentées à la figure 2.13. Chacun des deux flux obtenus est transmis, respectivement, par la première moitié et la seconde moitié des sous-porteuses du symbole OFDM. Cette transmission sur des sous-porteuses non-adjacentes permet d'accroître la robustesse de ces modes hauts débits vis-à-vis des effets de fading du canal de transmission

Du fait de l'arrivée tardive de la modulation DCM dans la norme MB-OFDM par rapport à l'avancement de notre étude, nous ne l'avons pas utilisée dans la suite des travaux présentés dans ce document.

2.3.3.5 Insertion des porteuses pilote et de garde ou *framing*

Avant la IFFT de modulation, des symboles complexes connus de l'émetteur et du récepteur sont insérés parmi les données utiles dans chaque symbole OFDM. Ils sont appelés symboles pilotes et servent à la phase d'estimation du canal en réception. Au nombre de $N_P = 12$ pour le système MB-OFDM, ils sont émis sur des sous-porteuses pilotes réparties au sein de chaque symbole OFDM suivant le schéma présenté à la figure 2.14. Cette méthode d'estimation généralement utilisée est intéressante pour sa simplicité de mise en œuvre à l'émission et à la réception, son inconvénient majeur étant la perte d'efficacité spectrale qu'elle entraîne [57].

De plus, chaque symbole OFDM comprend $N_G = 10$ sous-porteuses dites de garde. Elles sont divisées en deux groupes de cinq sous-porteuses et placées aux deux extrémi-

⁽²⁷⁾Quadrature Amplitude Modulation.

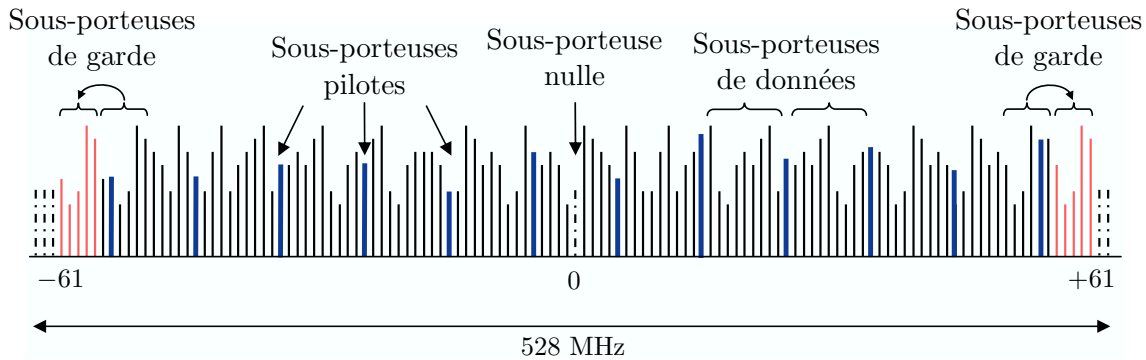


FIG. 2.14 – Insertion des sous-porteuses pilotes, de gardes et nulles.

tés du symbole OFDM. Les symboles complexes émis sur ces sous-porteuses de garde sont les copies des cinq premiers et des cinq derniers symboles complexes utiles à transmettre (voir la figure 2.14). D'après l'Alliance WiMedia et la norme ECMA-368, ces sous-porteuses peuvent être utilisées pour relâcher les contraintes sur les filtres analogiques à l'émission et à la réception ou encore pour réduire le PAPR en ajustant leur puissance [58]. Elles peuvent permettre également d'améliorer les performances du récepteur en considérant ces sous-porteuses de gardes comme une autre forme de diversité exploitable. Leur utilisation, laissée libre aux utilisateurs, est une flexibilité de la norme. Notons que lors des débats autour de la norme IEEE 802.15.3a, ces sous-porteuses ont été qualifiées de factices. Elles ont en effet été perçues comme un moyen de répondre aux exigences de la réglementation en terme d'occupation spectrale minimale afin de pouvoir qualifier les signaux MB-OFDM comme UWB [34].

Enfin, chaque symbole OFDM contient six sous-porteuses nulles dont la sous-porteuse correspondant à la fréquence nulle (DC). Cette dernière a été volontairement « éteinte » afin d'éviter les problèmes d'offset au niveau des convertisseurs numérique/analogique (CNA) et analogique/numérique (CAN). Les cinq autres sous-porteuses sont placées aux deux extrémités du symbole aux positions -64 à -62 et 62 à 63 comme le montre la figure 2.14. Elles permettent de limiter l'occupation spectrale en réduisant l'énergie en dehors de la bande du signal.

2.3.4 Architecture du récepteur

La réception des signaux MB-OFDM s'effectue à partir du récepteur représenté schématiquement à la figure 2.15. Nous allons focaliser notre description sur les blocs d'égalisation, de calcul des valeurs de confiance et de désétalement fréquentiel et temporel, au sens de la norme.

2.3.4.1 L'égalisation

L'égalisation permet de corriger les distorsions apportées par le canal. Dans le cas des modulations multiporteuses comme le montre l'équation (2.21) ces distorsions

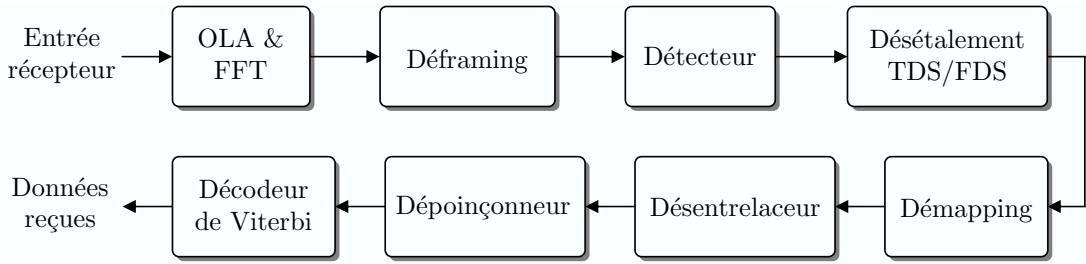


FIG. 2.15 – Schéma synoptique bloc du récepteur MB-OFDM.

peuvent être simplement compensées en multipliant chaque symbole $y_k(i)$ reçu sur chaque sous-porteuse k par un coefficient $g_k(i)$ approprié. Une matrice d'égalisation $\mathbf{G}(i)$ est appliquée sur le signal fréquentiel reçu :

$$\hat{\mathbf{y}}_N(i) = \mathbf{G}(i)\mathbf{y}_N(i), \quad (2.35)$$

avec $\mathbf{G}(i) = \mathbf{D}_N(g_k(i))$. Les coefficients complexes $g_k(i)$ sont dérivés de critères de réception définis. Parmi ces critères, celui du forçage à zéro (ZF⁽²⁸⁾) ou celui du minimum d'erreur quadratique moyenne (MMSE⁽²⁹⁾) sont habituellement retenus pour le calcul de $\mathbf{G}(i)$.

Le critère ZF La technique ZF consiste à multiplier chaque sous-porteuse k du signal par l'inverse de la réponse en fréquence du canal à la fréquence correspondante. Ainsi la matrice d'égalisation est égale à :

$$\mathbf{G}_{zf}(i) = \mathbf{D}_N^\dagger(\mathbf{h}_N), \quad (2.36)$$

où l'opérateur $(.)^\dagger$ désigne la matrice pseudo-inverse de Moore-Penrose définie, dans le cas d'une matrice quelconque M , par $M^\dagger = (M^H M)^{-1} M^H$. $\mathbf{G}_{zf}(i)$ étant donc une matrice diagonale, un terme d'égalisation est obtenu indépendamment pour chaque sous-porteuse k :

$$\hat{y}_{zf,k}(i) = \frac{1}{h_k(i)} y_k(i). \quad (2.37)$$

L'inconvénient majeur de cette technique apparaît lorsque le canal possède un ou plusieurs évanouissements profonds, c'est-à-dire lorsque la réponse en fréquence du canal est proche de 0. Dans ce cas, $g_k(i)$ tend vers l'infini amplifiant très fortement la puissance du bruit à cette fréquence.

⁽²⁸⁾Zero Forcing.

⁽²⁹⁾Minimum Mean Square Error.

Le critère MMSE L'objectif de la technique MMSE, comme son nom l'indique, est de minimiser la valeur de l'erreur quadratique moyenne entre le signal transmis $\mathbf{x}_N(i)$ et le signal en sortie de l'égalisateur $\hat{\mathbf{y}}_N(i)$. Le bruit est ainsi pris en compte dans le critère. La minimisation de l'erreur $\mathcal{E} [|\mathbf{x}_N(i) - \mathbf{G}(i)\mathbf{y}_N(i)|^2]$ conduit à la matrice d'égalisation suivante :

$$\mathbf{G}_{\text{mmse}}(i) = \mathbf{D}_N^{\mathcal{H}}(\mathbf{h}_N) \left(\mathbf{D}_N^{\mathcal{H}}(\mathbf{h}_N)\mathbf{D}_N(\mathbf{h}_N) + \frac{1}{\text{SNR}_N}\mathbf{I}_N \right)^{-1}, \quad (2.38)$$

où $\text{SNR}_N = [\gamma_0, \dots, \gamma_{k-1}]^T$ est le rapport signal à bruit et γ_k est le rapport signal à bruit moyen par sous-porteuse. A partir de cette expression, l'expression du signal égalisé est donnée par :

$$\hat{y}_{\text{mmse},k}(i) = \frac{h_k^*(i)}{|h_k(i)|^2 + \frac{1}{\gamma_k}} y_k(i), \quad (2.39)$$

L'avantage de l'égalisateur MMSE par rapport à l'égalisateur ZF est que lorsque $|h_k|^2 \simeq 0$, $g_k \simeq h_k^* \gamma_k$ et ne tend plus vers l'infini. L'égalisateur doit cependant connaître le rapport signal à bruit γ_k pour chaque sous-porteuse k .

2.3.4.2 Calcul des valeurs de confiance

Comme nous l'avons vu dans la section 2.2.6, le codage de canal associé à un entrelaceur permet au système grâce au décodeur de Viterbi d'exploiter la diversité du canal et ainsi d'accroître la robustesse du signal. Afin d'améliorer le pouvoir correcteur d'erreur du décodeur, il est nécessaire de lui transmettre des valeurs de confiance associées à chaque donnée codée. Ces valeurs sont généralement appelées rapport logarithmique de vraisemblance (LLR⁽³⁰⁾).

On considère la transmission d'un symbole d'information x_k sur la sous-porteuse k d'un symbole OFDM. D'après l'équation (2.23), on peut écrire l'expression du signal reçu :

$$y_k = h_k x_k + n_k, \quad \forall k \in [0, \dots, N_D]. \quad (2.40)$$

Le symbole x_k est un symbole modulé issu d'une constellation à 2^m états, il contient donc une séquence de données binaires $[x_k^1, \dots, x_k^v, \dots, x_k^m]$. L'expression du symbole reçu sera alors $[y_k^1, \dots, y_k^v, \dots, y_k^m]$. Le décodage respecte la règle du maximum de vraisemblance ce qui nécessite le calcul du rapport des fonctions de densités de probabilité de la réception de y_k^v sachant que l'on a transmis $x_k^v = -1$ ou $x_k^v = +1$. Ce rapport \mathcal{L}_k^v représente le LLR défini par :

$$\mathcal{L}_k^v = \ln \left(\frac{p(y_k^v | x_k^v = +1)}{p(y_k^v | x_k^v = -1)} \right), \quad (2.41)$$

⁽³⁰⁾Log Likelihood Ratio.

et est défini sur \mathbb{R} . Le signe de \mathcal{L}_k^v donne la décision dure estimée et son amplitude en donne la fiabilité.

Dans le cas d'un canal à évanouissement et à bruit blanc additif gaussien, la fonction de densité de probabilité $p(y_k^v|x_k^v)$ est définie par :

$$p(y_k^v|x_k^v) = \frac{1}{\sqrt{\sigma^2\pi}} \exp\left(-\frac{1}{\sigma^2}(y_k^v - |h_k|x_k^v)^2\right). \quad (2.42)$$

En remplaçant $p(y_k^v|x_k^v)$ de l'équation (2.41) par son expression (2.42), on obtient l'expression du LLR pour les données transmises en OFDM :

$$\begin{aligned} \mathcal{L}_k^v &= \ln\left(\frac{\exp\left(-\frac{1}{\sigma^2}(y_k^v - |h_k|x_k^v)^2\right)}{\exp\left(-\frac{1}{\sigma^2}(y_k^v + |h_k|x_k^v)^2\right)}\right) \\ &= \frac{4|h_k|}{\sigma^2} y_k^v. \end{aligned} \quad (2.43)$$

La valeur de confiance est donc égale à $\frac{4|h_k|}{\sigma^2}$, et est identique pour toutes les données binaires x_k^v transmises au sein du même symbole x_k . L'expression (2.43) équivaut à pondérer chaque métrique de branche relative à l'information véhiculée par la porteuse k , x_k , par l'atténuation du canal $|h_k|$ dont le symbole x_k a été affecté. En d'autres termes, on associe une métrique de faible fiabilité lorsque le signal a subi une forte atténuation et inversement.

2.3.4.3 Le désétalement temporel et fréquentiel

La réception des signaux pour les modes utilisant les techniques d'étalement FDS et/ou TDS nécessite d'avoir recours à une recombinaison des signaux répétés. Cette opération se déroule après les opérations d'égalisation et de calcul des LLR. Elle consiste alors simplement à sommer les signaux répétés. Nous obtenons ainsi l'expression suivante du signal après la recombinaison :

$$z_k = \mathcal{L}_k^v + \mathcal{L}_k^{v'}. \quad (2.44)$$

Dans le cas de l'utilisation de la technique de détection ZF, l'expression peut se simplifier à partir des équations (2.37) et (2.43) :

$$z_k = \frac{4}{\sigma^2} (|h_k|x_k + |h'_k|x_k + n_k). \quad (2.45)$$

où n_k représente la somme des termes de bruit des deux symboles.

2.4 Evaluation des performances du système

2.4.1 Paramètres de simulations

Les performances du système MB-OFDM ont été évaluées par simulations de la chaîne de transmission sur les quatre *channel models* (CM) définis par l'IEEE 802.15.3a. Les résultats, exprimés sous forme de taux d'erreur binaire (TEB), ont été moyennés sur 100 tirages de canaux indépendants pour chaque CM. Une nouvelle réalisation de canal, choisie parmi les 100, a été utilisée pour chaque nouvelle trame de symboles OFDM transmise, les conditions d'arrêt étant quant à elles testées toutes les 100 trames reçues, c'est-à-dire une fois l'ensemble des réalisations du canal testées. Les TFC appliqués sont ceux du groupe 1 (Fig. 2.7). Le système fonctionne donc dans le cas de la réglementation américaine fixée par la FCC. Les résultats des simulations sont présentés en fonction du rapport E_b/N_0 qui est le rapport entre l'énergie par bit utile et la densité spectrale monolatérale du bruit.

La technique d'égalisation ZF est utilisée en réception. Elle est mise en œuvre à partir des coefficients obtenus grâce à une estimation parfaite du canal de transmission.

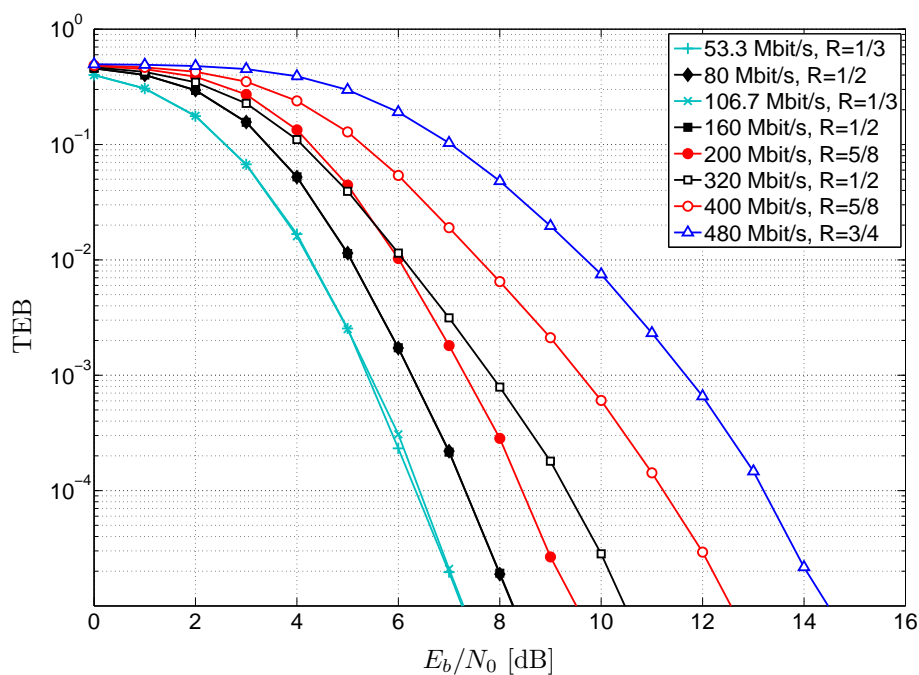
2.4.2 Résultats de simulations

Sans saut de fréquence (TFC n° 5)

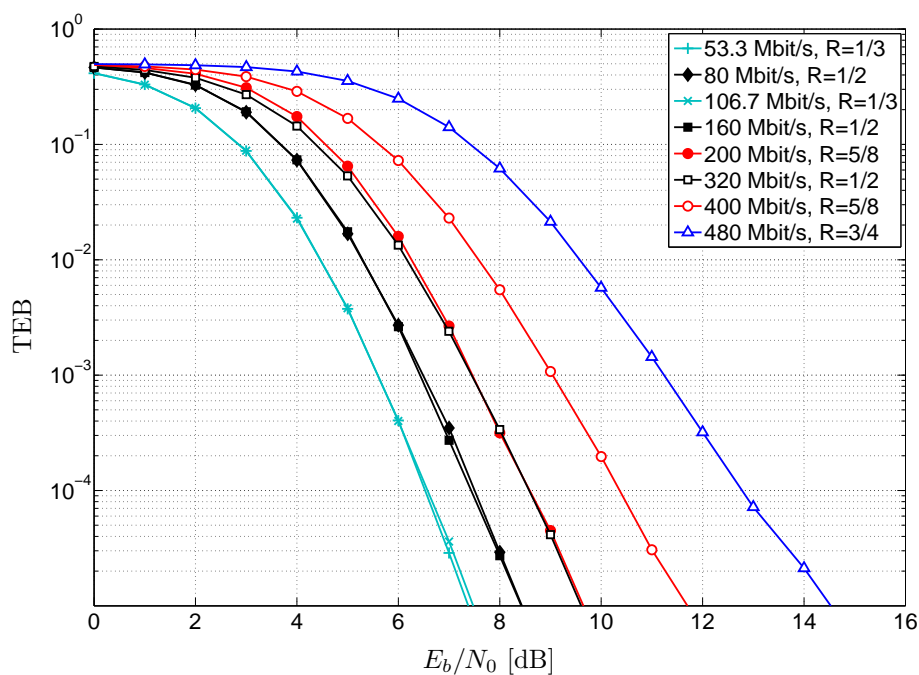
Dans un premier temps, nous allons nous intéresser aux performances du système MB-OFDM dans le cas particulier où chaque symbole OFDM est émis sur une même sous-bande, le TFC utilisé étant le numéro 5 (FFI⁽³¹⁾) du tableau 2.2. La figure 2.16 présente les courbes de taux d'erreur binaire (TEB) obtenues sur les canaux IEEE 802.15.3a CM1 et CM2 modélisant tous deux une distance émetteur/récepteur comprise entre 0 et 4 mètres, leur principale différence étant l'absence de visibilité entre les antennes d'émission et de réception pour le canal CM2 (situation NLOS).

Intéressons nous tout d'abord aux modes utilisant l'étalement temporel (TDS) correspondant aux débits 160 et 200 Mbit/s. On constate que la répétition des symboles OFDM obtenus par l'inversion de l'ordre des bits au sein du symbole répété permet d'améliorer les performances, même sans saut de fréquence, par rapport aux modes sans TDS de débits 320 et 400 Mbit/s utilisant les mêmes rendements de codage. Cependant cette amélioration des performances est obtenue au prix d'une diminution d'un rapport deux des débits utiles transmis. Les modes utilisant conjointement l'étalement fréquentiel (FDS) et le TDS correspondant aux débits 53.3 et 80 Mbit/s n'offrent pas de meilleures performances que les modes correspondant aux débits 106.7 et 160 Mbit/s qui n'exploitent que l'étalement temporel TDS. En effet, le TDS est appliqué différemment pour les deux modes à 53.3 et 80 Mbit/s car il consiste à simplement transmettre deux fois de suite le même symbole OFDM mais ici sans modifier la structure dudit symbole. L'utilisation du TDS n'apporte ainsi aucun gain, une même

⁽³¹⁾Fixed Frequency Interleaving.



(a) Canal CM1



(b) Canal CM2

FIG. 2.16 – Courbes de performances présentant le taux d'erreur binaire (TEB) du système MB-OFDM en fonction du rapport E_b/N_0 sur les canaux CM1 (LOS) et CM2 (NLOS) pour l'ensemble des débits présentés dans le tableau 2.3 dans le cas de l'utilisation du TFC n° 5 du tableau 2.2 (sans saut de fréquence).

réalisation de canal étant ici utilisée tout le long de la trame car il n'y a pas de saut de fréquence. La répétition au sein d'un même symbole de l'information par l'utilisation du FDS permet en revanche au système de bénéficier de la diversité présente au sein d'une sous-bande $B_w = 528$ MHz.

Comparons à présent ces courbes de performances en fonction du canal. On constate que les courbes de TEB obtenues sur le canal CM2 pour les débits 320, 400 et 480 Mbit/s présentent un gain par rapport au canal CM1. En effet, le canal CM2 présente une densité accrue de trajets du fait de sa configuration NLOS par rapport au canal CM1 (Fig. 1.10). Le canal CM2 offrira ainsi au système MB-OFDM plus de diversité. Le gain qui en résulte en terme de performances est visible sur les résultats de la figure 2.16(b) notamment pour les débits supérieurs à 200 Mbit/s. On n'observe cependant pas d'amélioration pour les débits inférieurs à 200 Mbit/s, voire même une légère détérioration des performances.

Avec saut de fréquence (TFC n° 1)

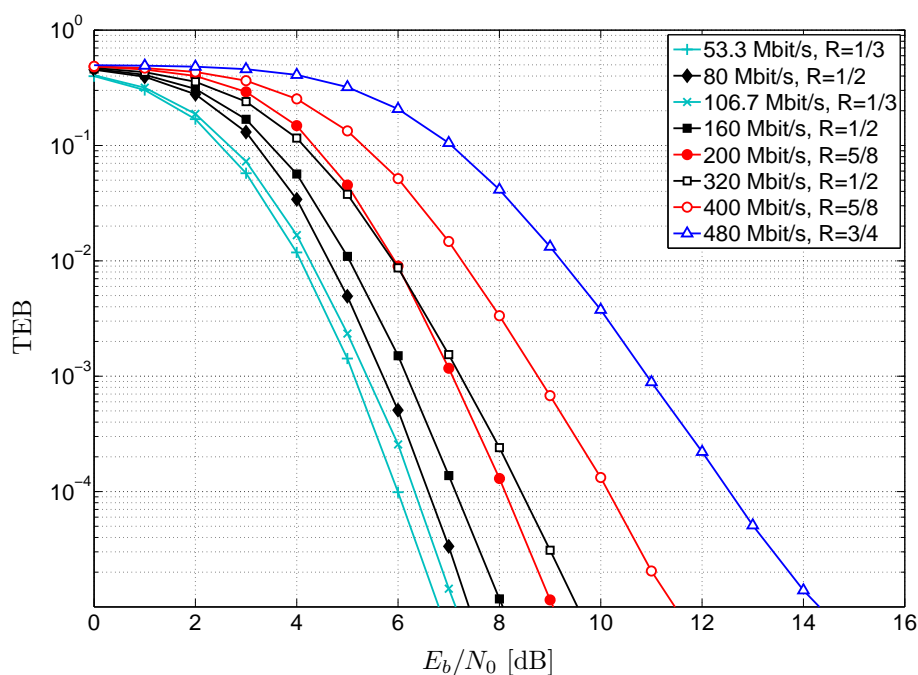
La figure 2.17 présente les performances du système MB-OFDM également sur les canaux CM1 et CM2 mais utilisant cette fois-ci un TFC de type TFI⁽³²⁾. Les symboles OFDM consécutifs sont désormais émis sur des sous-bandes différentes. Le TFC numéro 1 a été utilisé pour ces simulations (Tab. 2.2), il réalise le saut sur les trois sous-bandes du groupe 1 (Fig. 2.7). Afin de comparer les deux TFC sur le canal CM1, nous avons reporté sur le figure 2.18 les courbes de TEB obtenues aux figures 2.16 et 2.17 pour les débits 53.3, 160 et 400 Mbit/s. Ces débits caractérisant respectivement les trois modes FDS + TDS, TDS et sans aucune technique d'étalement.

La comparaison de ces trois modes permet d'avancer les commentaires suivants :

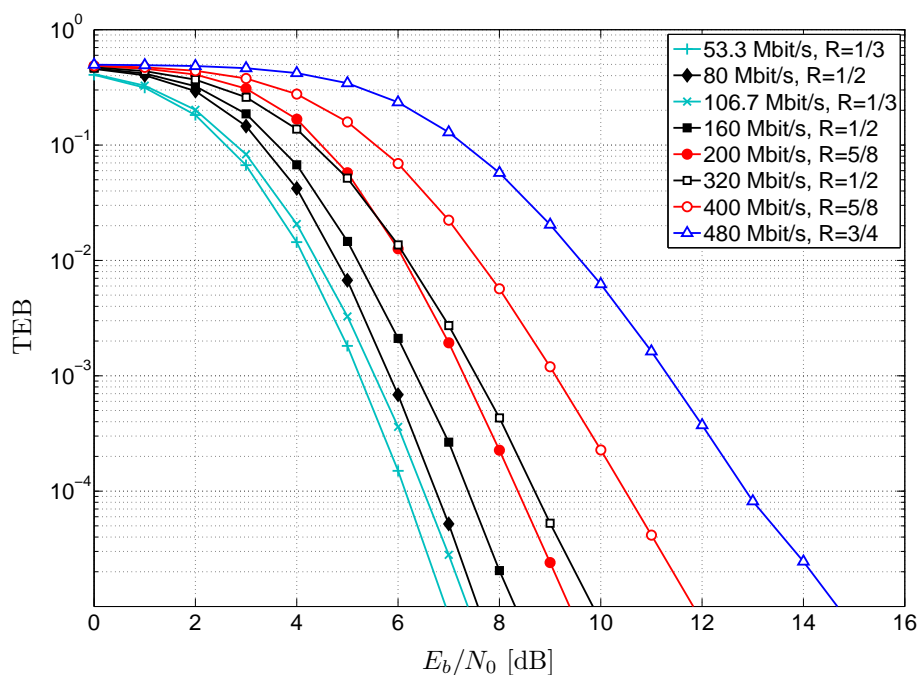
- Pour les modes sans TDS ni le FDS (400 Mbit/s), le codage de canal combiné à l'entrelacement permet d'exploiter la diversité du canal liée à trois sous-bandes de 528 MHz et donc d'accroître les performances lorsqu'on réalise le saut ;
- Pour les modes TDS simple (160 Mbit/s), il n'y a pas de différence entre les deux cas, l'utilisation du TDS n'apporte pas d'avantage de gain lorsque le saut est mis en œuvre. En effet, pour ce mode, l'inversion de l'ordre des bits au sein du symbole répété permet d'exploiter la diversité sans saut, lequel lorsqu'il est mis en œuvre n'apporte pas plus de gain ;
- Pour les modes FDS + TDS (53.3 Mbit/s), le FDS permet d'exploiter la diversité au sein d'une sous-bande et le TDS, qui consiste en une simple recopie du symbole OFDM, combiné au saut permet là encore de tirer parti de la diversité.

La figure 2.19 présente les performances du système MB-OFDM sur les canaux CM3 et CM4 en mettant en œuvre le saut de fréquence (TFC n° 1). On constate que les performances du système se dégradent sur ces canaux par rapport aux canaux CM1 et CM2. En effet, dans ce cas, la distance émetteur/récepteur est plus importante

⁽³²⁾Time-Frequency Interleaving.



(a) Canal CM1



(b) Canal CM2

FIG. 2.17 – Courbes de performances présentant le TEB du système MB-OFDM en fonction du rapport E_b/N_0 sur les canaux CM1 (LOS) et CM2 (NLOS) pour l'ensemble des débits présentés dans le tableau 2.3 dans le cas de l'utilisation du TFC n° 1 du tableau 2.2 (avec saut de fréquence).

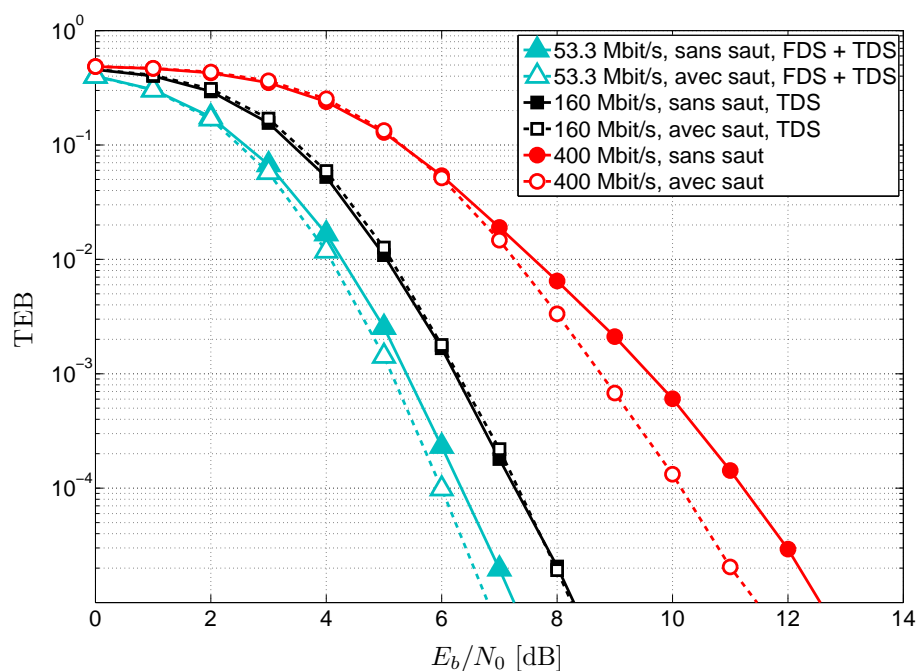


FIG. 2.18 – Comparaison des courbes de TEB du système MB-OFDM en fonction du rapport E_b/N_0 mettant en œuvre les TFC n° 1 et n° 5 sur le canal CM1.

entraînant ainsi une plus forte atténuation des signaux transmis et un étalement plus important des retards. Or, dans ces conditions, l'étalement des retards devenant plus important que la durée de l'intervalle de garde, l'orthogonalité ne peut donc pas être correctement restaurée en réception par l'OLA. Ce phénomène s'observe par l'apparition d'un taux d'erreur plancher visible sur les courbes de performances de la figure 2.19 essentiellement pour les débits 320, 400 et 480 Mbit/s. Cette dégradation est moins visible pour les modes correspondant aux débits inférieurs qui sont rendus plus robustes aux effets du dépassement de l'intervalle de garde par l'utilisation de l'étalement FDS et/ou TDS.

Pour s'en convaincre, la figure 2.20 présente des courbes de TEB pour différentes longueurs de l'intervalle de garde supérieures à $T_{zp} = 60.61$ ns, T_w restant inchangée. Ces courbes ont été obtenues avec un rendement de codage $R = 3/4$ sur le canal CM4. La figure présente également l'effet de l'augmentation de T_{zp} pour les mode $R = 5/8$, $N_{TDS} = 2$. On constate effectivement une amélioration des performances du système lorsque la durée de l'intervalle de garde croît au détriment bien entendu du débit de transmission qui est d'autant plus réduit que T_{zp} est augmentée.

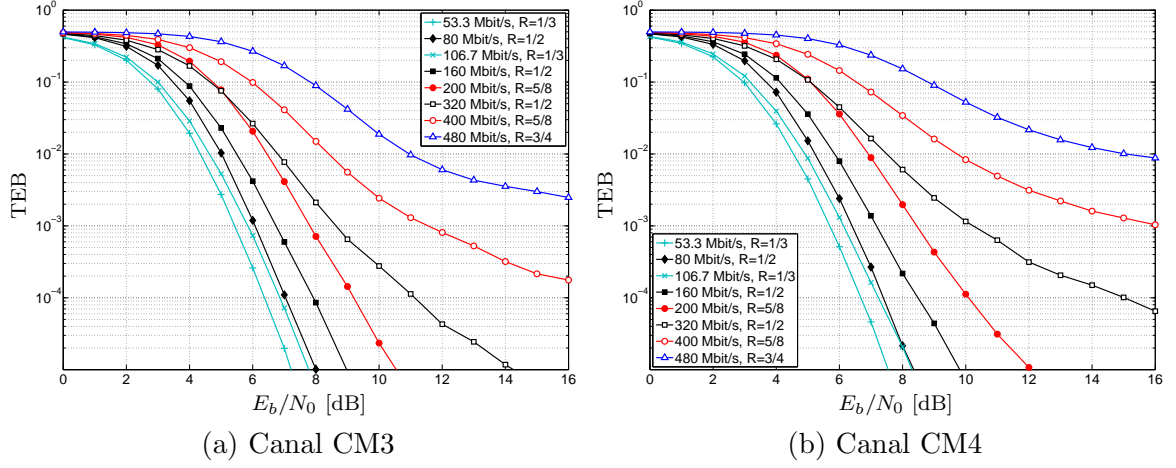


FIG. 2.19 – Courbes de performances présentant le TEB du système MB-OFDM en fonction du rapport E_b/N_0 sur les canaux NLOS CM3 et CM4 pour l'ensemble des débits présentés dans le tableau 2.3 dans le cas de l'utilisation du TFC n° 1 du tableau 2.2 (avec saut de fréquence).

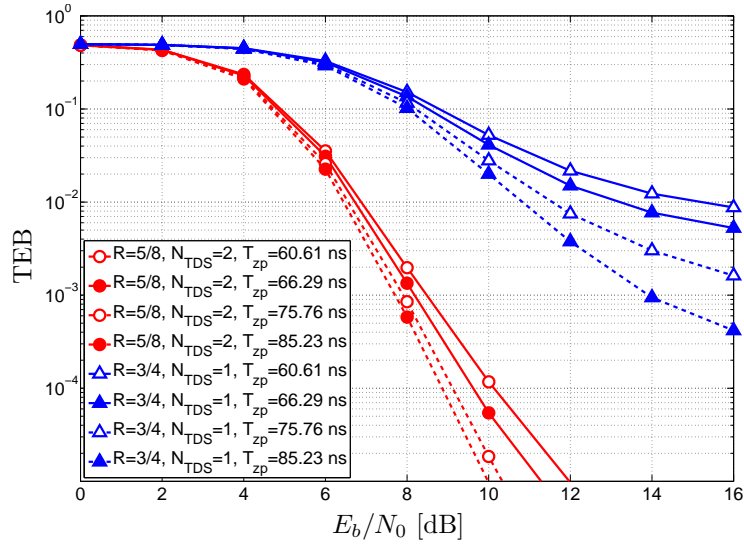


FIG. 2.20 – Courbes de performances présentant le TEB du système MB-OFDM en fonction du rapport E_b/N_0 sur le canal CM4 (NLOS) pour des durées de l'intervalle de garde T_{zp} croissantes dans le cas de l'utilisation du TFC n° 1 du tableau 2.2.

2.5 Analyse critique du système MB-OFDM

2.5.1 Points forts

La technique multibande OFDM associée à une modulation codée à bits entrelacés (BICM) répond aux attentes des systèmes UWB, à savoir un signal robuste aux effets du canal tel que la sélectivité. Il permet en outre de lutter contre l'interférence inter-symbole introduite par l'étalement des retards du canal grâce à l'utilisation d'un intervalle de garde de type *zero-padding* sous réserve que celui-ci soit correctement dimensionné.

La maîtrise des techniques OFDM rend la mise en œuvre de la solution MB-OFDM relativement simple et peu coûteuse. Le point critique pour l'application de l'OFDM à l'UWB est la conversion analogique-numérique qui représente un coût important sur de larges bandes de fréquences. La limitation de l'occupation spectrale des symboles MB-OFDM à 528 MHz rend la conversion tout à fait possible avec des composants relativement bas coûts.

Enfin la mise en œuvre du TFC permet à chaque utilisateur de bénéficier de la diversité en fréquence équivalente à trois sous-bandes. Une sous-bande n'étant occupée par un utilisateur donné en moyenne qu'un tiers du temps, la puissance à l'émission peut être augmentée tout en respectant la DSP moyenne maximale imposée par les organismes de réglementation.

2.5.2 Points faibles

L'inconvénient majeur de la solution MB-OFDM pour des applications UWB *in-door* WPAN est le nombre limité de piconets qui vont pouvoir cohabiter dans un environnement proche. A la vue du découpage du spectre proposé par l'Alliance Wi-Media (Fig. 2.7), il apparaît que le nombre maximal de piconets est limité à trois par groupe de sous-bandes alors que des scénarios permettant la cohabitation entre au moins quatre piconets sont envisagés. Ainsi, à partir de quatre piconets dans un même environnement, deux seront amenés à utiliser la même sous-bande conduisant inévitablement à de l'interférence inter-piconets. Dans [53] il est prévu un taux de collision acceptable entre deux TFC de 1/3 en s'assurant que la distribution des collisions soit correctement répartie entre les différents TFC par l'utilisation des TFC 1 à 4 du tableau 2.2.

Pour palier à cette limitation de la solution MB-OFDM, nous proposons dans le chapitre 3 l'ajout d'une composante d'étalement de type CDMA⁽³³⁾ favorisant la cohabitation en discriminant les piconets par leurs séquences d'étalement qui leur sont propres. De plus comme nous le verrons, l'étalement va permettre l'ajout d'un degré de robustesse supplémentaire au signal MB-OFDM.

⁽³³⁾Code Division Multiple Access.

Enfin, le dimensionnement de l'intervalle de garde n'est pas adapté aux canaux présentant un étalement trop important des retards comme c'est le cas pour les canaux NLOS CM3 et CM4 pour lesquels la distance entre l'émetteur et le récepteur est supérieure à 4 mètres. Cette dégradation affecte principalement les modes correspondants aux débits les plus élevés (320, 400 et 480 Mbit/s), c'est-à-dire les modes n'utilisant pas d'étalement.

2.6 Conclusion

Dans ce second chapitre, nous avons présenté dans un premier temps la modulation multiporteuse OFDM afin de comprendre son principe et ses atouts pour les systèmes de communication UWB. Elle est en effet une bonne candidate grâce notamment à sa maturité et surtout à ses avantages en terme de robustesse sur des canaux multi-trajets et sélectifs en fréquence tels que le sont les canaux UWB.

Nous avons ensuite présenté les paramètres de la solution MB-OFDM tels qu'ils sont décrits dans la norme ECMA-368. La principale différence avec un système OFDM classique est l'utilisation des codes temps-fréquence (TFC) TFI et TFI2 qui permettent d'une part d'exploiter la diversité disponible sur une bande de fréquences deux à trois fois plus large mais également de limiter les effets des interférences d'accès multiple en offrant la possibilité à plusieurs piconets de cohabiter dans un environnement proche.

Les simulations de la chaîne MB-OFDM nous ont confirmé la bonne capacité du système à exploiter la diversité du canal de transmission ainsi que l'intérêt de l'utilisation du TFC pour accroître cette diversité. Une dégradation des performances a cependant été constatée pour les hauts débits de la solution MB-OFDM sur les canaux pour lesquels l'étalement des retards devient trop important par rapport à la durée de l'intervalle de garde.

La gestion multi-piconet apparaît cependant comme la principale limitation du système MB-OFDM. En effet, le nombre de piconets pouvant cohabiter dans un environnement proche est limité à trois pour chaque groupe de sous-bandes. Au delà de trois piconets, de l'interférence inter-piconets apparaît. Nous allons ainsi proposer dans le chapitre suivant une solution permettant de conserver les avantages du système MB-OFDM tout en offrant la possibilité au système d'augmenter le nombre de piconets pouvant cohabiter par l'utilisation de codes CDMA.

Chapitre 3

Le précodage linéaire pour l'UWB multibande

Sommaire

3.1	Introduction	78
3.2	La combinaison des techniques OFDM et CDMA pour l'UWB	78
3.2.1	Les modulations multiporteuses à spectre étalé	78
3.2.2	Le choix du LP-OFDM	85
3.2.3	Intérêts de cette nouvelle forme d'onde pour l'UWB	87
3.3	Le système LP-OFDM étudié	88
3.3.1	Expressions des signaux LP-OFDM	89
3.3.2	Le choix de la matrice de précodage linéaire	91
3.3.3	Réception des signaux LP-OFDM	91
3.3.4	Paramètres du système UWB - LP-OFDM	97
3.4	Conclusion	98

3.1 Introduction

Nous avons vu dans le chapitre précédent l'intérêt que présente le système MB-OFDM pour les systèmes de communications UWB grâce à la robustesse de l'OFDM face à un canal à trajets multiples, sa simplicité de mise en œuvre, notamment pour l'égalisation des signaux à la réception, et ses avantages en terme de réduction d'interférence intersymbole. Cependant, nous avons constaté que l'accès multiple représente ici une limitation non négligeable du système MB-OFDM en particulier dans le cadre de réglementations relativement restrictives telle que celles de l'Union Européenne (cf. section 1.3.1.3). Cette constatation nous a conduit à combiner les avantages du CDMA⁽¹⁾, notamment en terme d'accès multiple, avec la robustesse de l'OFDM nous donnant un système hybride OFDM-CDMA dans lequel l'information est étalée sur l'ensemble des sous-porteuses par l'utilisation d'une matrice de précodage. Comme nous allons le voir, cette combinaison permet d'accroître l'exploitation de la diversité du système mais offre surtout la possibilité à plusieurs utilisateurs d'accéder à une ressource commune simultanément. Nous allons étendre ce principe à l'utilisation d'une matrice de précodage linéaire auquel cas un utilisateur donné réalisera l'étalement sur un ensemble de sous-porteuses qui lui est propre. Nous parlerons alors d'OFDM précodé linéairement ou LP-OFDM⁽²⁾ [59].

Nous allons dans la première section introduire de manière générale des techniques hybrides combinant l'étalement de spectre avec la modulation multiporteuse OFDM. Cette description nous conduira à choisir parmi l'ensemble des combinaisons possibles la technique LP-OFDM qui est dans notre cas la technique que nous avons jugée la plus adaptée pour l'UWB multibande. La seconde section présente le système LP-OFDM étudié. Le nouveau système étant obtenu à partir du système MB-OFDM, cette description s'attardera principalement sur les nouvelles fonctions introduites ainsi que sur leur dimensionnement.

3.2 La combinaison des techniques OFDM et CDMA pour l'UWB

3.2.1 Les modulations multiporteuses à spectre étalé

3.2.1.1 Principe de l'étalement de spectre

Apparues dans les années 40 grâce à la théorie de l'information développée par N. Wiener et de C.E. Shannon, les techniques d'étalement de spectre étaient à l'origine destinées aux communications numériques sécurisées telles que les télécommunications militaires [60]. Elles sont peu à peu devenues très attractives pour les applications grand public notamment avec l'essor des systèmes de radiocommunications mobiles, et plus particulièrement pour les systèmes de radio-positionnement tels que le GPS.

⁽¹⁾Code Division Multiple Access.

⁽²⁾Linear-Precoded OFDM.

Aujourd'hui on retrouve l'étalement de spectre dans différents standards IS-95, UMTS et IEEE 802.11. Le principe de l'étalement se justifie par la relation énoncée par C.E. Shannon qui établit un lien de dépendance entre la quantité d'information maximale C transmissible sans erreur sur un canal perturbé par un bruit additif blanc Gaussien, la largeur de bande du canal B utilisée par le signal pour transmettre l'information, et le rapport de puissance P_s/P_n entre le signal et le bruit. Cette relation s'écrit :

$$C = B \times \log_2 \left(1 + \frac{P_s}{P_n} \right). \quad (3.1)$$

La relation (3.1) montre que pour transmettre une quantité d'information donnée, l'émetteur dispose de deux degrés de liberté, la puissance du signal et la largeur de la bande occupée. L'utilisation de la largeur de bande du signal utile conduit à utiliser une puissance d'émission suffisamment importante par rapport au seuil du bruit pour assurer une liaison fiable, c'est le cas des systèmes classiques. L'autre approche consiste à utiliser une largeur de bande largement supérieure à celle du signal utile quitte à réduire la densité spectrale de puissance du signal qui peut même devenir inférieure à celle du bruit. C'est l'idée maîtresse des systèmes à étalement de spectre.

L'étalement de spectre par séquence directe

Différents procédés peuvent être mis en œuvre pour réaliser l'étalement de spectre. On trouve ainsi l'étalement de spectre par séquence directe (DS-SS⁽³⁾), l'étalement par saut de fréquence, par saut dans le temps ou encore par balayage fréquentiel [61], cette dernière étant la seule à ne pas avoir recours à l'utilisation de séquences pseudo-aléatoires également appelées signatures.

Parmi ces différentes techniques, nous nous focaliserons sur l'étalement de spectre par séquence directe qui est notamment employé dans les systèmes multiporteuses à spectre étalé. La technique DS-SS consiste à multiplier chaque symbole complexe d'information par une séquence d'étalement pseudo-aléatoire, appelée code, dont le débit numérique est supérieur à celui du symbole d'information. La largeur de bande du signal émis est ainsi beaucoup plus importante que celle du signal utile. Si T_d est la durée d'un symbole d'information utile après codage binaire à symbole (CBS), et $T_c = T_d/L$ celle d'un élément du code d'étalement de longueur L , généralement appelé *chipse* ou *chip*, on en déduit la largeur de bande occupée par le signal émis $B = 1/T_c$ qui est beaucoup plus importante que la largeur de bande du signal utile $B_u = 1/T_d$. Le rapport entre ces deux largeurs de bande définit le gain d'étalement G qui coïncide avec la longueur du code d'étalement :

$$G = \frac{B}{B_u} = \frac{T_d}{T_c} = L. \quad (3.2)$$

Notons que la DSP du signal émis est atténuée de ce même facteur G .

⁽³⁾Direct Sequence-Spread Spectrum.

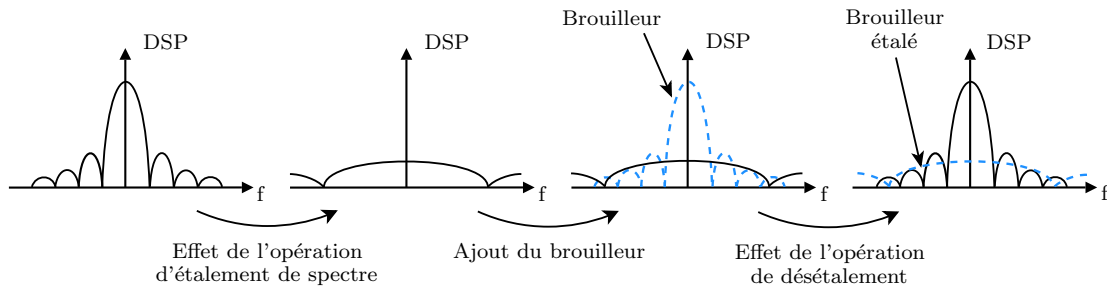


 FIG. 3.1 – Effet de l'étalement sur les brouilleurs à bande étroite.

En réception, l'opération de désétalement, nécessaire à la reconstruction du symbole d'information, s'effectue par corrélation entre le signal étalé reçu et la séquence d'étalement utilisée à l'émission. En d'autres termes, le processus de désétalement consiste à réitérer l'opération d'étalement sur le message reçu. Les séquences d'étalement doivent donc posséder de bonnes propriétés d'auto-corrélation pour restituer sans erreur l'information [62].

Les avantages de l'étalement de spectre

La technique d'étalement de spectre offre un certain nombre d'avantages pour les communications [60] parmi lesquels on peut notamment citer la protection de l'information transmise grâce à la faible probabilité d'interception de celle-ci. L'information est en effet « noyée » dans le bruit, seuls les utilisateurs possédant une réplique synchrone du code d'étalement utilisé à l'émission pourront intercepter la communication.

Elle présente également un autre atout qui est la robustesse du signal émis vis-à-vis des brouilleurs à bande étroite. L'opération de désétalement, identique à celle d'étalement à l'émission, permettra d'étaler le signal interférent et ainsi d'atténuer sa puissance d'un facteur G (Fig. 3.1).

Enfin, la propriété la plus exploitée aujourd'hui par les systèmes à étalement de spectre est la possibilité de mettre en œuvre des techniques d'accès multiple par répartition de code ou CDMA. Contrairement aux techniques TDMA⁽⁴⁾ et FDMA⁽⁵⁾ pour lesquelles les flux de données sont transmis en partageant respectivement les domaines temporel et fréquentiel entre chaque utilisateur, en CDMA, un utilisateur pourra émettre en permanence dans toute la bande disponible en profitant d'une troisième dimension, celle des codes d'étalement. En effet, en utilisant des codes d'étalement différents, il est possible de transmettre simultanément et dans la même bande de fréquences, plusieurs flux d'information pouvant appartenir à des utilisateurs différents. La séparation des flux se faisant dans le domaine des codes, l'intercorrélation entre deux codes quelconques doit être la plus faible possible, à savoir proche de zéro.

⁽⁴⁾Time Division Multiple Access.

⁽⁵⁾Frequency Division Multiple Access.

Les codes utilisés pour le CDMA doivent donc cumuler de bonnes propriétés d'auto-corrélation pour restituer correctement l'information et d'intercorrélation pour assurer un faible niveau d'interférence entre les différents flux [61]. D'autres critères, tels que le facteur de crête, le nombre de séquences, ou encore l'interférence d'accès multiple, peuvent être déterminants pour le choix des codes [63]. Selon que les communications soient synchrones, c'est-à-dire lorsque l'ensemble des séquences sont émises en même temps, ou asynchrones, les mêmes familles de codes ne pourront être utilisées. Ainsi, dans le cas de communications synchrones, les performances seront optimales en utilisant des codes orthogonaux⁽⁶⁾ comme les codes de type OVSF⁽⁷⁾ ou ceux de Walsh-Hadamard. Pour les communications asynchrones, des codes non-orthogonaux comme ceux de Gold, Kasami ou Zadoff-Chu présentent de bonnes performances.

Le signal CDMA

Considérons une famille de N_c séquences d'étalement $\mathbf{c}_j = [c_{1,j}, \dots, c_{l,j}, \dots, c_{L,j}]^T$ de longueur L , chacune permettant de transmettre le $j^{\text{ème}}$ flux de symboles de données. La matrice d'étalement de dimension $L \times N_u$ se définit alors par $\mathbf{C} = [\mathbf{c}_1 \mathbf{c}_2 \dots \mathbf{c}_{N_u}]$ avec $N_u \leq N_c$ le nombre de flux à transmettre. Un symbole de donnée x_j de chaque flux j est multiplié par son code spécifique \mathbf{c}_j . Les séquences étalées résultantes sont superposées les unes aux autres pour former le signal DS-SS $\mathbf{s} = [s_1, \dots, s_l, \dots, s_L]$ et dont l'expression en bande de base est :

$$\mathbf{s} = \frac{1}{\sqrt{L}} \mathbf{C} \mathbf{x}, \quad (3.3)$$

avec

$$s_l = \frac{1}{\sqrt{L}} \sum_{j=1}^{N_u} x_j c_{l,j}, \quad (3.4)$$

et $\mathbf{x} = [x, \dots, x_j, \dots, x_{N_u}]$ le vecteur de symboles complexes à transmettre. L'équation (3.3) est normalisée par le terme $1/\sqrt{L}$ afin de conserver la puissance du signal lors du processus d'étalement. Lorsque les codes sont utilisés pour multiplexer les données de différents utilisateurs, on parle plus particulièrement de DS-CDMA. Le nombre N_u de flux correspond alors au nombre d'utilisateurs.

Condition de conservation de la propriété d'orthogonalité

La propriété d'orthogonalité est associée aux familles de séquences d'étalement \mathbf{c}_j qui garantissent l'indépendance parfaite entre les données transmises au sein d'un symbole CDMA utilisant cette famille de codes. L'absence d'interférence entre les données transmises simultanément grâce à la condition d'orthogonalité garantit une

⁽⁶⁾Appliqué aux codes, le terme d'orthogonalité définit une décorrélation parfaite entre deux codes non-décalés en temps.

⁽⁷⁾Orthogonal Variable Spreading Factor.

restitution parfaite des données au niveau du désétalement. Cette propriété n'est cependant vérifiée que dans le cas où les *chips* du symbole CDMA ne subissent pas de distorsion de phase ou d'amplitude lors de la propagation dans le canal. C'est le cas, par exemple, sur un canal à bruit additif blanc gaussien mais pas sur un canal à évanouissement de Rayleigh. Les symboles de données \hat{y}_j obtenus après l'opération de désétalement dans ces conditions, se présentent sous la forme suivante :

$$\hat{y}_j = \underbrace{\sum_{l=1}^L c_{l,j}^2 x_j}_{\text{signal utile}} + \underbrace{\sum_{\substack{i=1 \\ i \neq j}}^{N_u} x_i \sum_{l=1}^L c_{l,j} c_{l,i}}_{\text{MAI ou SI}}. \quad (3.5)$$

Dans cette équation, le premier terme rassemble les données utiles et le second terme, les données d'interférence. Lorsque les codes d'étalement sont utilisés pour multiplexer les utilisateurs, ce terme d'interférence prend le nom d'interférence d'accès multiple (MAI⁽⁸⁾). Lorsqu'ils sont utilisés pour multiplexer les données d'un même utilisateur, ce terme d'interférence prend le nom d'auto-interférence (SI⁽⁹⁾). L'utilisation de codes orthogonaux sous-entend donc l'annulation du terme d'interférence et la récupération des données utiles du premier terme, ce qui conduit à la définition des propriétés d'auto et d'intercorrélations des séquences d'étalement nécessaire à l'orthogonalité :

$$c_{l,j}^2 = \frac{1}{L} \quad \forall l, j \in [1, \dots, L], [1, \dots, N_c], \quad (3.6)$$

$$\sum_{l=1}^L c_{l,j} c_{l,i} = 0 \quad \forall i, j \in [1, \dots, N_c], i \neq j. \quad (3.7)$$

Considérons la propagation d'un symbole CDMA utilisant une famille de codes orthogonaux sur un canal à un seul coefficient⁽¹⁰⁾ complexe variant dans le temps et noté h_l . L'expression du signal obtenu après l'opération de désétalement s'écrit alors :

$$\hat{y}_j = \sum_{l=1}^L c_{l,j}^2 x_j h_l + \sum_{\substack{i=1 \\ i \neq j}}^{N_u} x_i \sum_{l=1}^L c_{l,j} c_{l,i} h_l. \quad (3.8)$$

L'application des conditions d'orthogonalité obtenues aux équations (3.6) et (3.7) nous permet de reformuler l'équation (3.8) qui devient :

$$\hat{y}_j = \frac{x_j}{L} \sum_{l=1}^L h_l + \sum_{\substack{i=1 \\ i \neq j}}^{N_u} x_i \sum_{l=1}^L c_{l,j} c_{l,i} h_l. \quad (3.9)$$

⁽⁸⁾Multiple-Access Interference.

⁽⁹⁾Self Interference.

⁽¹⁰⁾Ce canal représente celui qui est obtenu par l'utilisation des modulations multiporteuses.

Le premier terme représente le symbole de l'information transmise multiplié par la moyenne des coefficients du canal affectant les *chips* du symbole CDMA. Les distorsions introduites par le canal ne permettent pas en revanche d'annuler le second terme, ce qui entraîne la perte de l'orthogonalité. L'annulation de ce terme d'interférence entre les séquences d'étalement et la restauration de l'orthogonalité requiert la compensation des coefficients du canal présents dans l'expression par une opération d'égalisation. Nous la développeront plus en détail dans la section 3.3.3.1.

Dans le cas d'un canal invariant, lorsque $h_l = h \forall l \in [1, \dots, L]$, le signal obtenu après l'opération de désétalement se simplifie et devient :

$$\hat{y}_j = x_j h + L \times h \sum_{\substack{i=1 \\ i \neq j}}^{N_u} x_i \sum_{l=1}^L c_{l,j} c_{l,i} = x_j h, \quad (3.10)$$

ce qui permet de conserver l'orthogonalité, le terme d'interférence étant totalement annulé.

L'orthogonalité en réception est donc obtenue soit par la transmission sur un canal invariant sur l'ensemble des *chips* soit par une opération d'égalisation qui consiste à compenser les distorsions du canal. Nous exploiterons cette deuxième approche, le canal UWB ne nous permettra pas de considérer le canal invariant sur l'ensemble des *chips*.

3.2.1.2 Combinaison de l'étalement de spectre avec l'OFDM

Les solutions combinant au sein d'une même chaîne de transmission les techniques d'étalement de spectre et de modulations multiporteuses sont généralement regroupées sous l'appellation MC-SS⁽¹¹⁾ [64]. Nous nous focaliserons sur les cas où l'opération d'étalement est effectuée avant l'opération de modulation multiporteuse⁽¹²⁾. Ainsi quelle que soit la combinaison envisagée, le signal généré est avant tout un signal à porteuses multiples et hérite en cela des propriétés de l'OFDM. Les symboles MC-SS ont donc la même structure que les symboles OFDM classiques, les différentes sous-porteuses vérifiant la propriété d'orthogonalité et le principe d'intervalle de garde de type préfixe cyclique ou *zero-padding* étant également exploité. L'OFDM est donc employée principalement pour ses avantages rappelés brièvement en introduction, à savoir sa robustesse face au canal à trajets multiples, sa simplicité de mise en œuvre et ses avantages en terme de réduction de l'ISI.

La combinaison entre étalement de spectre et modulation multiporteuse se traduit simplement, dans notre cas, par le fait que les sous-porteuses de la trame OFDM porteront des *chips* de symboles CDMA et non plus, comme en OFDM classique,

⁽¹¹⁾Multi-Carrier Spread Spectrum.

⁽¹²⁾L'application de l'étalement de spectre après la modulation multiporteuse, conduisant à des systèmes de type MT-CDMA (Multi-Tone CMDA) proposés dans [65], ne sera pas présentée ici en raison de son faible intérêt pour les applications visées.

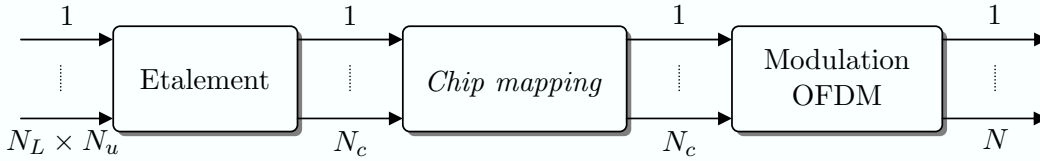


FIG. 3.2 – Schéma synoptique général des techniques MC-SS.

de simple symboles de données. Cette opération d'allocation de fréquence est également appelée *chip mapping*. L'idée principale de cette combinaison est de profiter de l'étalement de spectre pour générer un certain nombre de répliques d'un symbole d'information qui sont ensuite transmises sur différents emplacements de la trame OFDM pour optimiser l'exploitation de la diversité du canal de transmission et ainsi améliorer les performances.

Le dimensionnement de la longueur des codes d'étalement, l'attribution des codes aux différents utilisateurs et le *design* de l'opération de *chip mapping* permettent, à partir d'une trame OFDM existante, de définir un système MC-SS. Les multiples configurations qui en résultent suivent toutes le même synoptique présenté sur la figure 3.2 et ne diffèrent que par leur mode de multiplexage entre utilisateurs, appelé mode d'accès multiple, et par leur mode de multiplexage des données d'un même utilisateur. Ces différences nous permettent de classer de manière précise les configurations de systèmes.

- L'accès multiple peut s'effectuer dans les dimensions temporelle, fréquentielle ou dans la dimension des codes. Les solutions résultantes prennent alors respectivement la notation de TDMA, FDMA et CDMA. En ce qui concerne l'accès multiple CDMA, le *chip mapping* peut être réalisé suivant l'axe fréquentiel F-CDMA, temporel T-CDMA ou encore conjointement suivant ces deux axes.
- Le multiplexage des données peut également se réaliser dans les trois dimensions en prenant les notations de TDM, FDM et F-CDM ou T-CDM.

Par ailleurs, il faudra distinguer les systèmes monoblocs des systèmes multiblocs. On qualifiera ainsi de système monobloc le cas où les combinaisons des techniques d'accès multiple et de multiplexage des données s'effectuent sur un seul bloc de sous-porteuses. La longueur L des codes d'étalement sera alors égale au nombre de sous-porteuses de données N_D disponibles par symbole OFDM et du nombre de symboles OFDM contenus dans une trame. En revanche, suivant le nombre de sous-porteuses disponibles, il est possible de partager le spectre en différents sous-ensembles, ou blocs de L sous-porteuses, sur lesquels chaque type de configuration peut être appliqué. On parlera alors de multiplexage par bloc⁽¹³⁾ désigné par le sigle BDM(A). On qualifiera ces systèmes de systèmes multiblocs. Cette configuration est intéressante car elle aug-

⁽¹³⁾Notons que ce multiplexage n'est autre qu'un multiplexage de type fréquentiel, ce sigle permet simplement de distinguer les multiplexages interblocs (BDM) et intrablocs (FDM).

mente les degrés de libertés dans la manière de mettre en œuvre l'opération de *chip mapping*.

Le choix de la configuration utilisée dans un système donné est intimement lié à son utilisation et à son environnement de fonctionnement. Cette section n'ayant pas la prétention de présenter l'ensemble des configurations possibles, le lecteur pourra se reporter aux références [46, 47] pour plus de détails. Nous allons nous focaliser sur les combinaisons répondant aux contraintes liées à l'UWB et permettant d'améliorer la flexibilité du système MB-OFDM.

3.2.2 Le choix du LP-OFDM

Parmi l'ensemble des techniques possibles [46, 47], le but est à présent de choisir la technique la mieux adaptée aux exigences du système UWB à mettre en place. Outre l'accès multiple, le but de l'étalement est également de rendre le signal plus résistant aux effets du canal. Ainsi, l'axe, temporel ou fréquentiel, selon lequel est appliqué l'étalement est choisi en fonction du canal. Les caractéristiques du canal UWB, peu variant en fonction du temps et sélectif en fréquence, orientent tout naturellement notre choix vers l'application de la composante d'étalement suivant l'axe fréquentiel, F-CDM(A). Un symbole d'information qui auparavant était porté par une seule sous-porteuse pouvant subir un évanouissement profond sera étalé et porté par L sous-porteuses. Les systèmes hybrides OFDM-CDMA à étalement fréquentiel vont permettre une meilleure exploitation de la diversité assurant ainsi une meilleure robustesse du système face à la sélectivité du canal [66]. Les systèmes OFDM-CDMA à étalement temporel, T-CDM(A), ne permettent pas quant à eux d'accroître les performances de notre système et peuvent s'avérer de surcroît très coûteux en terme de ressources en mémoire au niveau du récepteur. En effet, l'opération de désétalement ne peut s'effectuer qu'une fois l'ensemble des *chips* reçus. En revanche, les besoins en mémoire des systèmes à composante F-CDM(A) ne sont pas plus importants que dans les systèmes OFDM classiques.

En se plaçant dans le cas d'un accès multiple par répartition de codes (F-CDMA), plusieurs piconets pourront cohabiter sur une même bande de fréquences. Ainsi, chacun se verra attribuer, selon leur nombre, un ou plusieurs codes d'étalement, les symboles de tous les piconets seront alors transmis par l'ensemble des sous-porteuses du spectre, la longueur des codes d'étalement L étant inférieure ou égale au nombre de sous-porteuses de données N_D du multiplex OFDM. On parle alors de signaux MC-CDMA⁽¹⁴⁾ dont le *chip mapping* est illustré à la figure 3.3. Des études ont proposé d'utiliser un signal MC-CDMA pour l'UWB. Dans [67], le signal MC-CDMA généré est appliqué sur une bande de 1.58 GHz qui est équivalente à la largeur de trois sous-bandes du signal MB-OFDM. Une telle largeur de bande augmente notablement la fréquence d'échantillonnage nécessaire pour la conversion analogique-numérique, le coût des convertisseurs nécessaires pour ce système s'en trouve ainsi trop élevé pour

⁽¹⁴⁾Multi-Carrier CDMA.

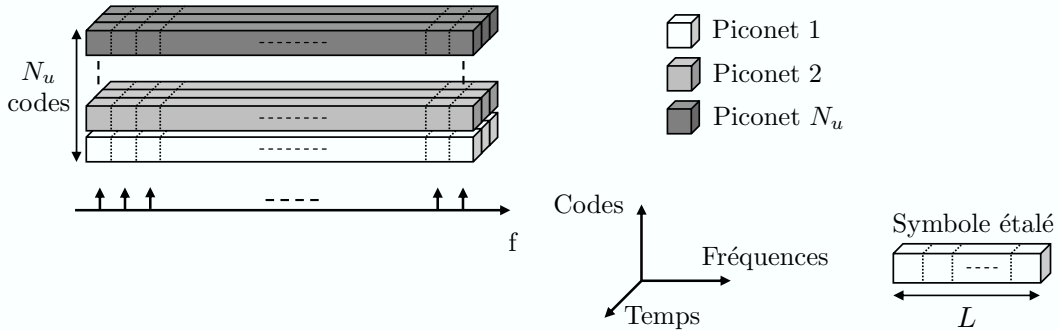


FIG. 3.3 – Représentation schématique du *chip mapping* d'un système MC-CDMA.

les applications visées. L'utilisation d'un système MC-CDMA sur une telle largeur de bande n'est pas réaliste mais reste néanmoins tout à fait envisageable sur une sous-bande de 528 MHz, les contraintes sur les convertisseurs restant alors les mêmes que pour le système MB-OFDM.

Sur la base du système MB-OFDM, nous proposons ainsi d'insérer une fonction de précodage linéaire avant la IFFT de modulation OFDM conduisant à un système LP-OFDM. D'une manière générale, le précodage linéaire consiste à réaliser un étalement fréquentiel ou temporel des données d'informations relatives à un même utilisateur sur un ensemble de sous-porteuses qui lui sont propres [59]. Les techniques FDMA et TDMA sont quant à elles utilisées pour la gestion de l'accès multiple entre les différents utilisateurs. En conservant le découpage du spectre UWB en sous-bandes de 528 MHz chacune (Fig. 2.7) ainsi que l'utilisation du TFC, le système va pouvoir bénéficier de la simplicité de mise en œuvre du système MB-OFDM ainsi que des avantages apportés par le TFC et l'OFDM. Notons que l'on considère l'utilisation du TFC sur les trois sous-bandes du premier groupe comme c'était le cas dans le chapitre 2. De même que pour la solution MB-OFDM, chaque piconet occupe une sous-bande, l'accès multiple s'effectue donc en FDMA. Nous sommes dans une configuration dite multiblocs telle que définie dans la section 3.2.1.2. On préférera alors l'utilisation du sigle BDMA⁽¹⁵⁾ pour désigner l'accès multiple de notre système LP-OFDM.

La figure 3.4 donne une représentation du *chip mapping* du système LP-OFDM que nous proposons pour l'UWB. Les techniques mises en œuvre pour définir ce système MC-SS telles que présentées dans la section 3.2.1.2 sont l'utilisation conjointe du TDM et du F-CDM pour le multiplexage des données et le BDMA (ou FDMA) pour la gestion de l'accès multiple. Sous cette forme particulière, le terme LP-OFDM peut également être désigné par le terme SS-MC-MA⁽¹⁶⁾ qui a été introduit par S. Kaiser dans [68]. Dans la suite du document, le terme LP-OFDM définira ce cas particulier.

⁽¹⁵⁾Bloc Division Multiple Access.

⁽¹⁶⁾Spread-Spectrum Multiple-Carrier Multiple-Access.

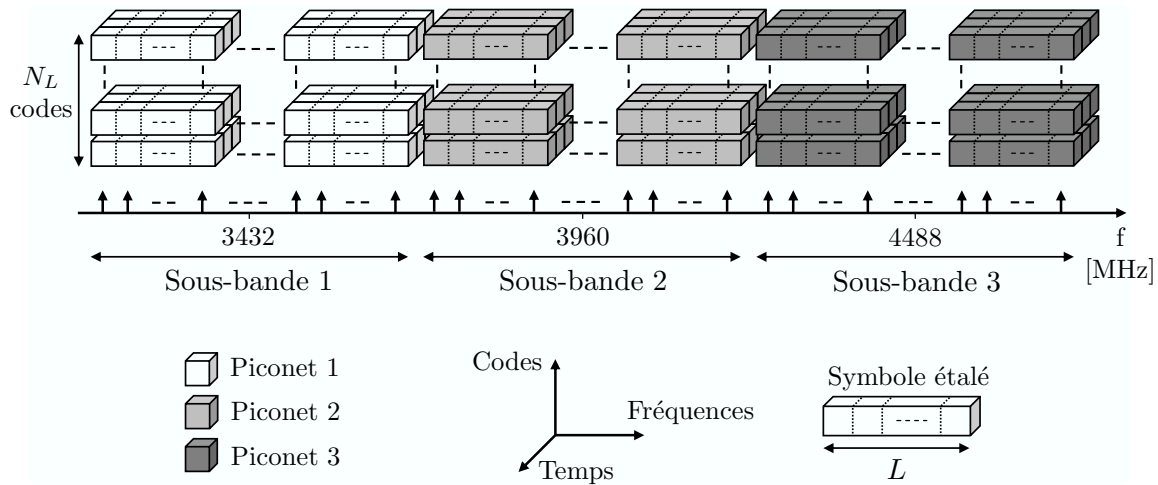


FIG. 3.4 – Représentation schématique du *chip mapping* du système multiblocs LP-OFDM pour l'UWB.

3.2.3 Intérêts de cette nouvelle forme d'onde pour l'UWB

Nous allons nous intéresser aux avantages que présentent la technique LP-OFDM pour notre étude afin de comprendre l'intérêt d'avoir recours à cette opération supplémentaire qu'est le précodage linéaire. Dans la majorité des applications combinant l'OFDM et le CDMA, la connaissance du canal à l'émission n'est pas considérée. L'étalement de spectre va permettre de répartir l'information de manière homogène sur la grille temps-fréquence et ainsi tirer parti de la diversité du canal. Tout en conservant les avantages du système MB-OFDM, l'ajout de l'étalement fréquentiel va permettre de rendre la communication plus robuste face à la sélectivité du canal et apporter une robustesse naturelle au système face aux brouilleurs à bande étroite présents dans la même bande de fréquences. De plus, le système LP-OFDM offre une granularité plus fine dans le choix des débits de transmission par rapport au système MB-OFDM. En effet, comme pour le système MB-OFDM, le débit utile résultera du choix de la constellation utilisée et du rendement du codage de canal mais aussi du choix de la longueur L des codes d'étalement et du nombre N_L de codes employés (Fig. 3.4). Ainsi, l'ajout de la fonction de précodage linéaire offre un degré de liberté supplémentaire pour l'ajustement du débit utile à transmettre. L'accès au médium reste géré de la même manière que dans la solution WiMedia. En particulier, chaque signal émis par chaque utilisateur occupe une bande à un instant donné de 528 MHz et chaque piconet peut gérer indépendamment des autres ses paramètres. Un système MC-CDMA tel que proposé dans [67] conduit à des récepteurs plus complexes, comme déjà mentionnés et n'offre pas autant de flexibilité, tous les utilisateurs étant notamment contraints d'utiliser des codes de même longueur.

En terme de robustesse vis-à-vis du canal et des interférents à bande étroite, les systèmes LP-OFDM et MC-CDMA sont équivalents. Cependant, une des différences

majeures entre ces deux formes d'ondes dans un système centralisé comme un réseau cellulaire comprenant une voie descendante de la station de base vers les terminaux et une voie montante de chaque terminal vers la station de base, est la complexité à estimer les canaux de la voie montante au niveau du récepteur situé dans la station de base. En effet, dans un système MC-CDMA, chacune des sous-porteuses est utilisée par l'ensemble des utilisateurs. De ce fait, le signal reçu et véhiculé par une sous-porteuse subit différentes distorsions provoquées par chacun des canaux des différents utilisateurs. En revanche, dans un système LP-OFDM, chacune des sous-porteuses est utilisée par un seul utilisateur. Le signal reçu et véhiculé par une sous-porteuse n'a donc subi que les distorsions provoquées par le canal d'un seul utilisateur. De ce fait, l'estimation de canal de la voie montante est bien moins complexe pour les systèmes LP-OFDM que pour les systèmes MC-CDMA. Cette différence est le principal intérêt que présente le système LP-OFDM proposé par rapport au système MC-CDMA [64] pour les applications de réseaux cellulaires.

Dans un système non centralisé, tel que rencontré dans les applications UWB qui nous intéressent ici, il faudra distinguer deux situations en fonction du nombre de piconets à considérer :

- *Situation 1* : le nombre de piconets est inférieur ou égal à trois. Les symboles complexes de chaque piconet sont étalés sur les sous-porteuses d'une sous-bande de 528 MHz. De même que pour le système MB-OFDM, les piconets occupent une sous-bande différente les unes des autres et se voient attribuer chacune un TFC qui leur est propre. Les systèmes utilisent dans ce cas un signal LP-OFDM.
- *Situation 2* : le nombre de piconets est supérieur ou égal à quatre. Deux voire trois piconets doivent cohabiter dans la même sous-bande. L'accès multiple au sein de cette sous-bande ne peut pas s'effectuer en FDMA car la largeur d'une sous-bande doit rester supérieure à 500 MHz pour que le système puisse être qualifié d'UWB. Les systèmes utilisant le même TFC ne pourront plus utiliser des signaux LP-OFDM. Il est alors nécessaire de différencier ces piconets par leurs codes et ainsi basculer sur l'utilisation d'un signal MC-CDMA mais avec un nombre de piconets limité à deux voire trois au maximum dans une sous-bande. Dans ce cas, l'ajout de la fonction de précodage linéaire offre là encore un degré de liberté supplémentaire qui permet de faire cohabiter au sein de la même sous-bande deux voire trois piconets.

Pour la suite de l'étude nous considérerons uniquement le cas de l'utilisation d'un signal LP-OFDM en nous plaçant dans la situation où le nombre de piconets est inférieur ou égal à trois dans un environnement proche.

3.3 Le système LP-OFDM étudié

L'objectif de cette section est de présenter le système LP-OFDM utilisé dans cette étude. Le système, développé à partir du système MB-OFDM auquel nous avons ajouté les fonctions de précodage linéaire à l'émission et de déprécodage linéaire en réception,

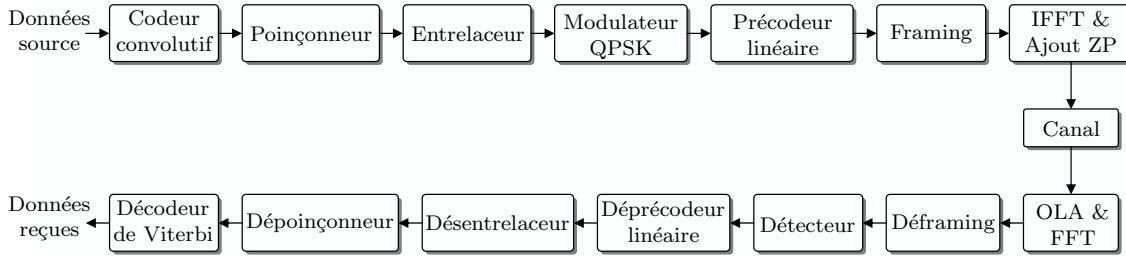


FIG. 3.5 – Schéma synoptique de la chaîne de communication LP-OFDM étudiée.

est présenté à la figure 3.5. Nous allons débiter cette description par l'introduction des expressions des signaux LP-OFDM. Nous nous intéresserons ensuite aux nouvelles fonctions en précisant les modifications induites par l'utilisation du précodage linéaire concernant les techniques de réceptions utilisées ainsi que sur les paramètres du système. Notons que les techniques d'étalement fréquentiel (FDS) et temporel (TDS) telles que définies dans la solution MB-OFDM et décrites dans la section 2.3.3.3 ne sont plus utilisées.

3.3.1 Expressions des signaux LP-OFDM

3.3.1.1 Expression du signal émis

On considère l'émission d'une trame de N_s symboles LP-OFDM successifs. En supposant que l'intervalle de garde est supérieur à l'étalement des retards du canal, l'opération OLA permet de restaurer l'orthogonalité entre les sous-porteuses. Rappelons que l'opération de précodage linéaire s'effectue avant la modulation OFDM (Fig. 3.5). L'équation générale permettant d'exprimer le signal LP-OFDM en sortie du modulateur OFDM peut alors s'écrire :

$$\mathbf{S} = \mathbf{F}_N^H \mathbf{D} \mathbf{C} \mathbf{X}, \quad (3.11)$$

$$N \times N_s \quad N \times N \quad N \times L \quad L \times N_L \quad N_L \times N_s$$

où \mathbf{S} est la matrice des N_s symboles LP-OFDM émis, composés chacun de N échantillons temporels. \mathbf{X} est la matrice des symboles BICM à transmettre et \mathbf{C} est la matrice de précodage linéaire appliquée à \mathbf{X} qui précode les N_L symboles complexes des N_s symboles LP-OFDM à transmettre sur les L sous-porteuses. Enfin, \mathbf{D} est une matrice de distribution utilisée pour répartir les données sur la grille fréquentielle, c'est donc la matrice qui définit le *chip mapping*. Il s'agit d'une matrice de permutation, c'est-à-dire qu'un élément $d_{i,j}$ de cette matrice vaut 1 si l'élément de la $j^{\text{ème}}$ colonne de la matrice issue du produit $\mathbf{C} \cdot \mathbf{X}$ doit être émis sur la $i^{\text{ème}}$ sous-porteuse. La distribution des données peut répondre à une procédure de répartition aléatoire des données comme l'introduction d'un entrelacement fréquentiel des données précodées ou bien à une politique de répartition adaptée au canal. Par ailleurs, pour

permettre l'insertion des sous-porteuses pilotes, de gardes et/ou nulles après le pré-codage linéaire, la matrice \mathbf{D} comporte des lignes de zéros aux emplacements prévus pour ces sous-porteuses. Rappelons enfin que \mathbf{F}_N est la matrice de Fourier définie à l'équation (2.15).

Dans le système LP-OFDM étudié, chaque sous-bande occupée par un piconet est divisée en plusieurs sous-blocs comportant chacun un nombre de sous-porteuses égal à la longueur L des codes d'étalement (Fig. 3.4). Cette longueur L constitue un paramètre d'optimisation du système, nous le montrerons dans la suite de notre étude. Ainsi, l'expression (3.11) de la matrice de symboles en sortie du modulateur OFDM appliquée sur chaque sous-bande peut être reformulée et devient :

$$\mathbf{S} = \mathbf{F}_N^H \cdot \mathbf{D} \cdot \begin{bmatrix} \mathbf{C}_1 & & & 0 \\ & \ddots & & \\ & & \mathbf{C}_b & \\ & & & \ddots \\ 0 & & & & \mathbf{C}_B \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \mathbf{X}_1 \\ \vdots \\ \mathbf{X}_b \\ \vdots \\ \mathbf{X}_B \end{bmatrix}, \quad (3.12)$$

où B est le nombre de sous-blocs de sous-porteuses dans la sous-bande avec $B \times L = N$, \mathbf{C}_b est la matrice contenant les N_L séquences de pré-codage du sous-bloc b ($b \in [1, \dots, B]$), et enfin \mathbf{X}_b est la matrice des N_s vecteurs de N_L symboles complexes transmis dans le sous-bloc b .

3.3.1.2 Expression du signal reçu

La configuration LP-OFDM étudiée combine l'OFDM et la fonction de pré-codage en disposant les *chips* des symboles étalés sur les emplacements d'une trame OFDM, e.g. sur une sous-porteuse k d'un symbole OFDM i . C'est donc essentiellement la structure des symboles transmis sur ces emplacements qui différencie un système LP-OFDM, et plus généralement un système MC-SS, d'un système OFDM. Dans le premier cas il s'agit du produit d'un symbole de donnée et d'un *chip* de symbole étalé et dans le second d'un simple symbole de donnée. La représentation mathématique du coefficient du canal de propagation sur chaque emplacement est donc identique dans les deux cas, et chaque symbole transmis sur un emplacement donné est reçu après démodulation OFDM en respectant l'équation (2.23).

L'opération de déprécodage linéaire qui suit celle de démodulation OFDM, s'effectue tout simplement en appliquant la même matrice de pré-codage \mathbf{C} qu'à l'émission (cf. Eq. (3.12)). Elle permet de récupérer les symboles de données d'un symbole LP-OFDM à partir des L *chips* de ce même symbole qui ont été transmis sur les emplacements de la trame OFDM définis par l'opération de *chip mapping*. Les caractéristiques des L coefficients de distorsion $H_{k,i}$ qui multiplient les L *chips* d'un symbole étalé à l'entrée de la fonction de déprécodage seront liées au choix du *chip mapping*. On notera h_l ($l \in [1 \dots L]$) le coefficient de canal $H_{k,i}$ qui multiplie le $l^{\text{ème}}$ *chip*.

La technique LP-OFDM permet de transmettre sur chaque symbole étalé les données $x_{n,j}$ d'un seul utilisateur j ($n \in [1, \dots, N_L]$). Suivant l'équation (3.8), on obtient après l'opération FFT de démodulation OFDM et l'opération de déprécodage linéaire, l'expression suivante pour l'estimée $\hat{y}_{n,j}$ du symbole $x_{n,j}$:

$$\hat{y}_{n,j} = \underbrace{\sum_{l=1}^L c_{l,n}^2 x_{n,j} h_l}_{\text{signal utile}} + \underbrace{\sum_{\substack{p=1 \\ p \neq n}}^{N_L} x_{p,j} \sum_{l=1}^L c_{l,n} c_{l,p} h_l}_{\text{SI}} + \underbrace{\sum_{l=1}^L c_{l,n} n_l}_{\text{AWGN}}. \quad (3.13)$$

3.3.2 Le choix de la matrice de précodage linéaire

Parmi les nombreuses familles de codes d'étalement possibles pour la matrice de précodage linéaire [45], on trouve les codes de Walsh-Hadamard. Ces codes sont générés à partir de la matrice de transformation de Sylvester-Hadamard. Ils correspondent plus exactement aux lignes ou aux colonnes orthogonales de cette matrice dont les coefficients sont ± 1 . La propriété d'orthogonalité de cette matrice de transformation \mathcal{H}_L de dimensions $L \times L$ peut s'écrire sous la forme suivante :

$$\mathcal{H}_L \mathcal{H}_L^T = L \mathbf{I}_L, \quad (3.14)$$

où \mathcal{H}_L^T est la matrice transposée de la matrice de Sylvester-Hadamard et \mathbf{I}_L la matrice identité de dimensions $L \times L$. Cette définition montre que les lignes ou les colonnes sont mutuellement orthogonales. Le fait d'interchanger les lignes ou les colonnes n'affecte donc en rien les propriétés d'une telle matrice.

La matrice de transformation de Sylvester-Hadamard peut être construite récursivement via la matrice \mathcal{H}_1 à un seul échantillon de la manière suivante :

$$\mathcal{H}_L = \begin{bmatrix} \mathcal{H}_{L/2} & \mathcal{H}_{L/2} \\ \mathcal{H}_{L/2} & -\mathcal{H}_{L/2} \end{bmatrix} \quad \forall L = 2^n, n \in \mathbb{N}^*, \mathcal{H}_1 = +1. \quad (3.15)$$

Ces codes sont généralement utilisés pour les applications synchrones de systèmes MC-CDMA ou LP-OFDM en raison de la facilité à les générer comme nous venons de le voir. L'utilisation d'une transformée rapide d'Hadamard (FHT⁽¹⁷⁾) rend l'implémentation des codes de Walsh-Hadamard très simple [69]. Cette famille de codes sera utilisée pour la matrice de précodage du système LP-OFDM, la matrice de précodage \mathbf{C}_b correspondra ainsi aux N_L colonnes de \mathcal{H}_L ($N_L \leq L$).

3.3.3 Réception des signaux LP-OFDM

3.3.3.1 Egalisation des signaux reçus

L'ensemble des *chips* transmis simultanément sur une même sous-porteuse subit les mêmes distorsions h_l introduites par le canal (cf. Eq. (3.13)). L'opération d'égalisation

⁽¹⁷⁾Fast Hadamard Transform.

avec un seul coefficient g_l par sous-porteuse permet donc de restituer les données transmises $x_{n,j}$ et de restaurer l'orthogonalité en faisant tendre vers 0 le terme de SI. On parle alors de détection mono-utilisateur (SUD⁽¹⁸⁾) étant donné que le détecteur ne nécessite la connaissance des séquences d'étalement que d'un seul utilisateur dont on veut restaurer les données. Le terme de mono-utilisateur définit le fait que les *chips* de codes d'une sous-porteuse donnée ont tous subi les mêmes distorsions dans le canal⁽¹⁹⁾. L'expression du signal obtenu après égalisation est :

$$\hat{y}_{n,j} = x_{n,j} \sum_{l=1}^L c_{l,n}^2 h_l g_l + \sum_{\substack{p=1 \\ p \neq n}}^{N_L} x_{p,j} \sum_{l=1}^L c_{l,n} c_{l,p} h_l g_l + \sum_{l=1}^L c_{l,n} n_l g_l. \quad (3.16)$$

Nous allons présenter quelques techniques de détection mono-utilisateur qui peuvent s'avérer intéressantes pour notre système.

La combinaison à gain maximal ou *maximum ratio combining* (MRC)

La technique MRC consiste à appliquer sur chaque sous-porteuse un coefficient d'égalisation g_l égal au complexe conjugué du coefficient du canal h_l associé à cette sous-porteuse :

$$g_l = h_l^*. \quad (3.17)$$

En remplaçant g_l par h_l^* dans l'équation (3.16), l'expression de la donnée égalisée se présente sous la forme suivante :

$$\hat{y}_{n,j} = x_{n,j} \sum_{l=1}^L c_{l,n}^2 |h_l|^2 + \sum_{\substack{p=1 \\ p \neq n}}^{N_L} x_{p,j} \sum_{l=1}^L c_{l,n} c_{l,p} |h_l|^2 + \sum_{l=1}^L c_{l,n} n_l h_l^*. \quad (3.18)$$

Cette technique est considérée comme optimale vis-à-vis du bruit additif lorsque la même information est transmise simultanément sur deux branches de diversité. Ainsi en l'absence de SI, c'est-à-dire lorsque $N_L = 1$, les performances de cette technique sont les meilleures en terme de TEB puisque le traitement de la diversité est optimal. Cependant, en présence d'interférence, lorsque $N_L > 1$, les performances décroissent rapidement. En effet, comme le montre l'équation (3.18), la perte d'orthogonalité provoquée lors de la propagation du signal à travers le canal n'est pas compensée dans le récepteur. De plus la multiplication des symboles reçus par h_l^* a pour effet d'augmenter le terme de SI et ainsi de détériorer sévèrement les performances du système LP-OFDM en termes de TEB.

⁽¹⁸⁾Single User Detection.

⁽¹⁹⁾On parlera de détection multi-utilisateur ou MUD (*Multi-User Detection*) dans le cas d'un signal MC-CDMA si on veut prendre en compte l'effet des codes des autres utilisateurs afin de réduire la MAI.

La combinaison à restauration d'orthogonalité ou *zero forcing* (ZF)

La technique ZF consiste, de même qu'en OFDM (cf. section 2.3.4.1), à annuler totalement les distorsions apportées par le canal en appliquant sur chaque sous-porteuse un coefficient d'égalisation donné par :

$$g_l = \frac{1}{h_l} = \frac{h_l^*}{|h_l|^2}. \quad (3.19)$$

L'équation (3.16) du signal égalisé par la technique ZF pour le système LP-OFDM dans le cas où $N_L > 1$ s'écrit alors :

$$\hat{y}_{n,j} = x_{n,j} \sum_{l=1}^L c_{l,n}^2 + \sum_{l=1}^L c_{l,n} n_l \frac{1}{h_l}. \quad (3.20)$$

Les performances de cette technique sont indépendantes du nombre de données N_L transmises simultanément sur un même bloc de sous-porteuses si les codes sont orthogonaux et si on considère une estimation parfaite des coefficients du canal. Cependant, de même que pour le système MB-OFDM, lorsque la valeur de h_l est très faible, c'est-à-dire dans le cas d'un évanouissement profond, la valeur du coefficient d'égalisation g_l sera élevée ce qui aura pour conséquence d'amplifier fortement le terme de bruit. En d'autres termes, la technique ZF peut conduire à une augmentation du niveau de bruit et donc à une dégradation des performances du système.

Une technique, proche de la technique ZF, appelée TORC⁽²⁰⁾ peut être utilisée afin de palier à cette limitation. Elle applique une égalisation ZF pour supprimer la SI seulement sur les sous-porteuses affectées par un coefficient h_l supérieur à un certain seuil α donné [70]. Dans le cas contraire, la valeur du coefficient d'égalisation g_l est fixée à une valeur ω_l pour limiter l'amplification du bruit :

$$g_l = \begin{cases} \frac{1}{h_l} & \text{si } |h_l| > \alpha \\ \omega_l & \text{si } |h_l| < \alpha. \end{cases} \quad (3.21)$$

Bien que cette solution soit optimale vis-à-vis de la SI, elle souffre cependant d'une mauvaise exploitation de la diversité. En effet, en rendant le canal plat sur l'ensemble des sous-porteuses sur lesquelles a été transmis le symbole étalé par la correction parfaite des distorsions du canal, on peut dire que la technique ZF n'exploite pas la diversité. Le terme du signal utile de l'équation (3.20) est $x_{n,j}$, le récepteur ne dispose donc pas de plusieurs répliques du même symbole avant de prendre sa décision. En revanche, celle qu'il possède n'est pas affectée par les évanouissements.

⁽²⁰⁾Threshold Orthogonality Restoring Combining.

La combinaison à erreur quadratique moyenne minimale ou *minimum mean square error* (MMSE) par sous-porteuse

La technique MMSE réalise un compromis entre la minimisation du terme d'interférence et l'amplification du bruit. Ainsi un coefficient d'égalisation MMSE est calculé pour chaque sous-porteuse dans le but de minimiser l'erreur quadratique moyenne entre le signal émis x_l et le signal reçu \hat{y}_l ($= g_l r_l$) obtenu après l'égalisation :

$$\mathcal{E} [|e_l|^2] = \mathcal{E} [|x_l - g_l r_l|^2]. \quad (3.22)$$

L'erreur quadratique moyenne peut être minimisée en appliquant le principe de l'orthogonalité [71] en choisissant g_l de telle sorte que l'erreur e_l soit orthogonale au signal reçu r_l^* , c'est-à-dire :

$$\mathcal{E} [|e_l r_l^*|^2] = 0. \quad (3.23)$$

En considérant que le bruit est, d'une part, indépendant de x_l , de g_l et de h_l ($\mathcal{E} [|x_l n_l|^2] = \mathcal{E} [|x_l|^2] \mathcal{E} [|n_l|^2]$) et qu'il est d'autre part blanc et centré ($\mathcal{E} [|n_l|] = 0$), on obtient à partir de l'équation (3.23) l'expression suivante de g_l [72] :

$$g_l = \frac{h_l^*}{|h_l|^2 + \frac{\mathcal{E} [|n_l|^2]}{\mathcal{E} [|x_l|^2]}}. \quad (3.24)$$

Le rapport signal à bruit par sous-porteuse à l'entrée du récepteur est défini par :

$$\gamma_l = \frac{\mathcal{E} [|x_l h_l|^2]}{\mathcal{E} [|n_l|^2]}, \quad (3.25)$$

avec $\mathcal{E} [|n_l|^2]$ la variance du bruit. Si on considère que le signal x_l est indépendant de h_l et en supposant que le canal est normalisé en puissance ($\mathcal{E} [|h_l|^2] = 1$), le rapport signal à bruit par sous-porteuse devient égal à :

$$\gamma_l = \frac{\mathcal{E} [|x_l|^2]}{\mathcal{E} [|n_l|^2]} \Big|_{\mathcal{E} [|h_l|^2]=1}. \quad (3.26)$$

Il est alors possible d'exprimer les coefficients d'égalisation MMSE en fonction du rapport signal à bruit par sous-porteuse :

$$g_l = \frac{h_l^*}{|h_l|^2 + \frac{1}{\gamma_l}} \Big|_{\mathcal{E} [|h_l|^2]=1}. \quad (3.27)$$

Pour de fortes valeurs de h_l , le terme $\frac{1}{\gamma_l}$ devient négligeable, le coefficient d'égalisation g_l tend alors à devenir inversement proportionnel à h_l comme pour le critère ZF et permet donc d'annuler le terme d'interférence SI en restaurant l'orthogonalité entre les codes d'étalement. Inversement, pour de faibles valeurs de h_l , le terme $\frac{1}{\gamma_l}$ ne sera plus négligeable ce qui aura pour conséquence de ne pas supprimer totalement l'interférence et d'éviter l'amplification excessive du bruit. La diversité est quant à elle

exploitée de manière optimale. La technique MMSE permet de réaliser un compromis entre la minimisation de la SI et l'amplification du bruit.

Le calcul des coefficients d'égalisation de la technique MMSE nécessite cependant d'estimer en permanence le rapport signal à bruit par sous-porteuse. Afin d'éviter une complexité supplémentaire au niveau du récepteur, il a été proposé dans [73] une technique sous-optimale à la technique MMSE. Elle consiste à s'affranchir de l'estimation de γ_l qui est remplacé par une constante Λ . Cette constante est choisie égale à $\frac{1}{\hat{\gamma}_l}$ de telle sorte que le TEB est minimisé pour le rapport signal à bruit $\hat{\gamma}_l$ pour lequel le système doit fournir les meilleures performances. L'équation (3.27) devient alors égale à :

$$g_l = \frac{h_l^*}{|h_l|^2 + \Lambda} \Big|_{\mathcal{E}[|h_l|^2]=1}. \quad (3.28)$$

3.3.3.2 Calcul des valeurs de confiance

L'expression du signal reçu, désétaillé et égalisé de l'équation (3.16) est rappelée par l'équation (3.29) :

$$\hat{y}_{n,j} = \underbrace{x_{n,j} \sum_{l=1}^L c_{l,n}^2 h_l g_l}_{\vartheta_{n,j}} + \sum_{\substack{p=1 \\ p \neq n}}^{N_L} x_{p,j} \underbrace{\sum_{l=1}^L c_{l,n} c_{l,p} h_l g_l}_{\zeta_{p,n}} + \sum_{l=1}^L c_{l,n} n_l g_l. \quad (3.29)$$

Les valeurs complexes égalisées $\hat{y}_{n,j}$ sont démodulées via le codeur symbole-à-binaire afin d'obtenir les valeurs souples et réelles $\hat{z}_{n,j} = [\hat{z}_{n,j}^1, \dots, \hat{z}_{n,j}^v, \dots, \hat{z}_{n,j}^m]$ relatives aux bits émis⁽²¹⁾ et égales à :

$$\hat{z}_{n,j}^v = x_{n,j}^v \vartheta'_{n,j} + \sum_{\substack{p=1 \\ p \neq n}}^{N_L} x_{p,j}^v \zeta'_{p,n} + \eta'_{n,j}. \quad (3.30)$$

Les termes réels $\vartheta'_{n,j}$, $\zeta'_{p,n}$ et $\eta'_{n,j}$ correspondent respectivement aux termes complexes $\vartheta_{n,j}$, $\zeta_{p,n}$ et $\eta_{n,j}$ après le démapping. De même que pour le système MB-OFDM, il est nécessaire de fiabiliser le vecteur $\hat{z}_{n,j}$ pour assurer un décodage de canal efficace (cf. section 2.3.4.2). Le terme réel de SI de variance σ_{SI}^2 peut être considéré comme un bruit additif gaussien de moyenne nulle de la même façon que le terme réel de bruit σ_{bruit}^2 [64]. Ainsi, avec la définition de $\hat{z}_{n,j}^v$ de l'expression (3.30) et à partir de l'équation (2.43), on obtient l'expression du LLR pour le vecteur $\hat{z}_{n,j}$:

$$\mathcal{L}_n^v \approx \frac{2|\vartheta'_{n,j}|}{\sigma_{\text{SI}}^2 + \sigma_{\text{bruit}}^2} \hat{z}_{n,j}^v, \quad (3.31)$$

⁽²¹⁾En QPSK, cela revient à une renormalisation de la puissance du signal par un rapport $\sqrt{2}$.

où $\hat{z}_{n,j}^v$ est multiplié par 2 au lieu de 4 comme c'est le cas dans l'équation (2.43), car dans (3.31) la variance est attribuée à une valeur réelle de bruit alors qu'elle est attribuée à une valeur complexe de bruit dans (2.43).

Il nous reste à présent à déterminer les expressions des termes $|\vartheta'_{n,j}|$, σ_{SI}^2 et σ_{bruit}^2 afin d'obtenir l'expression de \mathcal{L}_n^v . Pour ce faire, il est bon de revenir sur certains aspects des codes de Walsh-Hadamard utilisés dans cette étude [64]. En effet, le produit de deux *chips* de codes d'étalement $c_{l,p}c_{l,n}$ avec $l \in [1, \dots, L]$, $\{p, n\} \in [1, \dots, N_L]$ et $p \neq n$ vaut $-\frac{1}{L}$ dans la moitié des cas et $+\frac{1}{L}$ dans l'autre moitié, $c_{l,p}$ prenant ses valeurs dans l'alphabet $\left\{-\frac{1}{\sqrt{L}}, +\frac{1}{\sqrt{L}}\right\}$. De plus, en supposant que l'occurrence d'avoir $x_{n,j}^v$ est égale à ± 1 est équiprobable, l'atténuation $|\vartheta'_{n,j}|$ s'écrit alors :

$$|\vartheta'_{n,j}| = \frac{1}{L} \left| \sum_{l=1}^L h_l g_l \right|, \quad (3.32)$$

la variance de la SI est :

$$\sigma_{\text{SI}}^2 = \frac{N_L - 1}{L} (\mathcal{E} [|h_l g_l|^2] - |\mathcal{E} [h_l g_l]|^2), \quad (3.33)$$

et la variance du bruit est :

$$\sigma_{\text{bruit}}^2 = \frac{\sigma^2}{2} \mathcal{E} [|g_l|^2]. \quad (3.34)$$

En remplaçant les expressions des équations (3.32), (3.33) et (3.34) dans l'équation (3.31), on obtient :

$$\mathcal{L}_n^v \approx \frac{\frac{2}{L} \left| \sum_{l=1}^L h_l g_l \right|}{\frac{N_L - 1}{L} (\mathcal{E} [|h_l g_l|^2] - |\mathcal{E} [h_l g_l]|^2) + \frac{\sigma^2}{2} \mathcal{E} [|g_l|^2]} \hat{z}_{n,j}^v. \quad (3.35)$$

L'application de la loi des grands nombres au calcul de l'espérance $\mathcal{E}[\cdot]$ nous permet de reformuler l'expression de \mathcal{L}_n^v qui devient :

$$\mathcal{L}_n^v \approx \frac{2 \left| \sum_{l=1}^L h_l g_l \right|}{(N_L - 1) \left(\frac{1}{L} \sum_{l=1}^L |h_l g_l|^2 - \left| \frac{1}{L} \sum_{l=1}^L h_l g_l \right|^2 \right) + \frac{\sigma^2}{2} \sum_{l=1}^L |g_l|^2} \hat{z}_{n,j}^v. \quad (3.36)$$

On constate que l'expression du LLR d'un système LP-OFDM utilisant des codes de Walsh-Hadamard est relativement complexe à définir et dépend de la technique d'égalisation employée. Dans [74] et [75], diverses expressions de \mathcal{L}_n^v sont obtenues en fonction de la technique d'égalisation utilisée. Dans l'hypothèse selon laquelle une détection MMSE est employée et que les codes de Walsh-Hadamard choisis sont relativement courts, on aboutit à une expression simplifiée de \mathcal{L}_n^v [76] :

Paramètre	Description	Valeur
B_w	Largeur d'une sous-bande	528 MHz
N	Nombre de sous-porteuse par symbole (taille FFT)	128
N'_D	Nombre de sous-porteuse de données	96
N_P	Nombre de sous-porteuse pilotes	12
N_G	Nombre de sous-porteuse de garde	10
N'_Z	Nombre de sous-porteuse nulles	10
Δ_f	Espacement entre sous-porteuse	4.125 MHz
T_u	Durée utile du symbole	242.42 ns
T_{zps}	Durée du suffixe de type <i>zero-padding</i> ($= T_{zp} + T_w$)	70.08 ns
T_{zp}	Durée de l'intervalle de garde	60.61 ns
T_w	Durée allouée au saut de fréquence	9.47 ns
T_s	Durée totale du symbole OFDM	312.5 ns
D_s	Fréquence symbole	3.2 MHz
L	Longueur des codes d'étalement	1, 4, 8, 16, 32
N_L	Nombre de codes utilisés par bloc	$[1, \dots, L]$

TAB. 3.1 – Caractéristiques d'un symbole LP-OFDM.

$$\mathcal{L}_n^v = \frac{4}{\sigma^2 L} \sum_{l=1}^L |h_l| \hat{z}_{n,j}^v. \quad (3.37)$$

L'équation (3.37) montre que le coefficient de fiabilité \mathcal{L}_n^v est proportionnel à la moyenne des atténuations du canal des L sous-porteuses sur lesquelles le signal étalé est transmis. L'utilisation de l'équation (3.37) dans le cadre d'une détection mono-utilisateur MMSE permet de réduire notablement la complexité d'implémentation au prix d'une dégradation minimale des performances. Notons que les techniques de détection mono-utilisateurs ZF ou MRC requièrent l'utilisation de l'équation (3.36), l'équation (3.37) entraînant une dégradation trop importante des performances [76].

3.3.4 Paramètres du système UWB - LP-OFDM

Outre l'ajout de la fonction de précodage linéaire que nous venons de présenter, le développement de ce nouveau système s'accompagne en toute logique de la modification de certains paramètres du système MB-OFDM. Les paramètres des symboles LP-OFDM sont présentés dans le tableau 3.1. Les paramètres dont les valeurs diffèrent par rapport aux symboles MB-OFDM sont suivi d'un « ' ».

L'utilisation des codes d'étalement de Walsh-Hadamard obtenus par une construction de Sylvester-Hadamard (cf. section 3.3.2) ne permet plus d'occuper les $N_D = 100$ sous-porteuses utiles du multiplex OFDM. En effet, la méthode de construction impose une contrainte sur la longueur des codes qui vérifieront la relation $L = 2^n (n \in \mathbb{N}^+)$. Ainsi, le nombre de sous-porteuses utiles est donc réduit à $N'_D = L \times B = 96$ entraînant l'ajout de 4 sous-porteuses nulles supplémentaires disposées de part et d'autre de chaque symbole LP-OFDM comme c'est le cas pour les N_Z sous-porteuses nulles des symboles MB-OFDM. Ces quatre sous-porteuses peuvent être utilisées par exemple comme sous-porteuses pilotes ou de garde supplémentaires. L'ajout de ces quatre sous-porteuses nulles entraîne inévitablement une réduction de la largeur de bande occupée par le symbole à transmettre qui devient dans ce cas inférieure à 500 MHz. Il sera donc nécessaire d'avoir recours à ces sous-porteuses pour accroître la robustesse du signal en augmentant, par exemple, le nombre de sous-porteuses pilotes ce qui permettrait d'améliorer l'opération d'estimation de canal et de conserver une largeur de bande occupée supérieure à 500 MHz.

L'utilisation du précodage linéaire permettant à N_L symboles d'informations ($N_L \in [1, \dots, L]$) d'être étalés sur L sous-porteuses de données ainsi que la réduction du nombre de sous-porteuses utiles à $N'_D = 96$, nécessitent d'adapter les paramètres des entrelaceurs de la solution MB-OFDM (cf. section 2.3.3.2) au système LP-OFDM afin d'en conserver l'efficacité. Ce redimensionnement constitue un des paramètres d'optimisation du système, il sera donc détaillé dans la section 4.3.1 du chapitre 4.

3.4 Conclusion

L'objectif de ce chapitre était d'introduire un nouveau système pour l'UWB multibande combinant l'OFDM et les fonctions de précodage linéaire. Nous avons ainsi rappelé brièvement le principe général de l'étalement de spectre en orientant la description vers l'accès multiple et la combinaison entre l'étalement de spectre et les techniques multi-porteuses. Nous avons pu constater sans le développer qu'il existe un certain nombre de combinaisons possibles entre les techniques d'accès multiple et le multiplexage des données à transmettre. Ainsi, sur la base du système MB-OFDM et en prenant en compte les caractéristiques du canal UWB, nous avons proposé l'ajout d'une matrice de précodage linéaire au système MB-OFDM conduisant à un système LP-OFDM.

La seconde partie du chapitre a tout naturellement été consacrée à la présentation du système étudié. Nous avons ainsi détaillé les différentes techniques mises en œuvre permettant un fonctionnement optimal du système. Il est important de noter que la fonction de précodage linéaire, notamment grâce à l'utilisation d'une FHT, ainsi que la technique de détection mono-utilisateur MMSE est très simple à mettre en œuvre. L'ajout de cette nouvelle fonction va permettre d'améliorer les performances du système par rapport au système MB-OFDM au prix d'une augmentation très minime de la complexité.

Le système LP-OFDM pour l'UWB nécessite néanmoins une optimisation de certains de ses paramètres de fonctionnement. Nous allons ainsi nous focaliser dans le quatrième chapitre sur les optimisations possibles de notre système et présenter ses performances comparativement à celles obtenues avec le système MB-OFDM. De plus, une extension du système LP-OFDM au cas MIMO⁽²²⁾ sera introduite en fin du quatrième chapitre.

L'introduction de la solution LP-OFDM en tant que nouvelle forme d'onde pour l'UWB haut débit a fait l'objet d'une communication dans une conférence nationale [77].

⁽²²⁾Multiple-Input Multiple-Output.

Chapitre 4

Optimisation du système LP-OFDM

Sommaire

4.1	Introduction	102
4.2	Sélection des codes d'étalement	102
4.2.1	Mise en évidence de la nécessité de sélectionner les codes d'étalement	102
4.2.2	Procédure de sélection des codes d'étalement minimisant l'auto-interférence	104
4.2.3	Exemple d'application	105
4.3	Adaptation de l'entrelacement et choix des blocs de sous-porteuses	107
4.3.1	Entrelacement des bits codés	107
4.3.2	Optimisation du <i>chip mapping</i>	110
4.4	Effet de la longueur des codes d'étalement	112
4.5	Performances du système proposé	114
4.5.1	Optimisation du récepteur MMSE	114
4.5.2	Comparaison avec la solution MB-OFDM	116
4.6	Extension au cas MIMO	118
4.6.1	Introduction	118
4.6.2	Présentation du modèle de canal MIMO-UWB	119
4.6.3	Le codage temps-espace	121
4.6.4	Le système MIMO LP-OFDM étudié	127
4.6.5	Performances	131
4.7	Conclusion	134

4.1 Introduction

Le chapitre précédent a permis d'introduire le système LP-OFDM pour l'UWB haut débit développé à partir du système MB-OFDM proposé par l'Alliance WiMedia. Outre les gains escomptés en terme de performances, l'ajout des fonctions de précodage linéaire à l'émission et de « déprécodage » en réception n'entraîne pas d'augmentation majeure de la complexité de la chaîne de transmission. Le système LP-OFDM nécessite néanmoins une phase d'optimisation de ces paramètres afin d'en obtenir un fonctionnement optimal.

Ce quatrième chapitre va ainsi présenter dans un premier temps les différents paramètres d'optimisation du système LP-OFDM tels que la sélection des codes d'étalement lorsque le système ne fonctionne pas à pleine charge, le choix de l'entrelacement avant et après l'opération de précodage linéaire ou encore l'effet de la longueur des codes d'étalement utilisés. Dans une deuxième phase de ce chapitre, les performances du système LP-OFDM seront comparées avec celle du système MB-OFDM afin de mettre concrètement en évidence l'intérêt de l'ajout de la composante d'étalement au système MB-OFDM. Enfin, la dernière partie présentera l'extension du système au cas d'un système MIMO⁽¹⁾. Nous verrons ainsi que les performances du système seront améliorées par rapport au cas SISO⁽²⁾.

4.2 Sélection des codes d'étalement

4.2.1 Mise en évidence de la nécessité de sélectionner les codes d'étalement

Comme nous l'avons vu au cours du chapitre précédent, le choix de codes orthogonaux pour le système LP-OFDM permet de s'affranchir de l'auto-interférence (SI). Ceci est vrai si l'on considère que la transmission des données s'effectue sur un canal gaussien mais ne l'est plus si la transmission s'effectue à travers un canal à trajets multiples. En effet, dans ce cas, l'orthogonalité entre les codes d'étalement est brisée par les distorsions introduites par le canal entraînant l'apparition d'un terme de SI. Il est alors nécessaire de chercher à minimiser ce terme de SI en réception par la mise en œuvre de techniques de détection mono-utilisateur présentées dans le chapitre précédent (cf. section 3.3.3.1).

L'estimation $\hat{y}_{n,j}$ du $n^{\text{ème}}$ symbole complexe $x_{n,j}$ de l'utilisateur j obtenue après les opérations d'égalisation et de déprécodage linéaire, est donnée par l'équation (3.16) rappelée ici :

⁽¹⁾Multiple-Input Multiple-Output.

⁽²⁾Single-Input Single-Output.

$$\hat{y}_{n,j} = x_{n,j} \sum_{l=1}^L c_{l,n}^2 h_l g_l + \sum_{\substack{p=1 \\ p \neq n}}^{N_L} x_{p,j} \sum_{l=1}^L c_{l,n} c_{l,p} h_l g_l + \sum_{l=1}^L c_{l,n} n_l g_l. \quad (4.1)$$

A partir de cette équation, en posant $\mathcal{R}(k-l) = \mathcal{E}[h_k g_k h_l g_l]$, la puissance de la SI associée au symbole complexe n est donnée par :

$$P_{SI,n} = \underbrace{(N_L - 1)\mathcal{R}(0)L}_{\alpha} + \sum_{\substack{p=1 \\ p \neq n}}^{N_L} \left\{ \begin{array}{l} 2 \mathcal{R}(1) \underbrace{\sum_{l=1}^{L-1} w_l^{(n,p)} w_{l+1}^{(n,p)}}_{\beta(1)} + \\ 2 \mathcal{R}(2) \underbrace{\sum_{l=1}^{L-2} w_l^{(n,p)} w_{l+2}^{(n,p)}}_{\beta(2)} + \dots \\ \dots + 2 \mathcal{R}(L-1) \underbrace{w_1^{(n,p)} w_L^{(n,p)}}_{\beta(L-1)} \end{array} \right\}, \quad (4.2)$$

$\underbrace{\hspace{15em}}_{\beta}$

où $w_l^{(n,p)} = c_{l,n} c_{l,p}$ est défini comme étant le produit *chip* à *chip* des codes d'étalement affectés aux symboles complexes n et p sur le $l^{\text{ème}}$ *chip*.

On constate à partir de la relation (4.2) que la puissance de la SI est influencée d'une part, par les codes d'étalement et, d'autre part, par le choix de la technique d'égalisation utilisée. En effet, si on considère par exemple l'utilisation de la technique d'égalisation ZF, tous les termes $\mathcal{R}(k-l)$ sont alors égaux à 1 et rendent la puissance de la SI nulle à condition que les codes d'étalement employés soient orthogonaux. Dans ce cas, le terme α est positif et égal à $(N_L - 1)L$, le terme β étant quant à lui négatif et de valeur absolue égale à α .

Il a été montré dans [45] qu'à pleine charge, $N_L = L$, les termes $\beta(i)$ sont tous négatifs et identiques pour chaque symbole complexe. Cela s'explique par le fait que tous les codes disponibles d'une famille ont été attribués. En revanche, lorsque le système ne fonctionne plus à pleine charge, $N_L < L$, les termes $\beta(i)$ sont différents selon les codes d'étalement utilisés, et peuvent être positifs ou négatifs. Ainsi, selon le code qui leur est attribué, certains symboles complexes seront privilégiés par rapport à d'autres dont la puissance de la SI sera beaucoup plus importante.

Afin de minimiser la SI lorsque le système ne fonctionne pas à pleine charge, une méthode optimale consiste alors à sélectionner judicieusement les N_L codes d'étalement à utiliser en fonction des coefficients du canal h_l et des coefficients d'égalisation g_l . Or, ces coefficients évoluent en temps et en fréquence, il n'est donc pas possible d'envisager une solution sous cette forme. Une solution sous-optimale ne tenant pas compte des coefficients h_l et g_l va alors être considérée. Cette solution est décrite dans la section suivante.

4.2.2 Procédure de sélection des codes d'étalement minimisant l'auto-interférence

Dans [78], D. Mottier et D. Castelain proposent une méthode de sélection des codes d'étalement permettant de minimiser la puissance de la SI. L'objectif de cette méthode est de minimiser le terme négatif $\beta(1)$ afin de compenser au maximum le terme positif α . En effet, la valeur du terme d'autocorrélation $\mathcal{R}(k-l)$ sera d'autant plus forte que les sous-porteuses k et l seront proches du fait que la corrélation entre les coefficients du canal h_k et h_l est d'autant plus forte que les sous-porteuses sont proches. Ainsi, le terme $\mathcal{R}(1)$ qui correspond aux sous-porteuses adjacentes sera supérieur aux autres termes $\mathcal{R}(k-l)$. La minimisation du terme $\beta(1)$ permettra donc de réduire notablement la puissance de la SI. Nous allons présenter dans la suite de cette section cette méthode d'optimisation du choix des N_L codes d'étalement parmi une famille de N_c codes. Dans notre étude, l'utilisation des codes de Walsh-Hadamard implique que $N_c = L$.

Soit Ω une famille de codes d'étalement composée de N_c codes, et Ω_{N_L} un sous-ensemble de Ω composé des N_L codes avec $N_L < N_c$. On définit une fonction $J^{(\Omega_{N_L})}$ telle que :

$$J^{(\Omega_{N_L})} = \max_{n,p \in \Omega_{N_L}, n \neq p} I^{(n,p)}, \quad (4.3)$$

où $I^{(n,p)}$ est la fonction représentant l'interférence produite par la séquence p sur la séquence n . Le terme $J^{(\Omega_{N_L})}$ tient uniquement compte de la dégradation maximale produite par deux séquences d'étalement choisies parmi les N_L séquences disponibles de Ω_{N_L} . Le terme d'interférence $I^{(n,p)}$ est défini par :

$$I^{(n,p)} = -T(W^{(n,p)}), \quad (4.4)$$

où $W^{(n,p)}$ est un vecteur de L éléments $w_l^{(n,p)} = c_{l,n}c_{l,p}$ ($l \in [1, \dots, L]$) issu du produit *chip à chip* entre les séquences d'étalement n et p , et $T(v)$ définit le nombre de transitions entre les éléments du vecteur v :

$$T(v) = \frac{1}{2} \sum_{l=1}^{L-1} |\text{sgn}(v_{l+1}) - \text{sgn}(v_l)|. \quad (4.5)$$

Ainsi, la minimisation de $J^{(\Omega_{N_L})}$ consiste donc à conserver un sous-ensemble de N_L séquences pour lequel les différents vecteurs $W^{(n,p)}$ présentent un nombre maximum de transitions. Le terme $\beta(i)$ de l'équation (4.2) sera alors minimisé ce qui permettra d'atténuer le terme positif α . La sélection du sous-ensemble optimal $\Omega_{N_L}^{(\text{opt})}$ de séquences d'étalement est donc définie par :

$$\Omega_{N_L}^{(\text{opt})} = \arg \min_{\Omega_{N_L} \in \Omega} J^{(\Omega_{N_L})}. \quad (4.6)$$

Cette méthode peut être relativement lourde à mettre en œuvre du fait du nombre de sous-ensembles Ω_{N_L} égal à $\mathbf{C}_{N_c}^{N_L}$ qu'il est nécessaire de calculer, notamment lorsque la longueur L des codes d'étalement devient grande. Afin de s'affranchir de cette complexité de calcul pour le système, la sélection du sous-ensemble optimal $\Omega_{N_L}^{(\text{opt})}$ pourra être effectuée préalablement pour chaque valeur de N_L puis stockée en mémoire.

4.2.3 Exemple d'application

Afin d'illustrer cette méthode, nous allons la présenter à travers un exemple. Nous considérons l'utilisation de la famille de codes d'étalement de Walsh-Hadamard dont la longueur est $L = 8$. Cette matrice, obtenue par la construction de Sylvester-Hadamard décrite dans la section 3.3.2, s'écrit :

$$\Omega = \begin{bmatrix} \mathbf{c}_1 \\ \mathbf{c}_2 \\ \mathbf{c}_3 \\ \mathbf{c}_4 \\ \mathbf{c}_5 \\ \mathbf{c}_6 \\ \mathbf{c}_7 \\ \mathbf{c}_8 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} +1 & +1 & +1 & +1 & +1 & +1 & +1 & +1 \\ +1 & -1 & +1 & -1 & +1 & -1 & +1 & -1 \\ +1 & +1 & -1 & -1 & +1 & +1 & -1 & -1 \\ +1 & -1 & -1 & +1 & +1 & -1 & -1 & +1 \\ +1 & +1 & +1 & +1 & -1 & -1 & -1 & -1 \\ +1 & -1 & +1 & -1 & -1 & +1 & -1 & +1 \\ +1 & +1 & -1 & -1 & -1 & -1 & +1 & +1 \\ +1 & -1 & -1 & +1 & -1 & +1 & +1 & -1 \end{bmatrix}. \quad (4.7)$$

La famille Ω est composée de $N_c = 8$ séquences d'étalement de longueur $L = 8$. Considérons le cas où la charge du système est $N_L = 3$, il existe donc $\frac{N_c!}{N_L!(N_c-N_L)!} = 56$ sous-ensembles de codes Ω_{N_L} , correspondant à l'ensemble des combinaisons possibles de 3 séquences choisies parmi 8. Pour cet exemple, nous allons détailler uniquement le cas de deux sous-ensembles : Ω_{17} et Ω_{45} composés, respectivement, des séquences $\mathbf{c}_1, \mathbf{c}_5, \mathbf{c}_7$ et $\mathbf{c}_3, \mathbf{c}_6, \mathbf{c}_8$.

Pour le sous-ensemble Ω_{17} : le nombre de codes dans ce sous-ensemble est $N_L = 3$, il y a donc $\mathbf{C}_{N_L}^2 = \mathbf{C}_3^2 = 3$ combinaisons possibles entre ces codes et donc trois vecteurs $W^{(n,p)}$ à calculer. Ces trois vecteurs sont :

$$\begin{array}{l} \mathbf{c}_1 \quad +1 \quad +1 \quad +1 \quad +1 \quad +1 \quad +1 \quad +1 \quad +1 \\ \mathbf{c}_5 \quad +1 \quad +1 \quad +1 \quad +1 \quad -1 \quad -1 \quad -1 \quad -1 \\ W^{(1,5)} \quad +1 \quad +1 \quad +1 \quad +1 \quad -1 \quad -1 \quad -1 \quad -1 \Rightarrow I^{(1,5)} = -1, \\ \\ \mathbf{c}_1 \quad +1 \quad +1 \quad +1 \quad +1 \quad +1 \quad +1 \quad +1 \quad +1 \\ \mathbf{c}_7 \quad +1 \quad +1 \quad -1 \quad -1 \quad -1 \quad -1 \quad +1 \quad +1 \\ W^{(1,7)} \quad +1 \quad +1 \quad -1 \quad -1 \quad -1 \quad -1 \quad +1 \quad +1 \Rightarrow I^{(1,7)} = -2, \\ \\ \mathbf{c}_5 \quad +1 \quad +1 \quad +1 \quad +1 \quad -1 \quad -1 \quad -1 \quad -1 \\ \mathbf{c}_7 \quad +1 \quad +1 \quad -1 \quad -1 \quad -1 \quad -1 \quad +1 \quad +1 \\ W^{(5,7)} \quad +1 \quad +1 \quad -1 \quad -1 \quad +1 \quad +1 \quad -1 \quad -1 \Rightarrow I^{(5,7)} = -3. \end{array}$$

On déduit à partir de l'équation (4.3) que $J^{(\Omega_{17})} = -1$.

Pour le sous-ensemble Ω_{45} : de la même manière que pour le sous-ensemble précédent, les trois vecteurs $W^{(n,p)}$ sont :

$$\begin{array}{rcccccccc}
 \mathbf{c}_3 & +1 & +1 & -1 & -1 & +1 & +1 & -1 & -1 \\
 \mathbf{c}_6 & +1 & -1 & +1 & -1 & -1 & +1 & -1 & +1 \\
 W^{(3,6)} & +1 & -1 & -1 & +1 & -1 & +1 & +1 & -1 \Rightarrow I^{(3,6)} = -5, \\
 \\
 \mathbf{c}_3 & +1 & +1 & -1 & -1 & +1 & +1 & -1 & -1 \\
 \mathbf{c}_8 & +1 & -1 & -1 & +1 & -1 & +1 & +1 & -1 \\
 W^{(3,8)} & +1 & -1 & +1 & -1 & -1 & +1 & -1 & +1 \Rightarrow I^{(3,8)} = -6, \\
 \\
 \mathbf{c}_6 & +1 & -1 & +1 & -1 & -1 & +1 & -1 & +1 \\
 \mathbf{c}_8 & +1 & -1 & -1 & +1 & -1 & +1 & +1 & -1 \\
 W^{(6,8)} & +1 & +1 & -1 & -1 & +1 & +1 & -1 & -1 \Rightarrow I^{(6,8)} = -3.
 \end{array}$$

On en déduit donc que $J^{(\Omega_{45})} = -3$.

Cette démarche est appliquée de la même manière aux 54 autres sous-ensembles restants. Si on suppose que les $J^{(\Omega_{N_L})}$ des 54 autres sous-ensembles sont supérieurs à $J^{(\Omega_{45})} = -3$, l'équation (4.6) nous permet de déterminer que le sous-ensemble optimal permettant de minimiser la SI est :

$$\Omega^{(\text{opt})} = \Omega_{45}. \quad (4.8)$$

Selon la famille de codes d'étalement utilisée, il peut arriver que cette procédure de sélection conduise à l'obtention de plusieurs sous-ensembles optimaux, ces derniers ayant des fonctions $J^{(\Omega_{N_L})}$ égales. Dans ces conditions il est possible de choisir arbitrairement l'un des sous-ensembles optimal ou alors d'utiliser des critères de sélection complémentaires [45].

Pour illustrer cette démonstration, la figure 4.1 présente les performances obtenues avec la chaîne de simulation LP-OFDM dans le cas d'une mauvaise allocation et dans le cas d'une allocation optimale des codes d'étalement. La longueur des codes de Walsh-Hadamard utilisés est $L = 16$, le système fonctionnant aux charges $N_L = 6$ et $N_L = 14$. On observe ainsi pour $N_L = 6$ qu'une mauvaise sélection des codes d'étalement peut détériorer notablement les performances du système, il est donc important de sélectionner correctement les codes pour obtenir un fonctionnement optimal du système LP-OFDM. Cette dégradation est en revanche très faible pour $N_L = 14$. Une bonne sélection des codes d'étalement est d'autant plus déterminante que la charge est faible. Lorsque N_L augmente vers L , la différence de performances obtenues avec une « bonne » sélection et une « mauvaise » sélection s'atténue jusqu'au cas limite où $N_L = L$.

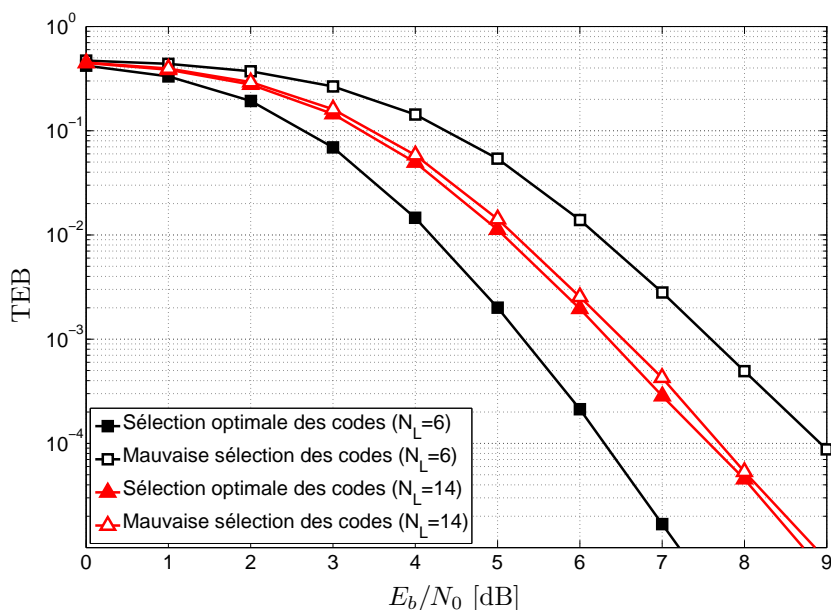


FIG. 4.1 – Comparaison des performances du système LP-OFDM dans le cas d’une bonne et d’une mauvaise sélection des codes d’étalement obtenues avec $L = 16$, $N_L = 6$ et 14, pour un rendement de codage $R = 1/2$ et une détection MMSE sur le canal CM1.

4.3 Adaptation de l’entrelacement et choix des blocs de sous-porteuses

L’entrelacement peut être effectué au niveau des bits codés, c’est-à-dire avant l’opération de précodage linéaire, ou au niveau des sous-porteuses après l’opération de précodage linéaire. Dans ce dernier cas, on parle de *chip mapping*. Dans les deux cas, l’objectif est d’exploiter de manière optimale la diversité du canal et ainsi améliorer les performances du système. Nous allons dans cette section nous intéresser à l’optimisation de ces deux types d’entrelacement.

4.3.1 Entrelacement des bits codés

Grâce à la modification de l’ordre de transmission des bits codés, l’entrelacement permet, comme nous l’avons vu dans le deuxième chapitre, d’assurer une indépendance statistique entre les atténuations affectant les différents éléments binaires générés successivement par le codeur afin de permettre un fonctionnement optimal du décodeur de Viterbi. Ce dernier ne peut en effet fonctionner correctement que si les échantillons successifs présentés à son entrée sont affectés par des distorsions indépendantes. L’entrelacement en trois étapes du système MB-OFDM présenté dans la section 2.3.3.2 est conservé mais nécessite toutefois d’être adapté au système LP-OFDM. Nous al-

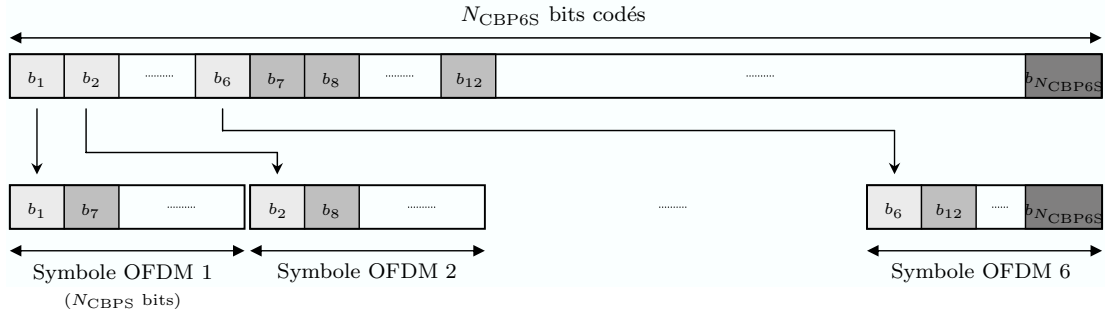


FIG. 4.2 – Illustration de l’entrelacement inter-symbole du système LP-OFDM.

lons présenter dans cette section les nouveaux paramètres à appliquer aux équations d’entrelacement du système MB-OFDM.

L’entrelacement inter-symbole

Cette première étape permet d’entrelacer les bits générés en sortie du codeur sur un horizon de six symboles OFDM comme le montre la figure 4.2. Dans l’équation (2.30), le nombre de bits codés par symbole N_{CBPS} est déterminé entre autres à partir du nombre de symboles complexes N_L représentant la charge et de la longueur des codes d’étalement L . Il est défini par :

$$N_{CBPS} = m \times \frac{N_L}{L} \times N'_D, \quad (4.9)$$

avec m le nombre de bits par symbole complexe, $m = 2$ dans le cas d’une modulation QPSK, et N'_D le nombre de sous-porteuses de données par symbole OFDM. L’étalement temporel TDS n’étant plus utilisé, le paramètre N_{TDS} est quant à lui égal à 1.

L’entrelacement intra-symbole

L’objectif de l’entrelacement intra-symbole dans le cas du système MB-OFDM est de répartir les bits codés consécutifs d’un symbole sur les N_D sous-porteuses du symbole OFDM afin de tirer parti de la diversité fréquentielle liée à l’ensemble de la bande considérée. Dans le cas du système LP-OFDM, pour arriver au même résultat, nous proposons de placer deux bits consécutifs dans deux blocs b distincts de sous-porteuses sur lesquelles est réalisé l’étalement. Le principe est illustré par la figure 4.3 dans le cas du système LP-OFDM. Deux bits codés consécutifs sont étalés sur des blocs de sous-porteuses différents assurant ainsi une plus grande indépendance des distorsions subies. Le nombre de blocs N_{blocs} de sous-porteuses par symbole et le nombre de bits codés par blocs N_{Tint} utilisés dans l’équation (2.31) sont adaptés au cas du système LP-OFDM et donnés, respectivement, par :

4.3 ADAPTATION DE L'ENTRELAACEMENT ET CHOIX DES BLOCS DE SOUS-PORTEUSES 109

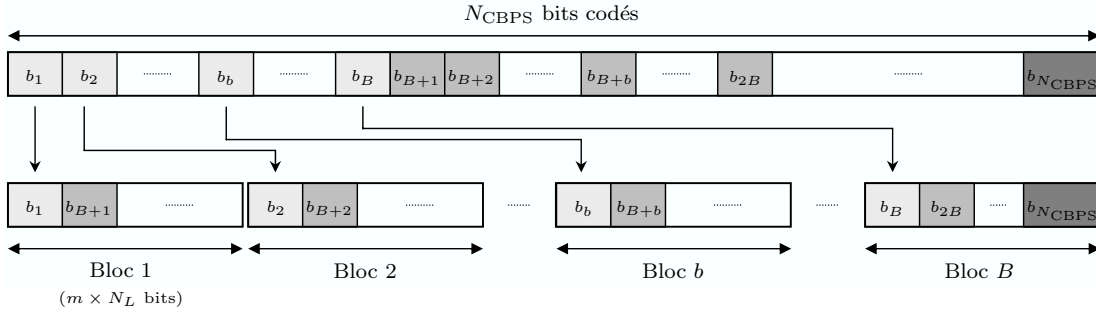


FIG. 4.3 – Illustration de l'entrelacement intra-symbole du système LP-OFDM.

$$N_{blocs} = B = \frac{N_{CBPS}}{N_{T_{int}}} = \frac{N'_D}{L}, \quad (4.10)$$

et

$$N_{T_{int}} = M \times N_L. \quad (4.11)$$

L'entrelacement à décalage cyclique

Les deux premières étapes de l'entrelacement ont permis de répartir les bits codés sur un horizon de six symboles OFDM puis de les placer judicieusement au sein de chaque symbole OFDM. Cependant, ces deux étapes font que, par exemple, deux bits participant au même mot de code généré par le codeur de canal se retrouveront, au sein de leur symbole OFDM respectif, sur les mêmes blocs de sous-porteuses. Ils risquent donc de subir des distorsions fortement corrélées en fonction du TFC utilisé. Il est donc nécessaire d'avoir recours à cette dernière étape. Cependant, contrairement au système MB-OFDM, la taille des paquets de bits à décaler N_{cyc} n'est plus fixe (Tab. 2.4) mais est fonction du nombre de bits codés par symbole OFDM donc de la charge N_L . Nous avons pour cela redimensionné la variable N_{cyc} de l'équation (2.32) qui détermine la taille des paquets de bits codés qui sont décalés cycliquement au sein de chaque symbole N_{CBPS} sur une étendue de N_{CBPS} . Elle est donnée par :

$$N_{cyc} = 2N_L + \left\lfloor \frac{2N_L}{3} \right\rfloor. \quad (4.12)$$

Dans l'équation (4.12), obtenue empiriquement, le terme $2N_L$ permet de décaler l'ensemble des bits d'un bloc à un autre. Le terme $\lfloor 2N_L/3 \rfloor$ permet quant à lui de répartir les bits localisés dans un même bloc sur deux blocs distincts. La figure 4.4 illustre le principe de l'entrelacement cyclique dans le cas du système LP-OFDM.

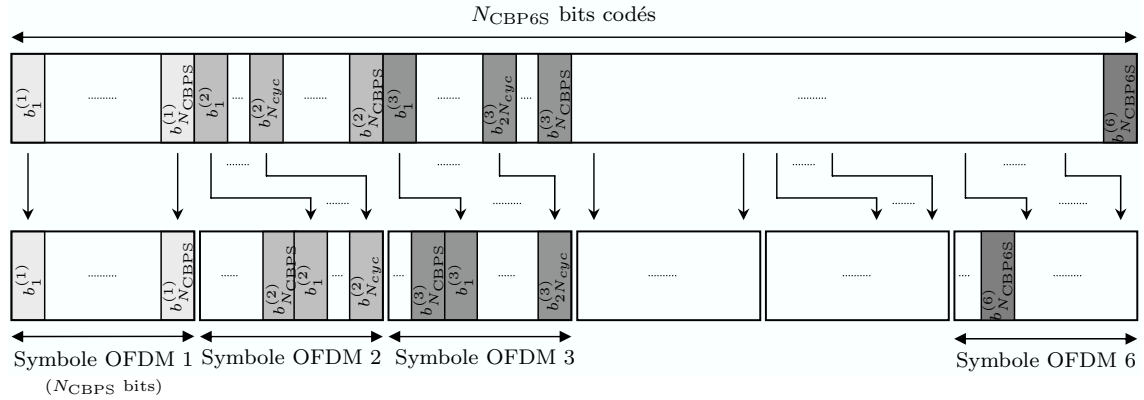


FIG. 4.4 – Illustration de l’entrelacement à décalage cyclique du système LP-OFDM.

4.3.2 Optimisation du *chip mapping*

L’opération de *chip mapping*, réalisée par la matrice \mathbf{D} de l’équation (3.12), permet de répartir les *chips* des données étalées sur les emplacements de la trame OFDM, c’est-à-dire sur les sous-porteuses du symbole, le but étant soit d’optimiser l’exploitation de la diversité soit de réduire l’interférence entre les codes (SI). Les techniques permettant d’atteindre ces deux objectifs sont, comme nous allons le voir, opposées puisque l’exploitation de la diversité est obtenue en disposant les *chips* d’un même symbole étalé afin qu’ils expérimentent des canaux décorrélés alors que ces canaux doivent être corrélés pour permettre de réduire l’interférence entre les codes. Nous allons présenter ces deux schémas de *chip mapping* ou d’entrelacement des données précodées qui consistent donc à attribuer les emplacements de la trame OFDM aux *chips* d’un symbole précodé.

Schéma de blocs de sous-porteuses adjacentes (AS)

Le schéma de *chip mapping* AS⁽³⁾ consiste à positionner les *chips* d’un symbole étalé sur L sous-porteuses adjacentes comme l’illustre la figure 4.5(a). Ce *chip mapping* correspond tout simplement à celui utilisé dans le système LP-OFDM que nous avons présenté dans le chapitre précédent et que nous avons utilisé jusqu’à présent. Dans ce cas, les *chips* des symboles précodés sont répartis sur des sous-porteuses adjacentes regroupées en B blocs. Dans cette configuration, le système bénéficie de la diversité fréquentielle liée à une bande relativement limitée.

Schéma d’entrelacement par bloc (BI)

Pour pouvoir bénéficier de la diversité liée à la bande totale, chaque symbole précodé doit expérimenter toutes les branches de diversité fréquentielle du canal. Ces branches sont définies à partir de la bande de cohérence du canal. La longueur L des codes doit

⁽³⁾Adjacent Subcarriers.

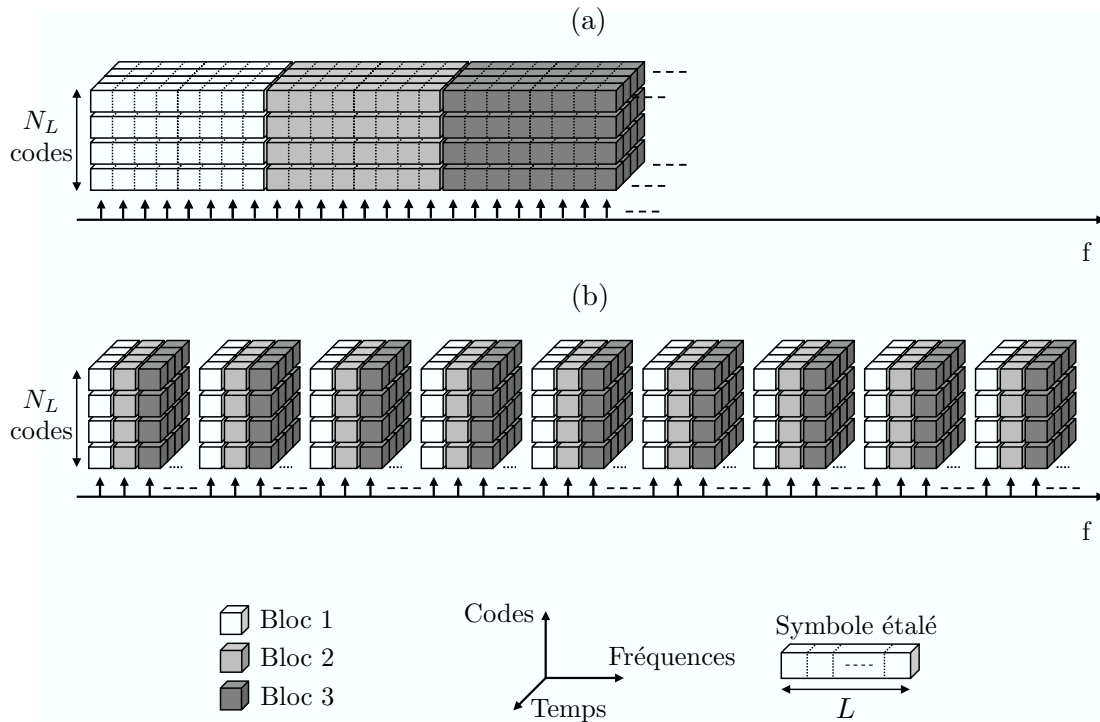


FIG. 4.5 – Représentation schématique des différentes solutions de *chip mapping* basées sur des sous-ensembles de sous-porteuses adjacentes AS (a) sur l'entrelacement par bloc BI (b) pour le LP-OFDM.

alors être choisie pour être supérieure ou égale à l'ordre de diversité D_f et que chacun des L *chips* soit transmis sur une des D_f branches de diversité.

La technique d'entrelacement par bloc (BI⁽⁴⁾) permet d'y parvenir en espaçant au maximum et en répartissant régulièrement les *chips* d'un symbole précodé sur les sous-porteuses du symbole OFDM comme l'illustre la figure 4.5(b). Ce schéma va alors consister à définir L blocs de B sous-porteuses adjacentes transmettant chacune un *chip* de chaque symbole précodé. Ainsi chaque symbole précodé exploite toutes les branches de diversité, représentées ici par les blocs de B sous-porteuses. La mise en œuvre de cette technique permet au système de tirer parti de la diversité liée à la bande totale tout en conservant des longueurs de codes d'étalement relativement faibles.

Nous proposons d'illustrer ces deux approches à travers un exemple. Pour ce faire, nous avons simulé les techniques AS et BI en choisissant une longueur de code $L = 16$ dans le cas où le système fonctionne à demi-charge ($N_L = 8$) et à pleine charge ($N_L = 16$). Les courbes de performances présentées à la figure 4.6 ont été obtenues sur le canal CM1 pour un rendement de codage $R = 1/2$. Elles montrent que l'utilisation

⁽⁴⁾Block Interleaved.

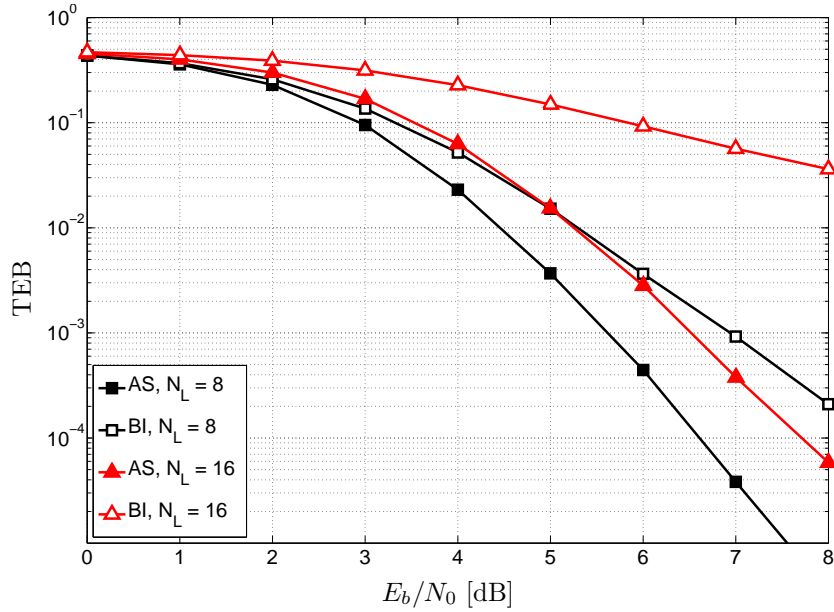


FIG. 4.6 – Comparaison des techniques de *chip mapping* AS et BI utilisées par le système LP-OFDM sur le canal CM1 avec $R = 1/2$, $L = 16$ et une détection MMSE.

de la technique BI entraîne une importante dégradation des performances du système. Cette dégradation est la conséquence de l'augmentation de la SI. Il a en effet été montré dans [47] que la variance de la SI peut s'écrire dans le cas d'un système LP-OFDM :

$$\sigma_{SI}^2 = \frac{N_L - 1}{L} \frac{\sigma_h^2}{2}, \quad (4.13)$$

avec σ_h^2 la variance des coefficients du canal calculée sur le bloc de sous-porteuses sur lesquelles ont été transmis les *chips* d'un symbole précodé. Contrairement à la technique BI, la technique AS permet d'avoir une corrélation entre les coefficients du canal plus importante et par conséquent une variance des coefficients du canal sur le bloc considéré plus faible limitant ainsi la SI. La technique AS est la plus adaptée à notre système compte tenu des caractéristiques du canal UWB considéré. Nous l'utiliserons donc dans la suite de cette étude, l'utilisation conjointe de l'étalement et du codage de canal permettra d'exploiter de manière complémentaire la diversité.

4.4 Effet de la longueur des codes d'étalement

La longueur L des codes d'étalement est un paramètre variable et, comme nous allons le voir dans cette section, il influence directement les performances du système LP-OFDM étudié. En effet, les deux fonctions de précodage linéaire et de codage/décodage de canal associées aux fonctions d'entrelacement/désentrelacement doivent permettre

de tirer pleinement parti de la diversité fréquentielle du canal. En particulier, plus la longueur L des codes d'étalement est grande, plus le système profite, avec le précodage linéaire, de la diversité liée à la bande associée au bloc b d'étalement. Cependant, les sous-porteuses d'un bloc b subissent des distorsions d'autant plus fortes que L est grand en raison de la sélectivité fréquentielle du canal. La conséquence de ces distorsions est l'augmentation de l'auto-interférence (SI) entre les N_L codes d'étalement du bloc comme nous l'avons déjà mentionné précédemment. D'autre part, plus le rendement de codage R est faible (code robuste), plus le codage permet d'exploiter la diversité. On comprend dès lors qu'il est nécessaire de trouver le bon compromis entre la longueur des codes d'étalement et le rendement de codage. L'usage d'un rendement de codage faible entraînera l'utilisation d'une longueur de code d'étalement optimale faible. Inversement, l'usage d'un rendement de codage fort nécessitera l'utilisation d'une longueur de code d'étalement élevée. En outre, la diminution de la charge N_L aura pour conséquence de réduire la SI. Ainsi, pour un rendement de codage donné, lorsque N_L diminue, il sera possible d'accroître la longueur des codes.

Pour trouver le meilleur partage de l'exploitation de la diversité entre le rendement du code correcteur d'erreur et la longueur des séquences d'étalement, nous avons testé différentes combinaisons entre les paramètres R et L sur le canal CM1 à travers des simulations de la chaîne de transmission LP-OFDM. Le tableau 4.1 présente les valeurs des paramètres testés.

Paramètre	Valeurs
Rendement de codage (R)	[1/3, 1/2, 3/4]
Longueur des codes (L)	[1, 4, 8, 16, 32]
Nombre de codes utilisés (N_L)	[$L/4$, $L/2$, L]
Modèle de canal (CM)	1

TAB. 4.1 – Valeurs des paramètres utilisés pour les simulations des performances du système LP-OFDM en fonction de la longueur des codes d'étalement.

Les performances du système sont présentées en fonction de la longueur des codes d'étalement sur la figure 4.7. Ainsi on constate, conformément à ce que nous venons d'expliquer, que pour de faibles rendements de codage, il est préférable d'utiliser des codes d'étalement de faibles longueurs (Fig. 4.7(a)) et inversement, l'augmentation de la longueur des codes d'étalement permet de conserver de bonnes performances lorsque le rendement de codage croît (Fig. 4.7(b) et Fig. 4.7(c)). En effet, l'utilisation de codes d'étalement de faibles longueurs permet de limiter la SI et, lorsque ces codes d'étalement sont combinés à un codeur de canal robuste à faible rendement, ce dernier permet d'exploiter pleinement la diversité du canal. Inversement, lorsque le rendement de codage est plus élevé, le décodeur n'est plus en mesure d'exploiter la diversité

du canal et l'utilisation de codes d'étalement plus long est alors nécessaire afin de compenser cette faiblesse. Notons que l'utilisation de forts rendements de codage fait tendre le système vers un système non-codé. Dans [79] il est montré que les performances du système LP-OFDM sans codage de canal sont optimales lorsque les codes d'étalement utilisés sont de longueurs maximales permettant de bénéficier d'un maximum de diversité et confirmant ainsi nos conclusions. On notera cependant qu'à pleine charge ($N_L = L$) pour $R = 1/2$, l'utilisation d'une longueur de code $L = 4$ est préférable. Ceci s'explique par le niveau de la SI qui sera plus faible dans ce cas, le rendement de codage étant suffisamment robuste pour compenser la perte d'exploitation de la diversité par la fonction d'étalement. Ainsi, lorsque la charge diminue, la SI est moins forte et la longueur optimale se situe à $L = 16$.

4.5 Performances du système proposé

Nous allons présenter dans cette section, les performances obtenues avec le système LP-OFDM comparativement au système MB-OFDM. Avant cela intéressons-nous à l'optimisation du récepteur MMSE.

4.5.1 Optimisation du récepteur MMSE

Les coefficients d'égalisation MMSE sont donnés en fonction du rapport signal à bruit par sous-porteuse par l'équation (3.27) qui est rappelée ici :

$$g_l = \frac{h_l^*}{|h_l|^2 + \frac{1}{\gamma_l}} \Bigg|_{\mathcal{E}[|h_l|^2]=1} . \quad (4.14)$$

Il est possible d'en donner une expression plus générale à savoir :

$$g_l = \frac{h_l^*}{|h_l|^2 + \frac{L}{N_L \gamma_n}} \Bigg|_{\mathcal{E}[|h_l|^2]=1} , \quad (4.15)$$

où γ_n est le rapport signal à bruit du symbole de donnée n considéré en réception. En se ramenant à un terme d'énergie par bit d'information, il est possible d'exprimer les coefficients d'égalisation en fonction du rapport E_{bu}/N_0 , avec E_{bu} l'énergie par bit d'information utile. On a alors :

$$\gamma_n = \frac{2 m R E_b}{N_0} = \frac{2 m E_{bu}}{N_0} , \quad (4.16)$$

avec m le nombre de bits par symbole et R le rendement du codeur de canal.

La mise en œuvre de l'expression (4.15) s'est faite par l'utilisation du rapport E_b/N_0 moyen calculé sur l'ensemble d'une trame. En se rapprochant de la technique MMSE sous-optimale (cf. section 3.3.3.1), le détecteur a été optimisé pour un rapport

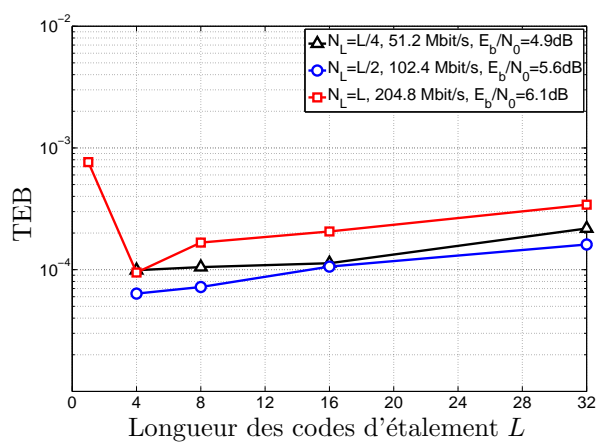
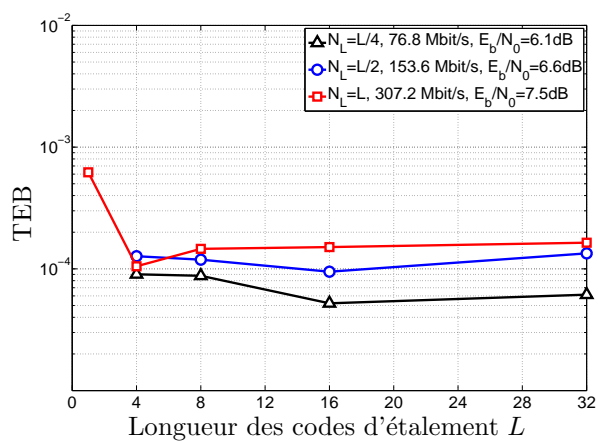
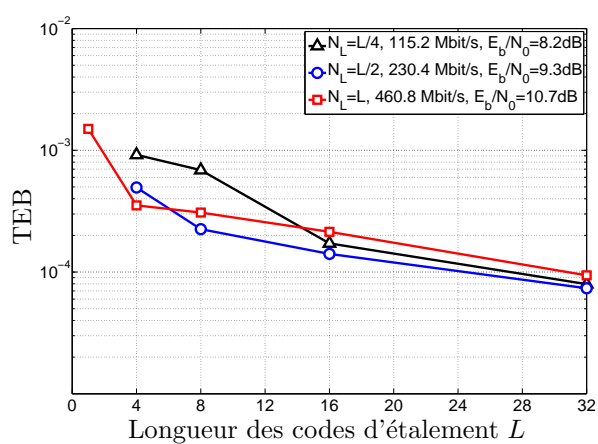
(a) $R = 1/3$ (b) $R = 1/2$ (c) $R = 3/4$

FIG. 4.7 – Performances du système LP-OFDM en fonction de la longueur des codes d'étalement L obtenues sur le canal CM1 pour différents rendements de codage R .

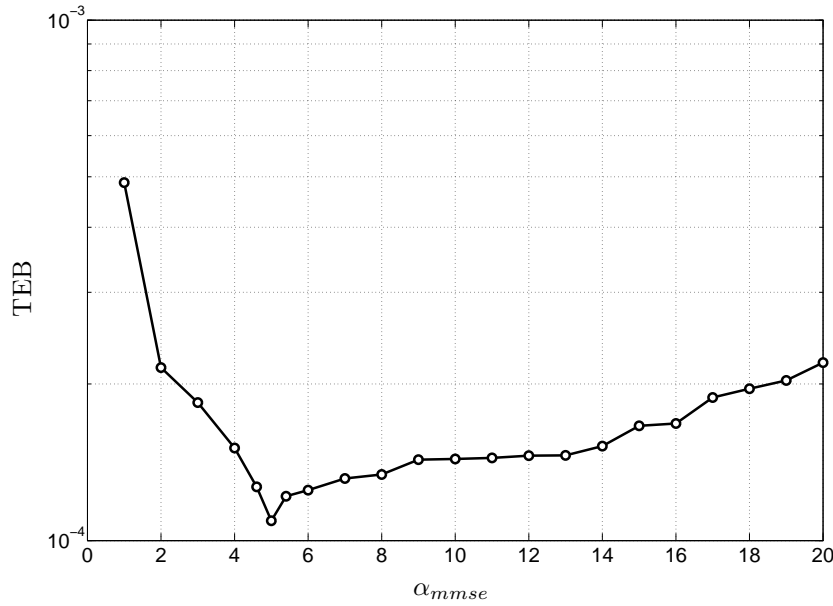


FIG. 4.8 – Optimisation du récepteur MMSE du système LP-OFDM sur le canal CM1 dans la configuration $R = 1/2$, $L = 16$, $N_L = 16$ et $E_b/N_0 = 7.6$ dB

E_b/N_0 donné pour chaque configuration étudiée, la différence avec la technique sous-optimale étant que la paramètre Λ de l'équation (3.28) n'est plus constant, ce qui conduit à l'expression des coefficients d'égalisation optimisés :

$$g_l = \frac{h_l^*}{|h_l|^2 + \alpha_{mmse} \frac{L}{N_L \gamma_n}} \Bigg|_{\mathcal{E}[|h_l|^2]=1}, \quad (4.17)$$

avec α_{mmse} la variable d'optimisation du détecteur MMSE ($\alpha_{mmse} \in \mathbb{R}^+$). Les E_b/N_0 utilisés pour effectuer les opérations d'optimisation ont été choisis de telle manière que le TEB atteint une fois les $\alpha_{mmse_{opt}}$ déterminés avoisine 10^{-4} . Le détecteur MMSE aura donc un fonctionnement optimal pour ce E_b/N_0 et sous-optimal pour les autres.

La figure 4.8 illustre l'évolution du TEB en fonction du coefficient α_{mmse} dans le cas d'un rendement de codage $R = 1/2$, $L = N_L = 16$. On voit apparaître la valeur optimale pour le paramètre α_{mmse} pour lequel on obtient le TEB minimal, permettant ainsi au système de fonctionner de manière optimale pour le rapport E_b/N_0 considéré. Dans cette étude, le détecteur MMSE a été optimisé de la même manière pour chaque combinaison R , L et N_L étudiée.

4.5.2 Comparaison avec la solution MB-OFDM

Comparons à présent les performances des systèmes MB-OFDM et LP-OFDM. La figure 4.9 présente les performances des deux systèmes sous-forme de courbes donnant le rapport E_b/N_0 nécessaire pour obtenir un taux d'erreur binaire de 10^{-4} en fonction

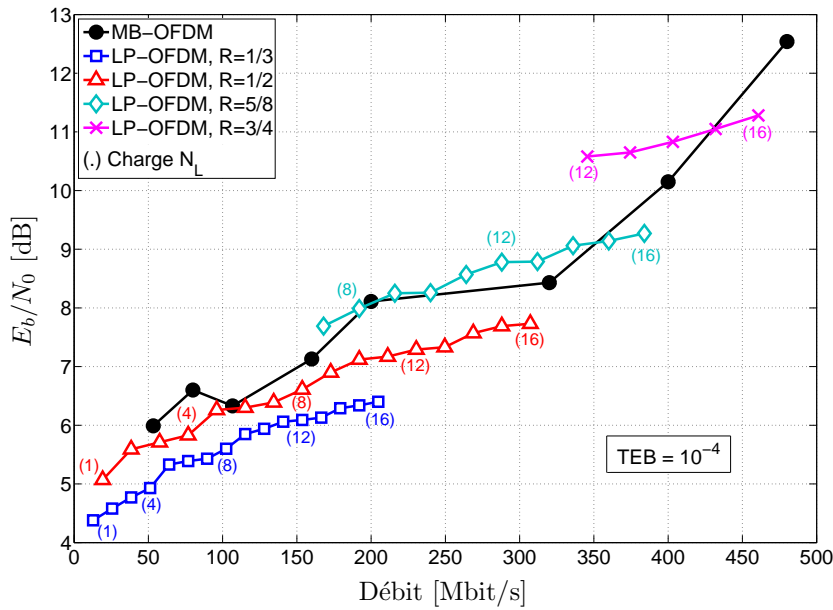


FIG. 4.9 – E_b/N_0 nécessaire pour atteindre un $TEB = 10^{-4}$ pour les systèmes MB-OFDM et LP-OFDM ($L = 16$) sur le canal CM1.

du débit. Ces performances ont été évaluées sur le canal CM1 dans le cas où les systèmes utilisent le TFC n° 1 (Tab. 2.2). Les rendements de codage utilisés par le système LP-OFDM sont $R = [1/3, 1/2, 5/8, 3/4]$, la longueur des codes d'étalement utilisée $L = 16$ a été retenue suite aux résultats obtenus à la section 4.4, le système étant par ailleurs optimisé selon les paramètres présentés précédemment.

Cette figure confirme l'intérêt que présente l'ajout du précodage linéaire au système MB-OFDM en termes de performances. En effet, si on considère les bas débits (< 200 Mbit/s), l'utilisation d'un rendement de codage $R = 1/3$ pour le système LP-OFDM permet d'obtenir pour un $TEB = 10^{-4}$ des gains pouvant atteindre 1.5 dB à pleine charge sur le canal CM1. Les performances obtenues pour $R = 1/2$ sont également meilleures que celles du système MB-OFDM, le gain étant plus important pour les fortes charges. Outre la possibilité d'affiner les débits qu'offre l'utilisation du précodage linéaire, il permet également d'obtenir un gain conséquent en termes de performances et ce à moindre coût. Ces gains s'expliquent également par le fait que les différents modes MB-OFDM utilisent des rendements différents. Pour assurer un fonctionnement optimal de notre système, il est donc judicieux d'utiliser un rendement de codage $R = 1/3$ pour les débits inférieurs à 200 Mbit/s puis de basculer sur un rendement $R = 1/2$.

Pour les hauts débits, les performances obtenues avec des rendements de codage $R = 5/8$ et $R = 3/4$ montrent un gain intéressant uniquement à pleine charge. Dans le cas $R = 5/8$ $N_L = 8$, les performances sont très proches de celle obtenues avec le système MB-OFDM à 200 Mbit/s de même rendement de codage. Les écarts

observés entre les performances MB-OFDM et LP-OFDM pour les haut débits peuvent s'expliquer par la différence des rendements de codage utilisés par les systèmes. Ainsi, l'utilisation d'un faible rendement de codage par le système MB-OFDM, $R = 1/2$ à 320 Mbit/s par exemple, offrira de meilleures performances que le système LP-OFDM utilisant un rendement de codage plus élevé, $R = 5/8$ pour $N_L = 13$ soit 312 Mbit/s. Enfin, les performances offertes par le système LP-OFDM pour les débits supérieurs à 320 Mbit/s pourraient être améliorées, comme on l'a vu dans la section 4.4, en utilisant une longueur d'étalement plus importante comme $L = 32$.

Les gains offerts par l'étalement sont d'autant plus importants que le rendement de codage est faible. En effet, l'étalement et le codeur permettent d'exploiter la diversité, et donc combinés offrent de forts gains. Ce gain en termes de performances est, pour les hauts débits, visible uniquement pour les charges importantes dans le cas $L = 16$.

4.6 Extension au cas MIMO

4.6.1 Introduction

Le terme MIMO⁽⁵⁾ regroupe un ensemble très large et varié de techniques reposant sur l'utilisation de plusieurs antennes à l'émission et à la réception. Un système MIMO se distingue donc des systèmes traditionnels appelés SISO, et de manière intermédiaire, des systèmes SIMO⁽⁶⁾ et MISO qui utilisent respectivement plusieurs antennes à la réception ou à l'émission. Les premiers articles mettant en œuvre plusieurs antennes à l'émission datent de 1993 [80] et ont ouvert la voie au développement d'un certain nombre de techniques dont une présentation relativement complète est effectuée dans [81, 82, 83]. La technologie MIMO s'est depuis imposée comme une solution très intéressante pour l'augmentation des débits et de la fiabilité des transmissions de données. En effet, les systèmes SISO classiques exploitent uniquement les dimensions temporelles et/ou fréquentielles pour améliorer le débit et la fiabilité de la transmission. Pour une puissance de transmission donnée, le système profite alors d'un ordre de diversité et d'une capacité fixés par ces deux dimensions. Les différentes techniques MIMO visent, quant à elles, à accroître l'ordre de diversité et/ou la capacité de la transmission par l'exploitation d'une nouvelle dimension, la dimension spatiale. Il sera donc possible d'améliorer les performances d'un système en bénéficiant d'une branche de diversité supplémentaire tout en conservant une même puissance d'émission et tout ceci sans accroître l'occupation spectrale des signaux.

L'objectif de cette section est d'évaluer le gain apporté par l'exploitation de la dimension spatiale du canal UWB par la mise en œuvre d'une technique MIMO au sein du système LP-OFDM utilisant $N_t = 2$ antennes à l'émission et $N_r = 2$ antennes à la réception. En effet, jusqu'à présent, l'étalement combiné à la modulation OFDM permettait au système d'exploiter les dimensions fréquentielles et temporelles. Il est

⁽⁵⁾Multiple-Input Multiple-Output.

⁽⁶⁾Single-Input Multiple-Output.

donc intéressant de compléter cette étude par l'ajout d'une nouvelle dimension. Nous allons ainsi dans un premier temps introduire le modèle de canal MIMO-UWB utilisé pour l'étude du système MIMO - LP-OFDM. Nous présenterons ensuite le codage temps-espace qui a été utilisé ainsi que la chaîne de transmission MIMO, la dernière partie sera consacrée à la présentation des performances du système.

4.6.2 Présentation du modèle de canal MIMO-UWB

L'usage de plusieurs antennes à l'émission et à la réception requiert une modélisation spatiale du canal. En plus de la modélisation classique comme dans le cas SISO, la modélisation du canal MIMO nécessite donc des informations spatiales sur le canal, telles que les angles ou directions de départ (AoD⁽⁷⁾ ou DoD⁽⁸⁾) et les angles ou directions d'arrivée (AoA⁽⁹⁾ ou DoA⁽¹⁰⁾) des rayons. Le modèle de canal MIMO-UWB utilisé pour l'évaluation des performances du système MIMO - LP-OFDM est un modèle géométrique statistique développé au sein de l'IETR par L.-M. Aubert et B. Uguen [84]. Nous allons, dans cette section, présenter succinctement ce modèle.

Le modèle de canal MIMO développé considère une approche géométrique telle que celle adoptée par le *spatial channel model* du 3GPP/3GPP2 [85] qui est un modèle stochastique en *clusters*. Ainsi, une réalisation du canal MIMO est obtenue à partir d'une réalisation d'une réponse impulsionnelle d'un canal SISO, des statistiques des AoD et AoA, et de la géométrie des réseaux d'antennes à l'émission et à la réception. Les AoD et AoA associés à la géométrie des réseaux permettent de construire des vecteurs de direction, ou *steering vectors*, qui sont utilisés pour dériver un canal MIMO à partir d'une réponse impulsionnelle d'un canal SISO. Ce modèle exploite l'hypothèse qu'un même trajet est transmis ou reçu de manière parallèle sur chaque antenne du réseau à l'émission ou à la réception. Cette hypothèse permet de construire des *steering vectors* sur des réseaux de géométrie arbitraire. Pour un AoD ou AoA donné, les composantes d'un *steering vector* déterminent les décalages de phase existant entre chaque antenne du réseau et le barycentre du réseau (Fig. 4.10).

Les réponses impulsionnelles SISO utilisées pour déterminer les amplitudes et les retards des *clusters* et des trajets intra-*cluster* sont construites à partir du modèle de canal IEEE 802.15.3a développé pour l'évaluation des systèmes UWB et qui est décrit dans la section 1.4.

La composante spatiale est ajoutée sur la base du modèle 802.11n [86]. Ce modèle MIMO propose des lois de répartition des AoD et AoA compatibles avec les configurations WLAN/WPAN étudiées. Ainsi en supposant L_c *clusters* et K_t trajets au sein de chaque *cluster*, la réponse du canal s'exprime dans le domaine spatial comme :

⁽⁷⁾Angle of Departure.

⁽⁸⁾Direction of Departure.

⁽⁹⁾Angle of Arrival.

⁽¹⁰⁾Direction of Arrival.

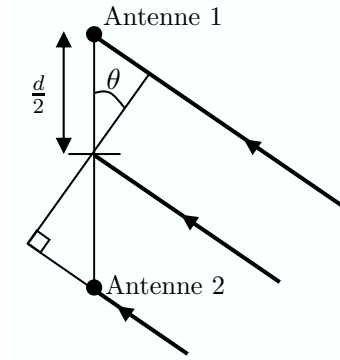


FIG. 4.10 – Arrivée parallèle d'un rayon sur un réseau de deux antennes.

$$h(\theta^{Tx}, \theta^{Rx}) = \frac{1}{\sqrt{L_c K_t}} \sum_{l=0}^{L_c-1} \sum_{k=0}^{K_t-1} \alpha_{k,l} \delta(\theta^{Tx} - \theta_l^{Tx} - \theta_{k,l}^{Tx}) \delta(\theta^{Rx} - \theta_l^{Rx} - \theta_{k,l}^{Rx}) \quad (4.18)$$

où θ^{Tx} et θ^{Rx} sont, respectivement, les AoD et AOA à l'émission et à la réception. Les angles θ_l^{Tx} et θ_l^{Rx} sont les angles moyens du *cluster* l à l'émission et à la réception. Les angles $\theta_{k,l}^{Tx}$ et $\theta_{k,l}^{Rx}$ sont les angles du trajet k du *cluster* l à l'émission et à la réception. La loi de distribution des AoD et AoA des *clusters* uniforme et la loi de distribution des AoD et AoA des trajets intra-*cluster* ou *Power Angular Spread* est une loi de Laplace d'écart type σ_{AS} appelé *Angular Spread* définie par :

$$p_\omega(\omega) = \frac{1}{\sqrt{2} \sigma_{AS}} \exp\left(-\left|\frac{\sqrt{2} \omega}{\sigma_{AS}}\right|\right). \quad (4.19)$$

L'écart type du *cluster* angulaire σ_{AS} est directement lié au τ_{RMS} du *cluster* temporel correspondant. Le modèle propose une relation linéaire entre τ_{RMS} et σ_{AS} lorsqu'ils sont exprimés en décibels :

$$10 \log_{10}(\sigma_{AS}) = 0.32 \times 10 \log_{10}(\tau_{RMS}) + 9.88. \quad (4.20)$$

A partir d'un tirage des AoD et AoA, et d'une géométrie des réseaux, les *steering vectors* sont calculés et permettent de dériver les $N_t \times N_r$ réponses du canal MIMO.

La figure 4.11 présente un exemple de réalisation du modèle pour une configuration 2×2 où $B_w = 528$ MHz.

Capacité du canal

La capacité d'un canal sélectif en fréquence est donnée par l'expression suivante :

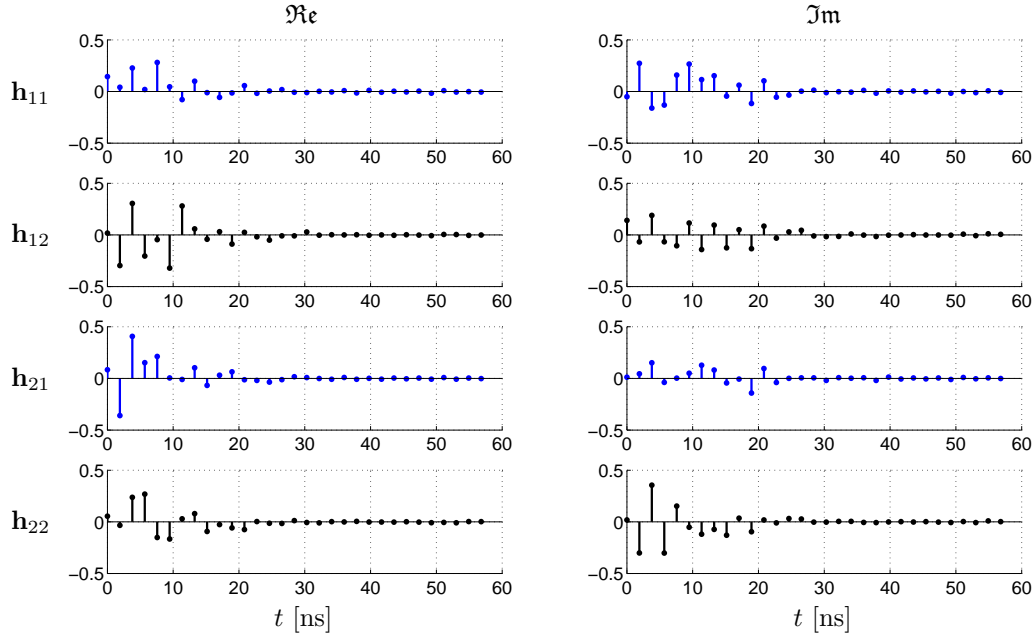


FIG. 4.11 – Exemple de réalisation du modèle de canal MIMO-UWB (2×2) pour une largeur de bande du système $B_w = 528$ MHz.

$$C = \frac{1}{B_w} \int_{-B_w/2}^{B_w/2} \log_2 \det \left(\mathbf{I} + \frac{\rho}{N_t} \mathbf{H} \mathbf{H}^H \right) df, \quad (4.21)$$

où ρ est le rapport signal à bruit et \mathbf{H} est la matrice MIMO dans le domaine fréquentiel.

La figure 4.12 présente la capacité d'un système MIMO utilisant 2 antennes à l'émission et à la réception dont l'espacement est $d = 5$ cm. Ces résultats ont été obtenus en utilisant le modèle de canal MIMO précédemment présenté. Cette figure montre que l'apport en diversité des techniques MIMO est d'autant plus important que la bande est étroite. Le système MIMO - LP-OFDM étudié utilise tout comme dans le cas SISO une largeur de bande de 528 MHz qui, comme le montre la figure 4.12, permet d'obtenir une capacité très intéressante.

4.6.3 Le codage temps-espace

4.6.3.1 Choix du codage temps-espace

Deux approches sont possibles pour exploiter le potentiel des canaux MIMO. Si on souhaite accroître le débit de transmission on préférera les techniques de multiplexage spatial des données à émettre [87]. En revanche si on souhaite fiabiliser la transmission on choisira des techniques qui permettent d'exploiter la diversité spatiale du canal parmi lesquelles on trouve les techniques de codage temps-espace. Les

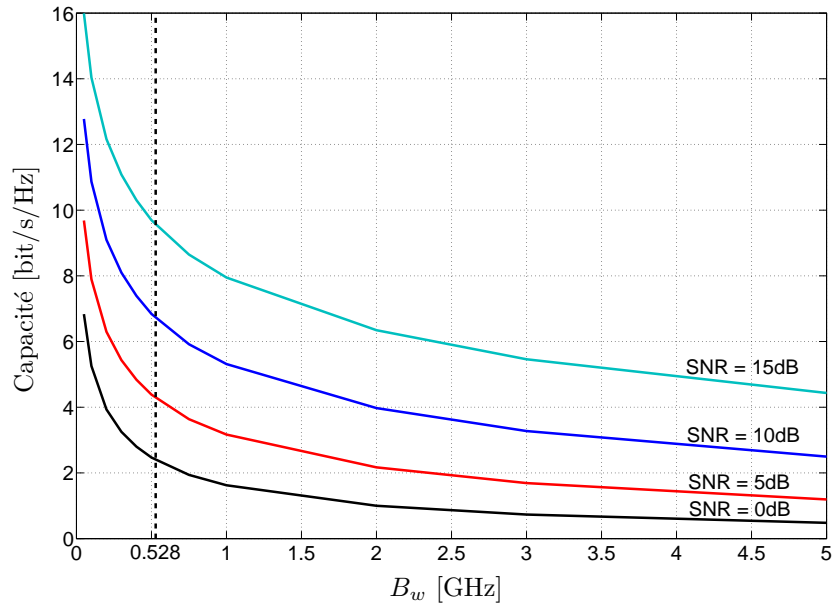


FIG. 4.12 – Capacité d'un système MIMO-UWB 2×2 en fonction de la largeur de bande du système pour un espacement entre antennes $d = 5$ cm et pour différents SNR.

codes temps-espace se séparent en deux grandes familles, les codes temps-espaces en treillis (STTC⁽¹¹⁾) et les codes temps-espace en bloc (STBC⁽¹²⁾).

Cette section n'ayant pas la prétention de décrire de manière exhaustive les deux techniques, le lecteur pourra se reporter aux références [47, 81, 82, 83] pour plus de détails.

Les codes temps-espace en treillis

Les techniques STTC, proposées initialement par Tarokh *et al.* en 1998 [88], peuvent être considérées comme une simple extension des codes en treillis classiques au cas multi-antenne. Les STTC sont caractérisés par le fait qu'ils créent des relations entre les signaux à la fois dans l'espace (plusieurs antennes émettrices) et dans le temps (symboles consécutifs). Ainsi, chaque antenne émet à un instant donné un symbole de modulation qui dépend à la fois des symboles précédents émis sur la même antenne et des symboles émis sur les $N_t - 1$ autres antennes. La corrélation entre les symboles s'opère donc dans l'espace et dans le temps. Les STTC offrent, de manière générale, de meilleures performances que les STBC mais au prix d'une complexité accrue due à l'algorithme de décodage dès lors que le nombre d'antennes ou l'ordre de modulation augmente [88].

⁽¹¹⁾Space-Time Trellis Code.

⁽¹²⁾Space-Time Block Code.

Les codes temps-espace en blocs

Ils ont, dès leur apparition, été très attractifs pour leur faible complexité et leur flexibilité d'utilisation. Découvert par Alamouti en 1998 [89] dans le cas d'une transmission utilisant deux antennes d'émission et une antenne de réception, le principe de construction a été ensuite généralisé à un plus grand nombre d'antennes sous le nom de STBC [90, 91]. Contrairement aux STTC, les STBC ne génèrent aucun gain de codage et se focalisent sur le traitement optimal de la diversité spatiale de transmission.

Les STBC peuvent être représentés, à l'émission, de manière schématique par une matrice à deux dimensions, temporelle et spatiale. A chaque opération de codage, N_x symboles de données sélectionnés dans un flux initial seront codés pour générer un bloc de $N_t \times T$ symboles avec T le nombre de symboles consécutifs en temps utilisés par le code. La transmission d'un bloc codé correspond donc à la transmission successive de T vecteurs \mathbf{c}_q ($q \in [1, \dots, T]$) de dimensions $N_t \times 1$. Ces vecteurs sont constitués de N_t symboles modulés transmis simultanément sur les N_t antennes d'émission. Sachant que N_x symboles sont transmis pendant T durées symboles, le rendement du code est alors $R_c = N_x/T$.

Bien que les STTC présentent de meilleures performances que les codes STBC grâce notamment au gain de codage qu'ils apportent, notre choix s'est porté sur l'utilisation des STBC pour leur simplicité de mise en œuvre, qui est un critère de choix important pour les systèmes UWB qui doivent être bas coût, et parce qu'on souhaite évaluer principalement l'apport de la diversité spatiale au système LP-OFDM. En outre, les STBC combinés au codage de canal permettront au système de bénéficier d'un gain de codage. En effet, le gain de codage est lié à la diversité présentée à l'entrée du décodeur, et un système combinant un code STBC avec les techniques LP-OFDM permettra d'offrir au décodeur un ordre de diversité maximal dans les trois dimensions : spatiale, temporelle et fréquentielle.

La construction des STBC doit suivre des objectifs et respecter des contraintes en termes de diversité, complexité, performances et rendement. L'objectif étant d'exploiter la diversité spatiale, il est nécessaire que chaque donnée soit émise sur l'ensemble des antennes afin d'expérimenter toutes les branches de diversité disponibles. D'autre part, les données émises simultanément sur les N_t antennes d'émission se superposent en réception et interfèrent entre elles. L'orthogonalité des vecteurs de la matrice dans la dimension temporelle, ainsi que la conservation de cette orthogonalité au niveau du récepteur ajoute une contrainte supplémentaire visant à réduire significativement la complexité du récepteur. Ces codes sont appelés STBC orthogonaux (OSTBC⁽¹³⁾). Enfin, le rendement du code doit également être pris en compte.

Le respect de l'ensemble de ces contraintes est souvent délicat. Le rendement d'un code OSTBC est inférieur ou égal à un. Il n'est pas possible de construire des codes exploitant de manière optimale la diversité tout en conservant l'orthogonalité entre les symboles et un rendement égal à un si $N_t > 2$. Il faut alors faire des compro-

⁽¹³⁾Orthogonal STBC.

mis, soit sur le rendement comme les codes de Tarokh à trois ou quatre antennes [91], soit sur l'orthogonalité des codes et l'exploitation de la diversité comme pour les codes non-orthogonaux [92]. Ainsi, il existe certains codes dits « parfaits » qui permettent d'exploiter pleinement la diversité spatiale tout en offrant un rendement égal au nombre d'antennes d'émission. L'exemple le plus connu est le Golden code [93] pour $N_t = 2$. Cependant, ces schémas temps-espace nécessitent de mettre en œuvre en réception un décodeur complexe, ce qui n'est pas envisageable pour les applications UWB.

Dans le cas $N_t = 2$ qui nous intéresse, le code OSTBC d'Alamouti permet de respecter l'ensemble des contraintes énoncées et d'offrir un très bon compromis performance-complexité. Il va ainsi permettre une exploitation optimale de la diversité spatiale avec un rendement de codage égal à un tout en bénéficiant d'un décodeur à maximum de vraisemblance, simplifié par l'orthogonalité entre les symboles. La section suivante va présenter le code OSTBC d'Alamouti.

4.6.3.2 Description du codage temps-espace orthogonal d'Alamouti

Les travaux d'Alamouti, reposant sur la technique de détection respectant le critère de la combinaison à gain maximal (MRC) dans le cas SIMO, ont abouti à la création d'un code temps-espace très performant [89].

La technique MRC appliquée à un système à une antenne à l'émission et deux à la réception peut se représenter de la manière suivante. Considérons les expressions $r_1 = h_{11}s + n_1$ et $r_2 = h_{12}s + n_2$ des signaux reçus respectivement sur les antennes une et deux après la transmission d'un symbole s à travers les deux canaux représentés par leurs coefficients h_{11} et h_{12} . La combinaison MRC revient alors à estimer le symbole transmis s afin d'obtenir une variable de décision définie par :

$$\hat{y} = h_{11}^* r_1 + h_{12}^* r_2 = (|h_{11}|^2 + |h_{12}|^2)s + h_{11}^* n_1 + h_{12}^* n_2. \quad (4.22)$$

avec n_1 et n_2 les termes de bruits au niveau de chaque antenne de réception. La présence des deux antennes de réception permet alors de bénéficier d'un ordre de diversité égal à deux.

Le code créé par Alamouti dans le cas $N_t = 2$ et $N_r = 1$ permet de profiter de la diversité spatiale de transmission en utilisant des techniques similaires. Ce code a ensuite été généralisé dans le cas $N_t = 2$ et $N_r = M$ permettant ainsi d'accroître l'ordre de diversité qui s'écrit $N_t \times N_r = 2 \times M$ dans le cas où les symboles sont orthogonaux. Nous allons, dans cette section, présenter le code temps-espace d'Alamouti dans le cas $N_t = 2$ et $N_r = 2$ qui sera par la suite utilisé dans la chaîne MIMO - LP-OFDM. La figure 4.13 représente schématiquement le principe de la transmission mettant en œuvre le codage d'Alamouti. Au niveau de l'émetteur, à chaque temps symbole T_s , deux symboles complexes sont transmis simultanément des deux antennes. Les symboles émis des antennes une et deux sont notés respectivement s_1 et s_2 . Pendant le temps symbole suivant, le symbole $-s_2^*$ est émis de l'antenne une et le symbole s_1^*

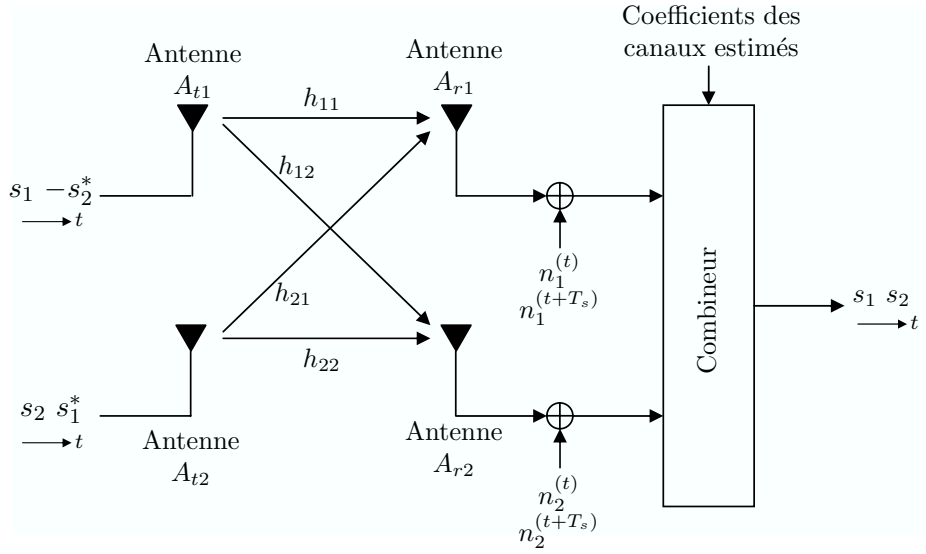


FIG. 4.13 – Représentation schématique du codage d'Alamouti dans le cas d'une transmission MIMO 2×2 .

de l'antenne deux. Sous forme matricielle, le code STBC orthogonal d'Alamouti peut s'écrire :

$$\mathbf{C}_{Al} = \begin{bmatrix} s_1 & -s_2^* \\ s_2 & s_1^* \end{bmatrix}, \quad (4.23)$$

et vérifie :

$$\mathbf{C}_{Al} \mathbf{C}_{Al}^H = (|s_1|^2 + |s_2|^2) \mathbf{I}_2. \quad (4.24)$$

Les signaux reçus aux instants t et $t+T_s$ au niveau des deux antennes du récepteur s'écrivent pour chacune d'elles :

$$\begin{aligned} r_1^{(t)} &= h_{11}^{(t)} s_1 + h_{21}^{(t)} s_2 + n_1^{(t)} \\ r_1^{(t+T_s)} &= -h_{11}^{(t+T_s)} s_2^* + h_{21}^{(t+T_s)} s_1^* + n_1^{(t+T_s)} \end{aligned} \quad (4.25)$$

et

$$\begin{aligned} r_2^{(t)} &= h_{12}^{(t)} s_1 + h_{22}^{(t)} s_2 + n_2^{(t)} \\ r_2^{(t+T_s)} &= -h_{12}^{(t+T_s)} s_2^* + h_{22}^{(t+T_s)} s_1^* + n_2^{(t+T_s)} \end{aligned} \quad (4.26)$$

avec $h_{A_t A_r}^{(t)}$ le vecteur de coefficients de canal entre l'antenne d'émission A_t et l'antenne de réception A_r au temps symbole t affectant un symbole donné, et $n_1^{(t)}$, $n_1^{(t+T_s)}$, $n_2^{(t)}$ et $n_2^{(t+T_s)}$ les variables complexes représentant les termes de bruit. L'équation (4.25) peut être réécrite sous sa forme matricielle par :

$$\mathbf{r}_1 = \mathbf{H}_{e1} \mathbf{s} + \mathbf{n}_1, \quad (4.27)$$

avec $\mathbf{r}_1 = [r_1^{(t)} \ r_1^{(t+T_s)*}]^T$ la matrice des symboles reçus aux instant t et $t + T_s$,

$$\mathbf{H}_{e1} = \begin{bmatrix} h_{11}^{(t)} & h_{21}^{(t)} \\ h_{21}^{(t+T_s)*} & -h_{11}^{(t+T_s)*} \end{bmatrix}, \quad (4.28)$$

la matrice de canal équivalente, $\mathbf{s} = [s_1 \ s_2]^T$ le vecteur des symboles transmis et $\mathbf{n}_1 = [n_1^{(t)} \ n_1^{(t+T_s)*}]^T$ la matrice des termes de bruit affectant le signal.

Pour que les colonnes de la matrice de canal équivalente \mathbf{H}_{e1} soient orthogonales indépendamment des valeurs de h_{11} et de h_{21} , il faut que le canal soit invariant sur les deux temps symbole de la transmission, c'est-à-dire $h_{11}^{(t)} = h_{11}^{(t+T_s)} = h_{11}$ et $h_{21}^{(t)} = h_{21}^{(t+T_s)} = h_{21}$. Dans ces conditions, la matrice de canal équivalente \mathbf{H}_{e1} s'écrit :

$$\mathbf{H}_{e1} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{21} \\ h_{21}^* & -h_{11}^* \end{bmatrix}. \quad (4.29)$$

On considère au niveau du récepteur une estimation parfaite des coefficients du canal. Comme la matrice \mathbf{H}_{e1} est orthogonale, le décodage au sens du maximum de vraisemblance s'obtient simplement en multipliant le signal reçu \mathbf{r}_1 par la matrice transposée conjuguée du canal équivalente au niveau de l'antenne une de réception pour aboutir à :

$$\hat{\mathbf{s}}_1 = \mathbf{H}_{e1}^{\mathcal{H}} \mathbf{r}_1 = \begin{bmatrix} |h_{11}|^2 + |h_{21}|^2 & 0 \\ 0 & |h_{11}|^2 + |h_{21}|^2 \end{bmatrix} \mathbf{s} + \tilde{\mathbf{n}}_1. \quad (4.30)$$

L'équation (4.30) montre que, si on considère une seule antenne en réception, le codage d'Alamouti permet de profiter d'un ordre de diversité de transmission identique à l'ordre de diversité de réception offert par la technique MRC. Le même raisonnement peut être appliqué pour l'antenne deux à partir de l'équation (4.26) conduisant à :

$$\hat{\mathbf{s}}_2 = \mathbf{H}_{e2}^{\mathcal{H}} \mathbf{r}_2 = \begin{bmatrix} |h_{12}|^2 + |h_{22}|^2 & 0 \\ 0 & |h_{12}|^2 + |h_{22}|^2 \end{bmatrix} \mathbf{s} + \tilde{\mathbf{n}}_2. \quad (4.31)$$

Les équations (4.30) et (4.31) montrent que les estimés des symboles s_1 et s_2 s'obtiennent tout simplement par la somme des signaux combinés au niveau de chacune des antennes de réception. Ils sont alors donnés par :

$$\begin{aligned} \hat{s}_1 &= (|h_{11}|^2 + |h_{21}|^2 + |h_{12}|^2 + |h_{22}|^2) s_1 + \tilde{n}_1 \\ \hat{s}_2 &= (|h_{11}|^2 + |h_{21}|^2 + |h_{12}|^2 + |h_{22}|^2) s_2 + \tilde{n}_2, \end{aligned} \quad (4.32)$$

avec

$$\begin{aligned} \tilde{n}_1 &= h_{11}^* n_1^{(t)} + h_{21} n_1^{(t+T_s)*} + h_{12}^* n_2^{(t)} + h_{22} n_2^{(t+T_s)*} \\ \tilde{n}_2 &= -h_{11} n_1^{(t+T_s)*} + h_{21}^* n_1^{(t)} - h_{12} n_2^{(t+T_s)*} + h_{22}^* n_2^{(t)}, \end{aligned} \quad (4.33)$$

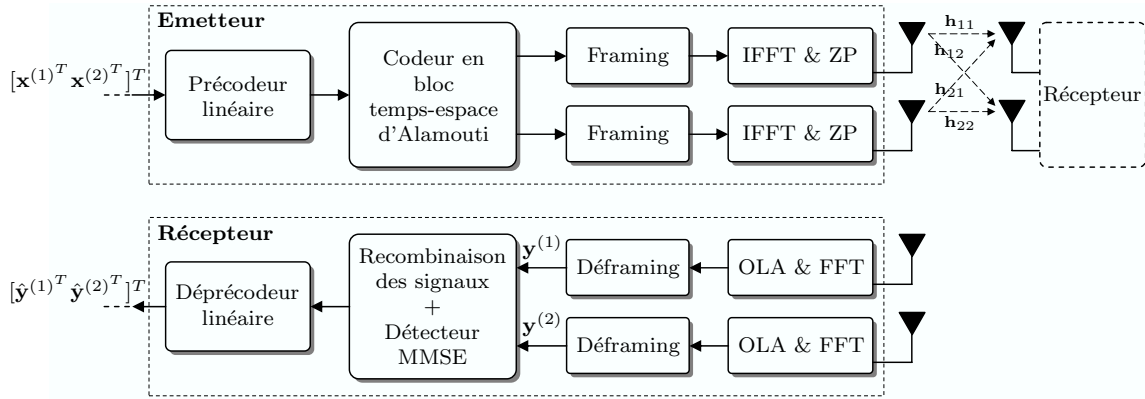


FIG. 4.14 – Schéma synoptique partiel de la chaîne de communication MIMO LP-OFDM étudiée.

Ainsi, dans le cas de l'utilisation de deux antennes de réception, la technique d'Alamouti peut se combiner facilement avec la technique MRC pour profiter de la diversité spatiale pleine d'ordre $N_t \times N_r = 4$.

4.6.4 Le système MIMO LP-OFDM étudié

L'extension de notre système à la dimension spatiale par la combinaison du codage temps-espace d'Alamouti avec la technique LP-OFDM pour l'UWB nécessite certaines adaptations telles que la technique de détection ainsi que le calcul des valeurs de confiance transmises au décodeur dans le cas de l'utilisation d'un codage de canal.

Afin de combiner le code d'Alamouti avec la technique LP-OFDM, le bloc de codage STBC doit être inséré dans la chaîne de transmission avant les opérations OFDM de « *framing* » et de IFFT de même que pour l'insertion du précodage linéaire. Ces opérations sont dédoublées puisque la modulation OFDM s'applique sur chaque antenne. Le positionnement dans la chaîne des blocs de précodage linéaire et de codage d'Alamouti est moins directe, l'un pouvant être placé avant l'autre et inversement. Afin de ne pas dupliquer l'opération de précodage linéaire et conserver ainsi une complexité maîtrisée du système, le bloc de codage d'Alamouti a été disposé après celui du précodage linéaire [47]. La figure 4.14 présente les modifications apportées à la chaîne de transmission LP-OFDM (Fig. 3.5) pour son extension au cas MIMO.

4.6.4.1 Expression du signal reçu

Le codage d'Alamouti étant appliqué sur deux symboles OFDM consécutifs, les signaux reçus sont regroupés par paires. Ainsi les vecteurs reçus sur l'antenne A_r à l'instant t pour le premier symbole OFDM d'une paire et à l'instant $t + T_s$ pour le second symbole OFDM de cette même paire, après les opérations de démodulations

OFDM et de « *déframing* » pour un utilisateur j peuvent s'écrire de la manière suivante :

$$\mathbf{Y}_{A_r} = \mathbf{H}_{A_r} \mathbf{C} \mathbf{X} + \mathbf{N}_{A_r} \quad \text{avec} \quad \mathbf{H}_{A_r} = \begin{bmatrix} H_{1A_r} & H_{2A_r} \\ -H_{2A_r}^* & H_{1A_r}^* \end{bmatrix}, \quad (4.34)$$

où $\mathbf{Y}_{A_r} = [\mathbf{y}_{A_r}^T(t) \mathbf{y}_{A_r}^{\mathcal{H}}(t + T_s)]^T$ avec $\mathbf{y}_{A_r}(t)$ le vecteur des $N'_D = B \times L$ symboles complexes reçus à l'instant t .

$$H_{A_r} = \mathbf{D}_{N'_D}(\mathbf{h}_{A_t A_r}) = \begin{bmatrix} h_{A_t A_r, 1} & 0 & \dots & \dots & 0 \\ 0 & \ddots & \ddots & & \vdots \\ \vdots & \ddots & h_{A_t A_r, k} & \ddots & \vdots \\ \vdots & & \ddots & \ddots & 0 \\ 0 & \dots & \dots & 0 & h_{A_t A_r, N'_D} \end{bmatrix} \quad (4.35)$$

est la matrice diagonale $N'_D \times N'_D$ avec $h_{A_t A_r, k}$ la réponse fréquentielle complexe du canal entre l'antenne d'émission A_t et l'antenne de réception A_r sur la sous-porteuse k ($k \in [1, \dots, N'_D]$). Rappelons que ces coefficients sont considérés comme invariants sur deux temps symbole OFDM consécutifs pour permettre la recombinaison des symboles par le décodage d'Alamouti.

$\mathbf{C} = \mathbf{I}_2 \otimes (\mathbf{I}_B \otimes \mathbf{C})$ où \mathbf{I}_2 (resp. \mathbf{I}_B) est la matrice identité 2×2 (resp. $B \times B$), $\mathbf{C} = [\mathbf{c}_1 \dots \mathbf{c}_l \dots \mathbf{c}_{N_L}]$ est la matrice $L \times N_L$ des codes d'étalements de l'utilisateur j et identique pour chacun des B blocs de N_L données, et \otimes défini le produit de Kronecker.

$\mathbf{X} = [\mathbf{x}_1^T \mathbf{x}_2^T]^T$ avec $\mathbf{x}_1 = [x_{1,1}, \dots, x_{1,k}, \dots, x_{1,N'_D}]$ le premier symbole OFDM d'une paire.

$\mathbf{N}_{A_r} = [\mathbf{n}_{A_r}^T(t) \mathbf{n}_{A_r}^{\mathcal{H}}(t + T_s)]^T$ avec $\mathbf{n}_{A_r}^T(t) = [n_{A_r,1}(t), \dots, n_{A_r,k}(t), \dots, n_{A_r,N'_D}(t)]$ le vecteur du bruit blanc additif Gaussien avec $n_{A_r,k}(t)$ représentant le terme de bruit présent au niveau de l'antenne de réception A_r à l'instant t sur la sous-porteuse k . La variance du bruit est définie par l'expression $\sigma_k^2 = \mathcal{E}[|n_k|^2] = N_0 \forall k$.

4.6.4.2 Détection par application conjointe du décodage STBC et de l'égalisation

Afin d'effectuer la détection des paires de symboles OFDM transmis par l'utilisateur j , l'opération d'égalisation est appliquée simultanément avec l'opération de décodage STBC. Sur chacune des antennes A_r , les deux vecteurs successifs reçus sont combinés et égalisés pour détecter les $B \times N_L$ paires de symboles de données $x_{k,j}^{(1)}$ et $x_{k,j}^{(2)}$. De plus, les signaux reçus sur les N_r antennes sont sommés pour bénéficier de la diversité de réception. Les symboles détectés et déprécodés sont alors donnés, en suivant l'équation (4.32), par l'expression suivante en considérant qu'elle décrit l'opération pour un bloc b de sous-porteuses ($b \in [1, \dots, B]$, $B = N'_D/L$) :

$$[\hat{y}_{n,j}^{(1)} \hat{y}_{n,j}^{(2)}]^T = (\mathbf{I}_2 \otimes \mathbf{c}_n^T) \sum_{A_r=1}^{N_r} \mathbf{G}_{A_r} \mathbf{Y}_{A_r} \quad \text{avec } \mathbf{G}_{A_r} = \begin{bmatrix} G_{1A_r} & -G_{2A_r}^* \\ G_{2A_r} & G_{1A_r}^* \end{bmatrix}, \quad (4.36)$$

où $G_{A_t A_r}$ est la matrice diagonale contenant les coefficients d'égalisation pour le canal de propagation entre l'antenne d'émission A_t et l'antenne de réception A_r , et $n \in [1, \dots, N_L]$.

En s'appuyant sur la démarche aboutissant à l'expression du signal reçu de type SISO de l'équation (3.13), l'équation (4.36) est développée en se focalisant sur la détection du premier symbole $\hat{y}_{n,j}^{(1)}$ de la $n^{\text{ème}}$ paire codée d'un symbole CDMA, c'est-à-dire transmis avec le code d'étalement \mathbf{c}_n d'un bloc b donné, afin de mettre en évidence les termes utiles et interférents générés par le codage d'Alamouti et l'étalement de spectre :

$$\begin{aligned} \hat{y}_{n,j}^{(1)} = & \underbrace{\sum_{l=1}^L c_{l,n}^2 x_{n,j}^{(1)} h_l^{(1)}(eq)}_{\text{signal utile}} + \underbrace{\sum_{\substack{p=1 \\ p \neq n}}^{N_L} x_{p,j}^{(1)} \sum_{l=1}^L c_{l,n} c_{l,p} h_l^{(1)}(eq)}_{\text{SI}^{(1)}} \\ & + \underbrace{\sum_{l=1}^L c_{l,n}^2 x_{n,j}^{(2)} h_l^{(2)}(eq)}_{\text{ISI}} + \underbrace{\sum_{\substack{p=1 \\ p \neq n}}^{N_L} x_{p,j}^{(2)} \sum_{l=1}^L c_{l,n} c_{l,p} h_l^{(2)}(eq)}_{\text{SI}^{(2)}} \\ & + \underbrace{\sum_{l=1}^L \sum_{A_r=1}^{N_r} c_{l,n} [g_{1A_r,l} n_{A_r,l}^{(1)} + g_{2A_r,l}^* n_{A_r,l}^{(2)*}]}_{\text{AWGN}}. \end{aligned} \quad (4.37)$$

Dans cette équation, le terme $h_l^{(1)}(eq)$ correspond au canal égalisé sur lequel a été transmis le symbole $x_{n,j}^{(1)}$. Il est défini par l'expression :

$$h_l^{(1)}(eq) = \sum_{A_r=1}^{N_r} [g_{1A_r,l} h_{1A_r,l} + g_{2A_r,l}^* h_{1A_r,l}^*]. \quad (4.38)$$

De même, le terme $h_l^{(2)}(eq)$ correspond au canal égalisé sur lequel a été transmis le symbole $x_{n,j}^{(2)}$, égalisé dans le but de détecter le symbole $x_{n,j}^{(1)}$. Il est défini par l'expression :

$$h_l^{(2)}(eq) = \sum_{A_r=1}^{N_r} [g_{1A_r,l} h_{2A_r,l} - g_{2A_r,l}^* h_{1A_r,l}^*]. \quad (4.39)$$

Les termes SI^1 et SI^2 correspondent aux termes d'auto-interférence engendrés par la transmission simultanée de N_L symboles au sein des blocs d'étalement. Le terme ISI

correspond à l'interférence entre symboles engendrée par la transmission simultanée de deux symboles $x_{n,j}^{(1)}$ et $x_{n,j}^{(2)}$ par le codage d'Alamouti. En observant le signal utile, on peut se rendre compte du gain de diversité apporté par les différentes répliques du canal MIMO si on le compare au cas d'une transmission SISO caractérisée par l'équation (3.13). On notera cependant que les termes de SI et de bruit sont plus nombreux que dans le cas SISO de l'équation (3.13).

4.6.4.3 La combinaison à erreur quadratique moyenne minimale par sous-porteuse (MMSE)

De même que dans le cas SISO, le système utilise en réception un détecteur mono-utilisateur MMSE. La technique MMSE peut être employée sur chaque antenne de réception de manière indépendante en séparant le système MIMO en plusieurs systèmes MISO indépendants. Il a été montré dans [82] que cette technique est sous-optimale et qu'il est préférable de traiter le système MIMO dans sa globalité. Le terme d'égalisation MMSE par sous-porteuse devient alors dans ce cas :

$$g_{A_t A_r, l} = \frac{h_{A_t A_r, l}^*}{\sum_{A_r=1}^{N_r} [|h_{1A_r, l}|^2 + |h_{2A_r, l}|^2] + \frac{1}{\gamma_{A_r, l}}}, \quad (4.40)$$

avec $\gamma_{A_r, l}$ le rapport signal à bruit par sous-porteuse et par canal, mesuré à l'entrée du récepteur et défini par :

$$\gamma_{A_r, l} = \frac{\mathcal{E}[|s_{A_t, l}|^2]}{\mathcal{E}[|n_{A_r, l}|^2]} \Big|_{\mathcal{E}[|h_{A_t A_r, l}|^2]=1}, \quad (4.41)$$

en supposant que $\mathcal{E}[|s_{A_t, l}|^2]$ tient compte de la normalisation en puissance entre les antennes d'émission.

Comme en SISO, cette solution est optimale vis-à-vis du traitement de la diversité et de l'annulation de l'interférence. Dans le cas où le canal est invariant sur les deux symboles codés successifs, le terme ISI est nul. Lorsque la valeur de $\gamma_{A_r, l}$ est élevée, le coefficient d'égalisation tend vers celui de la technique ZF et annule le terme SI⁽¹⁾. Lorsque la valeur de $\gamma_{A_r, l}$ est faible, le terme SI⁽¹⁾ n'est pas parfaitement annulé mais l'amplification du bruit est limitée par le terme $\frac{1}{\gamma_{A_r, l}}$. Le critère MMSE permet donc, comme en SISO, un bon compromis entre l'exploitation de la diversité et la réduction d'interférences.

4.6.4.4 Calcul des valeurs de confiance

Le calcul des valeurs de confiance s'effectue en considérant que la condition d'invariance du canal sur les deux temps symbole de la transmission du code d'Alamouti est respectée. Dans ces conditions, les termes ISI et SI⁽²⁾ de l'équation (4.37) peuvent être négligés devant les termes SI¹ et AWGN. L'équation (4.37) s'écrit, en y faisant apparaître les coefficients d'égalisation $g_{A_t A_r, l}$, de la manière suivante :

$$\begin{aligned}
\hat{y}_{n,j}^{(1)} = & \underbrace{x_{n,j}^{(1)} \sum_{A_t=1}^{N_t} \sum_{A_r=1}^{N_r} \sum_{l=1}^L c_{l,n}^2 g_{A_t A_r, l} h_{A_t A_r, l}}_{\vartheta_{n,j}} \\
& + \underbrace{\sum_{A_t=1}^{N_t} \sum_{A_r=1}^{N_r} \sum_{\substack{p=1 \\ p \neq n}}^{N_L} x_{p,j}^{(1)} \sum_{l=1}^L c_{l,n} c_{l,p} g_{A_t A_r, l} h_{A_t A_r, l}}_{\text{SI}^{(1)}} \\
& + \underbrace{\sum_{l=1}^L \sum_{A_r=1}^{N_r} c_{l,n} \left[g_{1A_r, l} n_{A_r, l}^{(1)} + g_{2A_r, l}^* n_{A_r, l}^{(2)*} \right]}_{\eta_{n,j}}.
\end{aligned} \tag{4.42}$$

L'expression du LLR est donnée par la relation (3.31) qui est rappelée :

$$\mathcal{L}_n^v \approx \frac{2|\vartheta'_{n,j}|}{\sigma_{\text{SI}}^2 + \sigma_{\text{bruit}}^2} \hat{z}_{n,j}^v. \tag{4.43}$$

En considérant l'utilisation de codes de Walsh-Hadamard et en appliquant la loi des grands nombres au calcul de l'espérance $\mathcal{E}[\cdot]$, le même raisonnement que pour le cas SISO décrit dans la section 3.3.3.2 conduit à l'expression du LLR mise en œuvre dans la chaîne de simulation MIMO :

$$\begin{aligned}
\mathcal{L}_n^v \approx & \left[2 \left| \sum_{A_t=1}^{N_t} \sum_{A_r=1}^{N_r} \sum_{l=1}^L g_{A_t A_r, l} h_{A_t A_r, l} \right| \right] \\
& \left[(N_L - 1) \left(\frac{1}{L} \sum_{A_t=1}^{N_t} \sum_{A_r=1}^{N_r} \sum_{l=1}^L |g_{A_t A_r, l} h_{A_t A_r, l}|^2 \right) \right. \\
& \left. - \left| \frac{1}{L} \sum_{A_t=1}^{N_t} \sum_{A_r=1}^{N_r} \sum_{l=1}^L g_{A_t A_r, l} h_{A_t A_r, l} \right|^2 \right] \\
& + \frac{\sigma^2}{2} \sum_{A_t=1}^{N_t} \sum_{A_r=1}^{N_r} \sum_{l=1}^L |g_{A_t A_r, l}|^2 \Big]^{-1} \cdot \hat{z}_{n,j}^v.
\end{aligned} \tag{4.44}$$

4.6.5 Performances

4.6.5.1 Paramètres de la chaîne

L'extension de la chaîne SISO au cas MIMO s'accompagne d'une adaptation de certains paramètres ainsi que de la prise en compte de nouveaux paramètres.

Choix du TFC

Le système fonctionne toujours sur les trois sous-bandes du groupe 1 (Fig. 2.7) et utilise le TFC n° 3 pour lequel le saut d'une sous-bande à l'autre s'effectue tous les deux temps symboles (Tab. 2.2). Le canal pourra alors être considéré comme invariant sur deux temps symboles consécutifs T_s permettant ainsi de conserver l'orthogonalité

entre les symboles et donc d'exploiter pleinement les capacités du code temps-espace d'Alamouti (cf. section 4.6.3.2).

Distance entre antennes

Afin de bénéficier d'un maximum de diversité et ainsi accroître la capacité du canal, il est nécessaire que les antennes soient suffisamment éloignées afin d'avoir une décorrélation du canal. La distance entre antennes doit donc être judicieusement choisie. La figure 4.15 présente la capacité du canal MIMO-UWB en fonction de la distance entre antennes. Cet écart est exprimé en termes de fraction de la longueur d'onde λ_c correspondant à la fréquence centrale. Dans le cas du TFC n° 3, la longueur d'onde est calculée à partir de la fréquence centrale de la bande équivalente aux sous-bandes du groupe 1 (Fig. 2.7) et qui est égale à $f_c = 3.96$ GHz. La longueur d'onde est alors $\lambda_c = 7.576$ cm.

Dans la configuration étudiée à savoir deux antennes à l'émission et à la réception, et une largeur de bande $B_w = 528$ MHz, la figure 4.15 permet d'avancer que la capacité du canal peut être pleinement exploitée à partir d'une distance entre antennes égale à $\lambda_c/2$ à l'émission et à la réception.

Trois espacements d'antennes ont été simulés $d = 1, 5$ et 20 cm correspondant respectivement aux rapports $d/\lambda_c = 0.132, 0.660$ et 2.640 . L'espacement d entre les antennes évolue simultanément à l'émission et à la réception. Ces différents résultats vont permettre d'évaluer l'évolution des performances du système dans le cas où les antennes sont trop proches ($d = 1$ cm) pour pouvoir bénéficier pleinement de la capacité du canal, puis dans le cas où l'éloignement a une valeur intermédiaire ($d = 5$ cm) et enfin dans le cas où l'éloignement ($d = 20$ cm) permet de considérer les réponses du canal comme totalement décorréliées.

Les débits étudiés

Le tableau 4.2 présente les configurations de simulations de la chaîne MIMO LP-OFDM qui ont été simulés. Ces configurations ont été choisies afin de correspondre à des débits aussi proches que ceux définis pour le système MB-OFDM (Tab. 2.3). Notons que ces configurations ne prennent en compte qu'une seule longueur de codes d'étalement $L = 16$. Les paramètres qui n'ont pas été évoqués dans cette section sont identiques à ceux utilisés par la chaîne SISO LP-OFDM.

4.6.5.2 Analyse des performances

Les performances du système MIMO LP-OFDM ont été évaluées sur le canal CM1 dans plusieurs configurations. Nous avons dans un premier temps utilisé quatre réalisations de canal totalement décorréliées issues du modèle IEEE 802.15.3a destiné aux systèmes SISO pour simuler le canal MIMO, les performances obtenues servant de références pour les cas utilisant le canal MIMO présenté précédemment. Cette configuration correspond en effet au cas où les quatre canaux spatiaux sont totalement

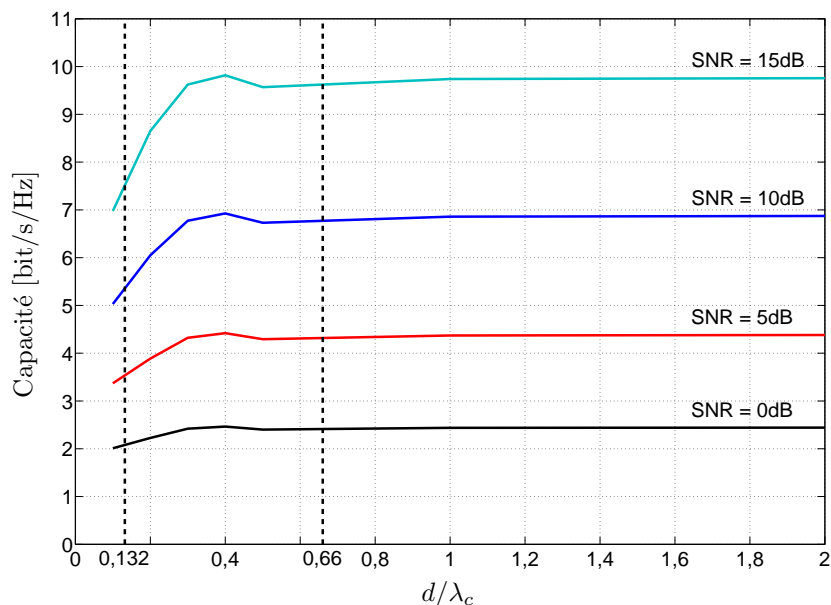


FIG. 4.15 – Capacité d’un système MIMO-UWB 2×2 en fonction de l’espacement entre antennes (en fraction de la longueur d’onde correspondant à la fréquence centrale) pour différents SNR.

Débit [Mbit/s]	Rendement de codage R	Charge N_L	N_{CBPS}
51.2	1/3	4	48
76.8	1/3	6	72
115.2	1/3	9	108
153.6	1/3	12	144
192	1/2	10	120
307.2	1/2	16	192
409.6	2/3	16	192
460.8	3/4	16	192

TAB. 4.2 – Débits simulés pour l’évaluation des performances du système MIMO LP-OFDM.

décorrélés ce qui permet au système de bénéficier d'un maximum de diversité et donc d'obtenir des performances optimales. Dans un second temps nous avons utilisé le canal MIMO décrit à la section 4.6.2 en considérant les trois espacements entre antennes $d = [1, 5, 20]$ cm choisis dans la section précédente. Les puissances à l'émission et à la réception avant l'ajout du terme de bruit, ont été normalisées afin de ne pas faire apparaître le gain d'antennes de 3 dB entraîné par l'utilisation de deux antennes en réception. L'analyse des performances montrera alors uniquement l'apport du MIMO en termes de diversité.

La figure 4.16 présente le rapport E_b/N_0 nécessaire pour pouvoir obtenir un taux d'erreur binaire égal à $TEB = 10^{-4}$ en fonction du débit sur le canal CM1. Elle présente également à titre de comparaison les performances obtenues dans le cas SISO pour les mêmes débits. On observe immédiatement un gain très intéressant en termes de performances du système MIMO par rapport au système SISO. Dès l'utilisation d'un très faible espacement entre antennes, $d = 1$ cm, le gain obtenu est très important, il est ainsi supérieur à 3 dB pour le débit 460.8 Mbit/s. On constate que le gain apporté par le MIMO est d'autant plus important que le rendement de codage est élevé. En effet, l'utilisation d'un code de faible rendement permet déjà d'exploiter pleinement la diversité, l'apport du MIMO est alors minime. En revanche, l'apport du MIMO est beaucoup plus important dans le cas d'un codage de rendement élevé qui ne permet pas de tirer suffisamment parti de la diversité du canal. L'augmentation de l'espacement permet d'accroître ce gain et de faire tendre les performances vers celles obtenues dans le cas de l'utilisation de quatre canaux totalement décorrélés. On notera que l'utilisation d'un espacement $d = 5$ cm permet d'obtenir des performances très proches de celles obtenues dans le cas où les canaux sont totalement décorrélés confirmant ainsi les conclusions tirées à partir de la figure 4.15 qui montrait que le système exploite de manière optimale la capacité du canal dès lors que l'espacement entre antennes est au minimum égal à une demi-longueur d'onde.

Ces résultats montrent l'intérêt du passage de la chaîne SISO LP-OFDM au cas MIMO en permettant d'améliorer les performances du système, cette amélioration étant plus significative pour les hauts débits. Ils ont également permis de déterminer la distance optimale entre les antennes d'émission et de réception.

4.7 Conclusion

L'objectif de ce chapitre était de présenter et d'optimiser les différents paramètres de la chaîne de transmission LP-OFDM pour l'UWB. Nous avons ainsi montré l'importance de sélectionner les codes étalement utilisés lorsque le système ne fonctionne pas à pleine charge. Dans le cas où cette sélection n'est pas faite ou qu'une mauvaise combinaison de codes d'étalement est utilisée, la détérioration des performances peut être très importante. Nous avons donc présenté une méthode de sélection des séquences d'étalement permettant de limiter au maximum l'interférence entre les codes.

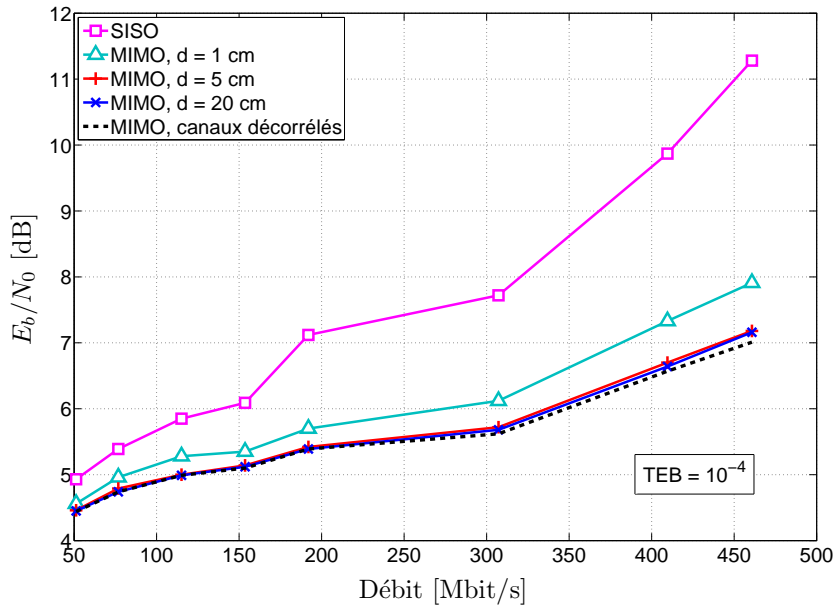


FIG. 4.16 – E_b/N_0 nécessaire pour atteindre un $\text{TEB} = 10^{-4}$ pour les systèmes SISO et MIMO LP-OFDM ($L = 16$) sur le canal CM1.

Nous avons également adapté l'entrelacement des bits codés pour le système LP-OFDM afin d'assurer une décorrélation entre les données présentées à l'entrée du décodeur de Viterbi afin que celui fonctionne de manière optimale. Nous avons également montré qu'il est possible d'effectuer un entrelacement après l'opération de précodage linéaire dans le but d'accroître l'exploitation de la diversité fréquentielle.

Nous avons montré l'intérêt d'adapter la longueur des codes d'étalement en fonction du rendement de codage. La perte d'exploitation de la diversité qu'entraîne l'augmentation du rendement de codage étant compensée par l'utilisation de séquences d'étalement de longueur plus importante.

Les performances du système ont enfin montré l'intérêt que présente l'utilisation de la fonction de précodage linéaire. On a pu montrer un gain très intéressant des performances du système LP-OFDM par rapport au système MB-OFDM pour les débits inférieurs à 307 Mbit/s. Outre le gain en termes de performances, l'utilisation du précodage linéaire offre une plus grande granularité dans le choix des débits et donc permet d'accroître la flexibilité du système.

Nous avons enfin étudié l'extension du système au cas MIMO utilisant deux antennes à l'émission et à la réception, le codage temps-espace utilisé étant le codage d'Alamouti. Nous avons constaté là encore des gains très importants par rapport à la chaîne SISO d'environ 1.5 dB à 307.2 Mbit/s et de plus de 3 dB à 460.6 Mbit/s.

L'étude des performances du système SISO LP-OFDM et de son optimisation a fait l'objet de deux communications dans des conférences internationales [94, 95] et de deux publications dans des revues internationales [96, 79].

Chapitre 5

Effets des interférents à bande étroite

Sommaire

5.1	Introduction	138
5.2	Cohabitation entre systèmes UWB et à bande étroite : état de l'art	138
5.2.1	Evolution des études sur la cohabitation	138
5.2.2	Cohabitation avec les réseaux cellulaires et le GPS	140
5.2.3	Cohabitation avec les réseaux WLAN IEEE 802.11a	142
5.2.4	Cohabitation avec les réseaux WMAN IEEE 802.16 (WiMAX)	143
5.3	Le signal interférent	145
5.3.1	Présentation de la norme WiMAX	145
5.3.2	Caractéristiques de la couche physique	146
5.3.3	Modélisation de l'interférent	146
5.4	Performances des systèmes MB- et LP-OFDM en présence de brouilleurs	149
5.4.1	Effet de l'interférent WiMAX sur le système LP-OFDM	149
5.4.2	Effet du déplacement du brouilleur sur la bande	151
5.4.3	Effet de l'interférent WiMAX sur le système MB-OFDM	151
5.4.4	Optimisation des valeurs de confiance (LLR)	154
5.5	Conclusion	155

5.1 Introduction

En raison de leur fonctionnement sur une bande de fréquences très large et sans licence [8], les systèmes UWB seront inévitablement amenés à utiliser des fréquences déjà allouées. Ils devront donc être capables de cohabiter avec des systèmes occupants les mêmes fréquences tels que les systèmes WiFi (IEEE 802.11a) ou WiMAX (IEEE 802.16). L'étude de la cohabitation est donc une problématique clé en UWB. Dans ce dernier chapitre, nous allons présenter une première étude sur les effets des interférents à bande étroite sur le système LP-OFDM que nous proposons.

Une propriété souvent mise en avant pour les systèmes utilisant les techniques d'étalement de spectre est leur capacité à résister à la présence d'interférents à bande étroite (cf. section 3.2). Ainsi l'objectif de ce dernier chapitre est d'évaluer cette propriété en nous intéressant à l'impact d'un interférent à bande étroite de type WiMAX opérant sous licence dans la bande 3.5 GHz sur les systèmes MB- et LP-OFDM. La poursuite de cette étude constituera un axe dominant pour les perspectives de ces travaux de recherche.

Ce chapitre est découpé en trois parties. Dans la première partie, nous allons faire un tour d'horizon des différentes études qui ont été menées sur la cohabitation entre les signaux UWB et les signaux à bande étroite. La seconde partie présente le signal WiMAX et sa modélisation en tant que brouilleur à bande étroite. La dernière partie présente enfin les performances des systèmes en présence de ce brouilleur.

5.2 Cohabitation entre systèmes UWB et à bande étroite : état de l'art

5.2.1 Evolution des études sur la cohabitation

L'arrivée de la technologie UWB pour les communications sans fil à la fin des années 90 a été vue par certains comme une avancée significative dans le domaine des communications sans fil. Pour d'autres en revanche, elle a été perçue comme une source potentielle d'interférences pour les technologies sans fil existantes et futures justifiée par la très large occupation spectrale des signaux et la réutilisation de fréquences déjà allouées. Le challenge à relever en vue du déploiement de la technologie UWB est d'évaluer l'interférence que les systèmes UWB pourront générer [97]. Les craintes étaient alors portées principalement sur les réseaux de téléphonie cellulaire (GSM et UMTS) ainsi que sur les systèmes de géolocalisation (GPS) [98]. Des études ont été menées afin de mettre en évidence d'éventuels risques de perturbation. Contrairement à ce qui avait pu être annoncé initialement, le risque d'interférence induit par les signaux UWB existe bien. Ces études se basaient cependant sur une réglementation encore floue, aucun organisme de réglementation n'ayant encore statué sur l'UWB. En effet, à cette époque seule une directive de la FCC [6, 7] limitait les émissions non-intentionnelles des systèmes fonctionnant en l'absence de licence à une DSP de

−41.3 dBm/MHz sans fixer de bande de fréquences. A partir de 2002, année où la FCC a réglementé l'UWB aux Etats-Unis [8], les études ont alors cherché à évaluer l'efficacité du masque UWB à protéger ces technologies [99] et en particulier l'UMTS [100, 101].

Toujours à partir de 2002, les études se sont orientées majoritairement vers l'évaluation de l'impact des systèmes UWB sur les systèmes WLAN IEEE 802.11a à 5 GHz [102]. Les systèmes IEEE 802.11a occupent une bande de fréquences commune à celle de l'UWB et sont, à cette époque, en cours de développement. De plus, selon toute vraisemblance, les deux technologies UWB et IEEE 802.11a seront amenées à coexister dans un environnement proche. Il est donc essentiel de s'assurer que la cohabitation soit possible afin que l'UWB soit acceptée en tant que technologie pour des futurs services sans fil et pour garantir aux utilisateurs une bonne qualité de service. Les études menées ont mis en évidence un réel risque de perturbation mutuelle entre les deux technologies [103, 104]. Certaines de ces études vont plus loin et proposent des solutions pour permettre la cohabitation [105].

Des articles plus généraux présentent des développements analytiques permettant d'évaluer l'effet d'un interférent bande étroite sur les systèmes UWB impulsionnels [106].

En parallèle de ces travaux, l'IEEE a étendu les normes IEEE 802.16 ou WiMAX aux bandes 2 – 11 GHz recouvrant la bande UWB [107]. Les systèmes IEEE 802.11a et WiMAX utilisent tous deux des modulations OFDM sur des largeurs de bande très similaires [107, 102]. Ainsi, de même qu'avec les systèmes IEEE 802.11a, il faut s'attendre à des perturbations entre les signaux UWB et WiMAX.

En 2006, comme nous l'avons vu dans le premier chapitre, les organismes de réglementations en Europe et en Asie ont statué sur l'UWB. Ils ont fixé pour les signaux UWB des limites de DSP inférieures à −70 dBm/MHz, entre autres dans les bandes 3.5 et 5 GHz (Fig. 5.1). Ces niveaux de DSP permettent de prévenir tous risques de perturbations sur les systèmes WiMAX et IEEE 802.11a [108]. Cependant, ils sont bien trop faibles pour permettre un fonctionnement acceptable des systèmes UWB. Les organismes de réglementation ont alors autorisé l'utilisation de la bande 3.4 – 4.8 GHz par les systèmes UWB à un niveau de DSP de −41.3 dBm/MHz à condition qu'ils mettent en œuvre des techniques de détection et d'évitement (DAA⁽¹⁾) des signaux à bande étroite présents dans la même bande. L'intérêt du DAA est double, son utilisation doit permettre aux systèmes à bande étroite et UWB de ne pas se perturber mutuellement. Cette décision a ouvert la voie à de nouvelles études proposant des techniques de DAA [15, 109].

Jusqu'à fin 2005, la majorité des études traitant de la cohabitation utilisaient l'UWB dans sa version impulsionnelle (TH-UWB et DS-UWB). Il faudra attendre la décision de l'ECMA et l'édition du standard ECMA-368 [22] pour que la solution MB-OFDM de l'Alliance WiMedia soit l'objet de plus d'attention sur le sujet de la cohabitation [110].

⁽¹⁾Detect And Avoid.

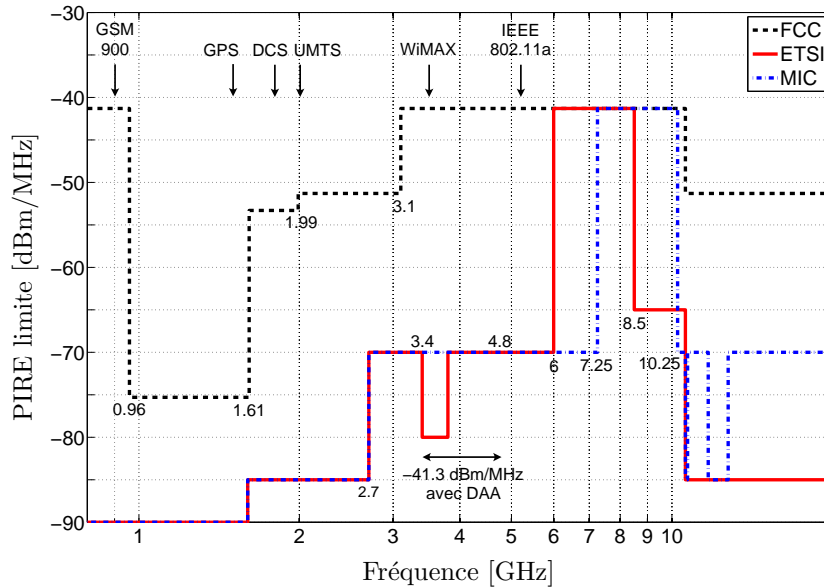


FIG. 5.1 – Masques d'émission pour les signaux UWB autorisé par la FCC aux Etats-Unis, l'ETSI en Europe et le MIC au Japon pour les communications en *indoor*.

Dans cette première section nous avons présenté la progression générale des études menées sur la cohabitation entre les systèmes UWB et les systèmes à bande étroite. Ainsi nous avons pu constater que cette progression a été guidée par l'évolution des réglementations et des normes. Nous allons dans la suite présenter un état de l'art plus détaillé des études traitant de la cohabitation.

5.2.2 Cohabitation avec les réseaux cellulaires et le GPS

Dès 2000, des études ont été menées afin d'évaluer l'impact des signaux UWB sur les systèmes à bande étroite et notamment les réseaux cellulaires GSM et UMTS, et le GPS alors en plein essor. A cette époque aucune bande de fréquences n'ayant encore été attribuée pour l'émission de signaux UWB, les premières études ont été menées dans l'hypothèse selon laquelle les signaux UWB occupent les mêmes bandes de fréquences que ces systèmes.

Dans [98], les auteurs ont étudié la cohabitation des systèmes UWB impulsionnels TH- et DS-UWB avec les systèmes GSM, UMTS et GPS. Les signaux UWB sont émis en bande de base, l'objectif étant alors de tester différentes formes d'impulsions UWB de différentes durées afin de réduire les risques d'interférences. Ils ont montré que l'utilisation d'impulsions gaussiennes dérivées plusieurs fois permet d'accroître la largeur de la bande occupée par les signaux et de décaler le spectre vers des fréquences plus élevées. Cette dernière observation étant d'autant plus vraie que la durée de l'impulsion est faible. La puissance des signaux UWB dans les bandes occupées par les systèmes à bande étroite s'en trouve alors réduite, diminuant le risque de perturbation.

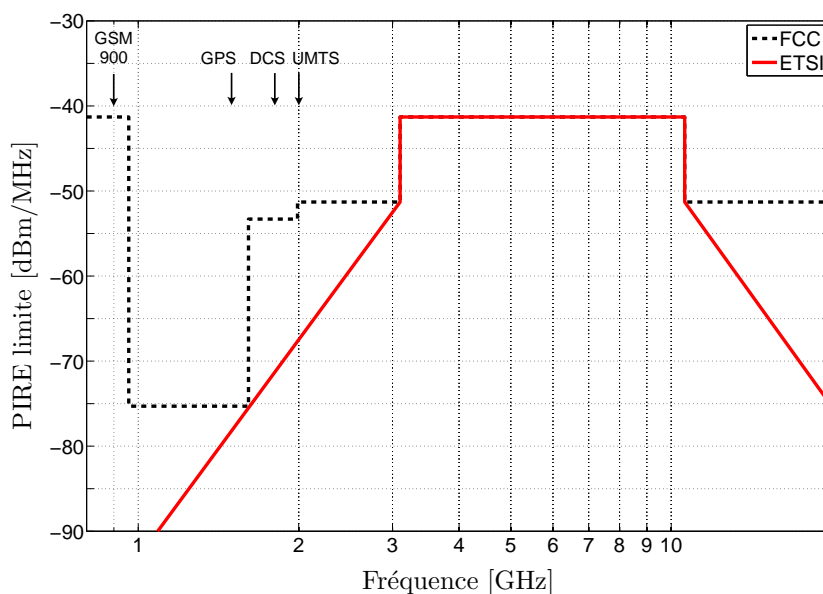


FIG. 5.2 – Masques d'émission pour les signaux UWB autorisés par la FCC aux États-Unis et, dans sa première version par l'ETSI en Europe pour les communications en *indoor*.

Ces études se sont poursuivies après février 2002 afin d'évaluer l'efficacité du masque proposé par la FCC [8] et également celle de la première version du masque de l'ETSI (Fig. 5.2). Les différentes études présentes dans la littérature montrent que ces masques permettent de protéger convenablement les bandes GSM, DCS et GPS [99, 111, 112].

Les articles traitant de la coexistence entre l'UWB et l'UMTS sont quant à eux contradictoires. Si certains comme [111], montrent que le masque de la FCC permet de s'affranchir de tout risque de perturbation sur les systèmes UMTS, d'autres en revanche affirment que le risque est bien réel [99, 100, 101, 113]. Ces derniers montrent en effet que la présence d'un système UWB [100, 113] ou de plusieurs [99, 101] à proximité d'un terminal UMTS entraîne des dégradations de la voie descendante au niveau des terminaux UMTS, en voie montante la victime étant naturellement isolée de l'interfèrent UWB [101]. Cette différence de résultat peut s'expliquer par le fait que dans [111] les systèmes UWB n'émettent que pendant 5% du temps.

Si la question du masque FCC pour l'UMTS reste en suspens, les définitions des masques en Europe et au Japon (Fig. 5.1) permettent de s'affranchir de tout risque, notamment pour l'UMTS. En effet, dans [100] il est montré que le masque de l'ETSI dans son ancienne version (Fig. 5.2), moins restrictive que l'actuelle dans la bande UMTS, permettait déjà de faire cohabiter l'UWB avec l'UMTS. Ceci est confirmé dans [114].

5.2.3 Cohabitation avec les réseaux WLAN IEEE 802.11a

Le signal UWB interférent

Comme nous l'avons vu dans le premier chapitre, l'UWB a été présentée initialement comme une technologie pouvant être assimilée à du bruit blanc gaussien par les récepteurs à bande étroite fonctionnant dans la même bande. Des études ont alors été menées pour évaluer l'impact réel des signaux UWB sur des récepteurs WLAN IEEE 802.11a à 5 GHz situés à proximité [115, 103, 116, 117, 118] suite à la décision de la FCC en février 2002 [8]. Ces études se justifient par la très forte probabilité que ces systèmes soient amenés à se retrouver à proximité étant données leurs applications. Elles ont, pour leur grande majorité, mis en œuvre des signaux de nature impulsionnelle tels que TH-UWB⁽²⁾, DS-UWB. Ces études ont été réalisées analytiquement [115], par simulations [103, 116], par mesures en chambre anéchoïde [117] et par mesure dans un environnement *outdoor* [118]. Toutes ont mis en évidence une dégradation importante du TEB et des débits de transmission au niveau d'un récepteur IEEE 802.11a situé à proximité d'un système UWB ($d \leq 3$ mètres), ce dernier respectant le masque d'émission fixé par la FCC. Ces dégradations sont d'autant plus importantes que le nombre d'émetteurs UWB est élevé [115], que la durée des trames UWB est longue [115, 103] ou que la fréquence de répétition des pulses est élevée [116].

Des solutions ont été proposées pour réduire voire annuler l'interférence induite par les signaux UWB sur les systèmes IEEE 802.11a. Ainsi dans [105], il est proposé de modifier la forme des impulsions pour que la bande U-NII à 5 GHz soit laissée libre de toute émission de signaux UWB. Cette méthode, également appelée SSA⁽³⁾, consiste en un découpage du spectre UWB en plusieurs sous-bandes à chacune desquelles correspond une forme d'impulsion. Pour générer le signal UWB, les différentes impulsions sont sommées, excepté celles correspondant aux fréquences à éviter. Dans [119], les auteurs proposent une méthode de construction des séquences de TH afin de minimiser la présence de l'interférent UWB dans une bande donnée, telle que la bande U-NII.

Le signal UWB victime

A l'inverse, des études ont été menées dans le cas où le signal IEEE 802.11a est l'interférent [120, 121, 122, 123, 104], les formes d'onde des signaux UWB mis en œuvre étant également de nature impulsionnelle. Elles montrent toutes qu'un système à bande étroite IEEE 802.11a placé à proximité d'un récepteur UWB provoque une augmentation significative du TEB et de sévères dégradations du débit maximal atteignable par les systèmes UWB.

Dans ces études, une problématique souvent rencontrée est la modélisation du signal interférent OFDM. Il est montré dans [122] que les signaux OFDM des systèmes IEEE 802.11a peuvent être modélisés par un bruit gaussien à bande limitée,

⁽²⁾Les modulations PPM et BPSK étant généralement mises en œuvre.

⁽³⁾Soft-Spectrum Adaptation.

la distribution des échantillons suivant une loi gaussienne de moyenne nulle. Cette approximation permet de simplifier la formulation de l'interfèrent lors de l'étude analytique ainsi que pour les simulations. Cependant, selon les paramètres du système UWB, l'approximation gaussienne de l'interfèrent peut conduire à une légère surestimation des performances du système UWB avec des signaux TH-UWB [124]. Les auteurs expliquent que, suivant le théorème de la limite centrale, l'augmentation du nombre total de termes contribuant au signal OFDM interfèrent permet d'approximer le signal interfèrent par un signal gaussien. Pour y parvenir, il est alors nécessaire d'accroître la longueur des codes de répétition des impulsions des signaux TH-UWB, le nombre d'échantillons composant le signal OFDM interfèrent étant fixe. L'écart restant néanmoins relativement faible, cette approximation reste tout à fait envisageable et a été faite dans d'autres études [123]. Une autre approche pour la modélisation du signal interfèrent OFDM est proposée dans [104]. Elle consiste en une somme de signaux sinusoidaux définis aux fréquences des sous-porteuses du symbole OFDM.

D'autre part, selon la forme d'onde utilisée par les systèmes UWB, leur résistance face aux brouilleurs à bande étroite ne sera pas identique. Ainsi on constate dans [123] que les signaux DS-UWB présentent une meilleure capacité à résister à l'interfèrent que les signaux TH-UWB.

L'utilisation d'une forme d'onde de type MC-CDMA pour l'UWB a été proposée dans [125]. Cette étude montre une meilleure résistance du signal MC-CDMA face à un signal interfèrent IEEE 802.11a comparativement à un signal TH-PPM. L'intérêt de l'étalement de spectre dans un contexte de cohabitation avec un interfèrent à bande étroite est ainsi mis en avant. L'implémentation de ce système tel que présenté, reste néanmoins peu réaliste car les signaux MC-CDMA utilisent 7500 porteuses sur la totalité des 7.5 GHz de la bande UWB disponible.

Suite à ces études mettant en évidence la difficile cohabitation entre les technologies UWB et WLAN IEEE 802.11a, les organismes de réglementation en Europe et en Asie ont imposé aux signaux UWB des niveaux de DSP bien trop faibles pour qu'ils puissent fonctionner dans la bande U-NII (Fig. 5.1). Le problème de la cohabitation trouve donc sa solution dans la réglementation au détriment de l'UWB.

5.2.4 Cohabitation avec les réseaux WMAN IEEE 802.16 (WiMAX)

Les systèmes UWB représentent également une source d'interférence pour les systèmes WMAN IEEE 802.16 ou WiMAX lorsqu'ils sont déployés à 3.5 GHz⁽⁴⁾. Cette norme étant plus récente, les études de l'effet des signaux UWB sur les systèmes WiMAX sont moins nombreuses. En outre, on peut s'attendre à ce que l'impact des signaux UWB sur les systèmes WiMAX soit très similaire à celui observé sur les systèmes IEEE 802.11a. En effet, ces normes mettent toutes deux en œuvre des modulations OFDM sur des largeurs de bandes relativement similaires [102, 107]. De plus,

⁽⁴⁾La norme WiMAX fera l'objet d'une présentation plus détaillée dans la section 5.3.

il faut noter qu'entre temps les différents organismes de réglementations à travers le monde ont statué sur l'UWB. Ces réglementations, comme nous l'avons vu dans le premier chapitre, imposent des limites de DSP très faibles, inférieures à -70 dBm/MHz, dans les bandes utilisées par les normes IEEE 802.11a et WiMAX (Fig. 5.1). Ainsi dans [108], les auteurs évaluent l'impact des signaux UWB mettant en œuvre des niveaux de DSP de -70 et -80 dBm/MHz sur les systèmes WiMAX déployés à 3.5 GHz. Ces niveaux de DSP correspondent respectivement aux réglementations japonaise et européenne. Ils montrent que l'interférence générée par les signaux UWB est alors négligeable lorsque ces niveaux de DSP sont respectés.

La plupart des études menées à propos de la cohabitation entre les systèmes UWB et WiMAX ont en fait porté essentiellement sur la proposition de techniques de détection et d'évitement (DAA). En effet, pour permettre l'accès de la bande 3.4 – 4.8 GHz aux systèmes UWB, ces derniers doivent impérativement être en mesure de détecter un signal à bande étroite et de l'éviter (Fig. 5.1). Dans tous les pays ou zones de réglementation en dehors des Etats-Unis, les systèmes UWB doivent être munis de DAA [114]. Les systèmes WiMAX et UWB pourront alors cohabiter en toute sécurité.

La majorité de ces propositions que l'on trouve dans la littérature se basent sur des techniques de détection d'énergie pour évaluer la présence ou non d'un système à bande étroite WiMAX situé à proximité [15, 109, 126]. La voie descendante des systèmes WiMAX, que le DAA cherche à éviter, est relativement difficile à détecter du fait du faible niveau de puissance des signaux. Le risque est alors de multiplier les fausses alarmes, si le seuil de détection est trop faible, ou à l'inverse, les non-détections si le seuil est trop élevé [114, 15]. Dans ces conditions une technique dite coopérative, qui consiste à implémenter, par exemple, les deux systèmes UWB et WiMAX dans un même produit, peut s'avérer intéressante [127]. La détection de la voie montante est quant à elle plus aisée, la puissance du signal WiMAX étant bien plus élevée. Cette méthode est idéale si les échanges entre la victime et la station de base s'effectuent en TDD⁽⁵⁾ car « on évite la fréquence que l'on détecte ». Cependant, si les échanges s'effectuent en FDD⁽⁶⁾, le système UWB ne pourra pas localiser la bande utilisée pour la voie descendante à éviter sauf si l'espacement entre les bandes utilisées en voie montante et descendante est fixe [128]. Des techniques de détection alternatives sont également proposées telle que la détection de l'intervalle de garde des signaux WiMAX [126] ou la détection cohérente du préambule des signaux WiMAX [129].

L'évitement quant à lui doit permettre d'assurer la protection du signal à bande étroite avec un minimum de dégradation des performances du système UWB [128]. Parmi les solutions envisageables, il y a l'annulation de sous-porteuses du signal MB-OFDM, voire la modification du TFC pour ne pas utiliser la totalité d'une sous-bande. L'utilisation de *notch filter* permettant d'atténuer le signal UWB dans la

⁽⁵⁾Time Division Duplex : les communications en voie montante et en voie descendante se font sur la même bande de fréquences avec un partage du temps.

⁽⁶⁾Frequency Division Duplex : les communications en voie montante et en voie descendante se font sur des bandes de fréquences différentes.

bande voulue est une solution souvent rencontrée. Une description de ces techniques est proposée dans [15, 128], elle montre que tout est une question de compromis entre complexité et efficacité, ces techniques ne permettant pas toujours d'atteindre des niveaux d'atténuation nécessaires dans la bande WiMAX. Rappelons enfin que la technique de cohabitation LDC⁽⁷⁾ introduite dans la section 1.3.1.3 est également une solution envisagée pour la cohabitation en Europe [13].

Les résultats présentés dans ces études sont encourageants [15, 130], les techniques de DAA nécessitent néanmoins encore d'être optimisées notamment pour la détection de la voie descendante et pour l'évitement. Dans un rapport publié en 2008, l'ECC définit pour l'Europe les exigences techniques à prendre en considération pour l'élaboration des DAA [131]. Ce rapport stipule que si la détection s'effectue sur la voie montante, alors la largeur de bande à éviter est de 200 MHz. Cette dernière est réduite à 20 MHz si c'est la voie descendante qui est détectée. L'auteur de [114] pose alors le problème de la réelle efficacité du DAA et se demande s'il ne serait pas plus judicieux d'utiliser tout simplement les fréquences supérieures à 6 GHz.

5.3 Le signal interférent

Nous nous sommes focalisés dans cette étude au cas d'un interférent de type WiMAX lorsque celui-ci est déployé dans la bande 3.5 GHz. Il représente en effet à cette fréquence une source d'interférences pour les systèmes MB- et LP-OFDM lorsque ceux-ci fonctionnent dans la bande 1 du groupe 1 tel que défini par l'Alliance WiMedia (Fig. 2.7).

Nous allons introduire dans cette section de manière très succincte la norme WiMAX ainsi que les caractéristiques de la couche physique aux fréquences qui nous intéressent. Puis nous présenterons la modélisation de la chaîne prenant en compte l'interférent dans les chaînes MB- et LP-OFDM décrites dans les chapitres précédents.

5.3.1 Présentation de la norme WiMAX

La norme WiMAX est destinée aux WMAN⁽⁸⁾ dont l'objectif est, entre autres, de fournir un accès sans fil à l'Internet haut débit avec une portée élevée (jusqu'à 15 km) dans des zones urbanisées peu denses, le mode de communication étant du point à multipoint. Les supports visés sont aussi bien fixe, portable ou mobile. Les avantages principaux de cette application sont qu'elle ne nécessite pas de câblage et peut être mise en place rapidement.

Dans sa première version IEEE 802.16 publiée en 2001, la norme WiMAX opérait dans la bande 10 – 66 GHz. La faible longueur d'onde des signaux nécessitait alors une configuration LOS⁽⁹⁾ ce qui ne favorisait pas le développement en milieu urbain.

⁽⁷⁾Low Duty Cycle.

⁽⁸⁾Wireless Metropolitan Area Network.

⁽⁹⁾Line Of Sight.

Elle fut complétée en 2003 par la version IEEE 802.16a par l'extension de la bande aux fréquences 2 – 11 GHz permettant ainsi l'utilisation des systèmes dans des configurations NLOS⁽¹⁰⁾ grâce notamment à l'utilisation d'une modulation OFDM. Toutes ces normes ont été synthétisées et réécrites dans la version de 2004 de la norme IEEE 802.16d⁽¹¹⁾ pour des applications fixes [107]. En 2005 la version IEEE 802.16e est venue compléter la précédente norme avec l'apport de la solution mobile du standard [132].

5.3.2 Caractéristiques de la couche physique

Nous nous sommes focalisés sur la définition de la couche physique dans la bande 2 – 11 GHz qui nous intéresse particulièrement puisqu'elle recouvre l'ensemble de la bande UWB.

La version fixe de la norme définit trois alternatives de couches physiques [107] :

- WirelessMAN-SCa : utilise un format de modulation sur une seule porteuse ;
- WirelessMAN-OFDM : utilise un signal OFDM construit à partir d'une IFFT sur 256 points, l'accès multiple s'effectuant en TDMA ;
- WirelessMAN-OFDMA : utilise un signal OFDMA⁽¹²⁾ construit à partir d'une IFFT sur 2048 points.

La forme d'onde définie pour la version mobile est le SOFDMA⁽¹³⁾, il s'agit d'un signal OFDMA « ajustable ». Ainsi selon l'état du spectre, la taille de la IFFT varie de 128 à 2048 points, l'espacement inter-porteuses, et donc la durée d'un symbole OFDM, étant fixe [132].

Dans cette étude nous avons utilisé la version fixe de la norme en mettant en œuvre des signaux OFDM. La largeur de bande occupée par les signaux peut être un multiple de 1.25 MHz, 1.5 MHz et 1.75 MHz avec un maximum de 20 MHz [133] utilisé ici. Les constellations qui peuvent être sélectionnées pour la version fixe sont BPSK, QPSK, 16-QAM et 64-QAM. La constellation utilisée dans notre cas est la QPSK.

Le tableau 5.1 présente les paramètres des signaux utilisés. Compte tenu de l'espacement $\Delta_f = 4.125$ MHz entre les sous-porteuses des signaux MB- et LP-OFDM et des 56 sous-porteuses nulles des symboles OFDM du signal WiMAX, ce dernier affectera quatre sous-porteuses des symboles OFDM des signaux UWB.

5.3.3 Modélisation de l'interférent

Les bandes envisagées par la majorité des réglementations pour le déploiement du WiMAX sont 2.5, 3.5 et 5.8 GHz. En Europe notamment, dans une décision datant

⁽¹⁰⁾Non Line Of Sight.

⁽¹¹⁾On la trouve également sous l'appellation IEEE 802.16-2004.

⁽¹²⁾Orthogonal Frequency Division Multiple Access, cette modulation consiste à partager les sous-porteuses d'un symbole OFDM entre plusieurs utilisateurs.

⁽¹³⁾Scalable OFDMA.

Paramètre	Description	Valeur
B_w^{NBI}	Largeur de la sous-bande	20 MHz
N^{NBI}	Nombre de sous-porteuses par symbole (taille FFT)	256
N_D^{NBI}	Nombre de sous-porteuses de données	192
N_P^{NBI}	Nombre de sous-porteuses pilotes	8
N_Z^{NBI}	Nombre de sous-porteuses nulles	56
Δ_f^{NBI}	Espacement entre sous-porteuses	90 kHz
T_u^{NBI}	Durée utile du symbole	11.1 μs
T_{cp}^{NBI}	Durée de l'intervalle de garde	2.78 μs
T_s^{NBI}	Durée totale du symbole OFDM	13.89 μs

TAB. 5.1 – Paramètres du système WiMAX utilisant des signaux OFDM à 3.5 GHz [107].

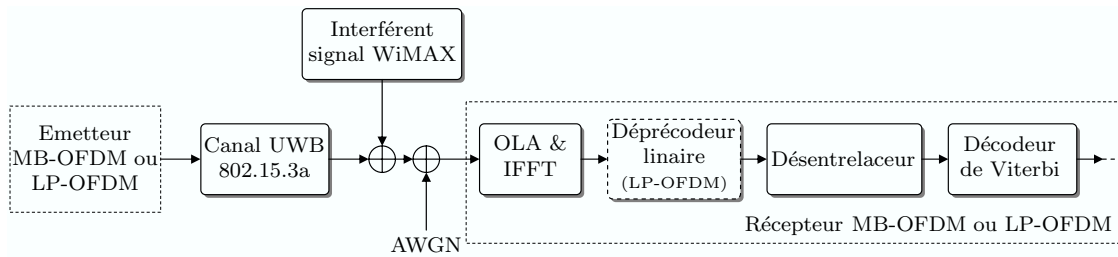


FIG. 5.3 – Schéma synoptique partiel de la chaîne de communication MB-OFDM ou LP-OFDM avec un interférent WiMAX à 3.5 GHz.

de mars 2007, la CEPT a alloué la bande 3.4 – 3.8 GHz pour le développement des systèmes BWA⁽¹⁴⁾ [134], dans laquelle la bande 3.4 – 3.6 GHz sera dans un premier temps exploitée. Nous considérerons donc le système interférent WiMAX fonctionnant à 3.5 GHz.

La figure 5.3 illustre la chaîne de transmission UWB sur laquelle a été ajouté l'interférent WiMAX. Les performances des systèmes MB- et LP-OFDM en présence de l'interférent WiMAX ont été évaluées en fonction du rapport entre la puissance du signal UWB et la puissance de l'interférent inséré dans le domaine temporel. Cependant, le rapport SIR⁽¹⁵⁾ entre la puissance du signal UWB et la puissance de l'interférent est évalué dans le domaine fréquentiel après la FFT de démodulation. Il est défini pour chaque sous-porteuse k par la relation :

⁽¹⁴⁾Broadband Wireless Access.

⁽¹⁵⁾Signal to Interference Ratio.

$$\text{SIR}_k = \frac{\mathcal{E} [|x_k h_k|^2]}{\mathcal{E} [|i_k|^2]}, \quad (5.1)$$

où h_k est la réponse en fréquence du canal pour la sous-porteuse k et x_k est le symbole complexe généré porté par la sous-porteuse k . i_k est le signal interférent pour la sous-porteuse k .

Le signal WiMAX n'affectera en réalité qu'un symbole OFDM des signaux UWB sur trois du fait de l'utilisation du TFC n° 1 (Tab. 2.2) par les systèmes MB- et LP-OFDM. La puissance moyenne de l'interférent sur une durée équivalente à trois symboles UWB s'exprime alors :

$$\mathcal{E} [|i|^2] = \frac{1}{3N} \sum_{k=0}^{N-1} \sigma_{\text{NBI},k}^2, \quad (5.2)$$

avec $N = 128$ le nombre de sous-porteuses par symbole OFDM des signaux UWB et $\sigma_{\text{NBI},k}^2$ la puissance du signal interférent sur la sous-porteuse k du symbole OFDM du signal UWB affecté par l'interférent.

On déduit des équations (5.1) et (5.2) l'expression du SIR moyen :

$$\text{SIR} = \frac{\mathcal{E} [|x h|^2]}{\mathcal{E} [|i|^2]} = \frac{P_s}{\frac{1}{3N} \sum_{k=0}^{N-1} \sigma_{\text{NBI},k}^2}, \quad (5.3)$$

avec P_s la puissance moyenne normalisée du signal UWB.

Afin d'isoler l'effet de l'interférent en fonction du SIR, nous considérons un canal sans fading pour le signal WiMAX. D'autre part nous considérons pour cette étude que le système WiMAX émet un signal interférent en permanence.

Comme nous l'avons vu dans la section 5.2.3, l'interférent à bande étroite peut, selon le signal UWB [124], être modélisé par un bruit gaussien à bande limitée. Dans [110], cette modélisation de l'interférent est confirmée dans le cas de l'utilisation de signaux MB-OFDM. La figure 5.4 présente le TEB en fonction du SIR dans le cas d'un signal LP-OFDM UWB perturbé par un signal WiMAX qui est soit modélisé comme un signal à porteuses multiples soit comme un bruit gaussien. Le rapport E_b/N_0 est choisi de telle façon que, en l'absence de brouilleur, le TEB soit égal à 10^{-4} après le décodage de canal. Deux rendements de codage sont testés, $R = 1/3$ et $R = 1/2$ avec une longueur de code $L = 32$. On constate en premier lieu que les performances du système LP-OFDM soumis au brouilleur à bande étroite se dégradent progressivement lorsque la puissance de ce dernier croît et ceci à partir d'un SIR donné qui est d'autant plus faible que le rendement de codage est faible, c'est-à-dire que le code est robuste. On observe également que pour les deux types de modélisation du brouilleur WiMAX, la dégradation des performances est identique. La possibilité de modéliser l'interférent WiMAX par un bruit gaussien à bande limitée est donc confirmée par ces résultats.

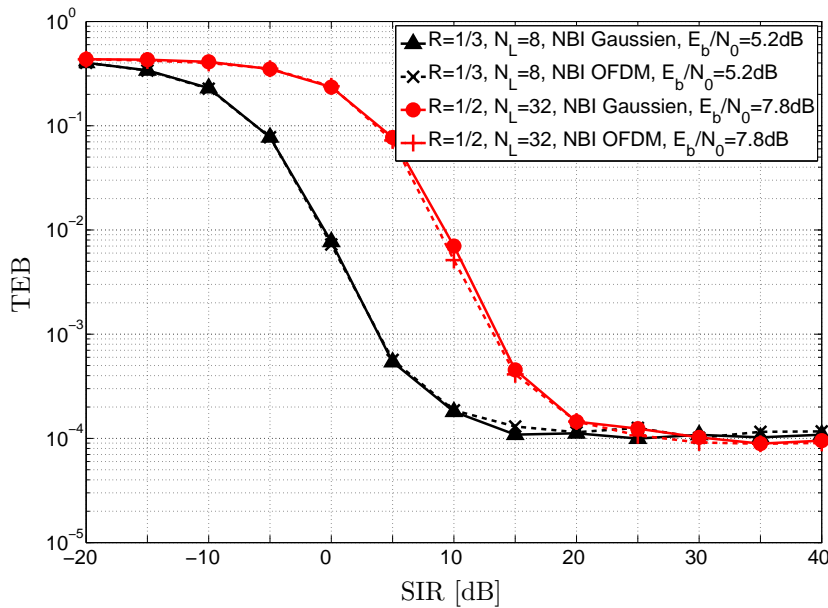


FIG. 5.4 – Courbes de performances du système LP-OFDM pour $L = 32$ en fonction du rapport puissance du signal sur la puissance du signal WiMAX interférent à 3.5 GHz (SIR). Signal interférent WiMAX modélisé par un signal OFDM ou par un bruit Gaussien.

5.4 Performances des systèmes MB- et LP-OFDM en présence de brouilleurs

5.4.1 Effet de l'interférent WiMAX sur le système LP-OFDM

Nous nous sommes tout d'abord intéressés aux performances du système LP-OFDM en présence du signal interférent WiMAX. Les objectifs de ces premiers résultats sont d'évaluer d'une part l'effet du brouilleur sur les performances du système LP-OFDM et, d'autre part, d'observer l'effet de la longueur des codes d'étalement sur les performances. Dans toute cette première partie, on considère que le récepteur UWB n'a pas la possibilité d'évaluer la puissance de ce brouilleur.

Les rendements de codage $R = 1/3$, $1/2$ et $3/4$ ont chacun été simulés avec les longueurs de codes $L = 8$, 16 et 32 , la charge N_L étant quant à elle adaptée pour que les débits soient proches des débits du système MB-OFDM pour comparaison. La figure 5.5 présente le TEB en fonction du SIR obtenu pour chaque rendement de codage et pour les différentes longueurs de code. Dans chaque cas, le rapport E_b/N_0 est choisi de telle manière qu'en l'absence de brouilleur le TEB soit égal à 10^{-4} après le décodage de canal.

On constate en premier lieu que le système est, comme déjà mentionné, plus résistant lorsque le rendement du code est faible. On observe également que les valeurs

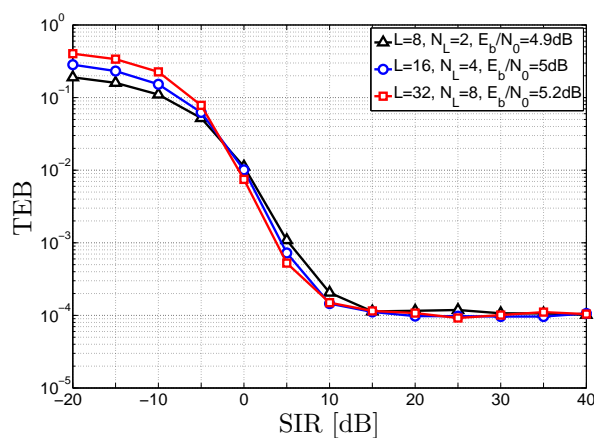
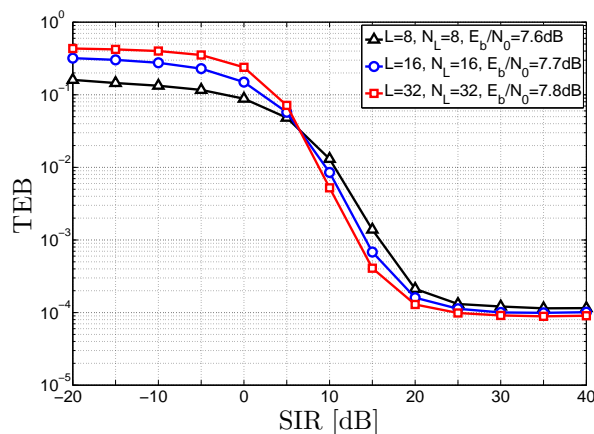
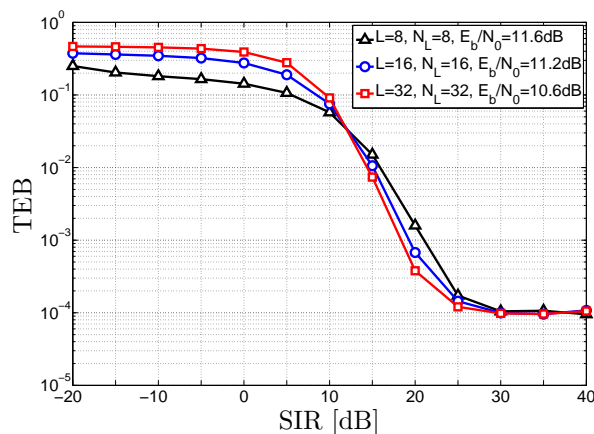
(a) $R = 1/3$, 51.2 Mbit/s(b) $R = 1/2$, 307.2 Mbit/s(c) $R = 3/4$, 460.8 Mbit/s

FIG. 5.5 – Performances du système LP-OFDM en fonction du rapport puissance du signal sur la puissance du signal WiMAX interférent à 3.5 GHz (SIR) pour plusieurs longueurs de codes d'étalement et plusieurs rendements de codage.

du SIR à partir desquelles les performances commencent à se dégrader se réduisent lorsque la longueur des codes croît. Cette observation est vraie quel que soit le rendement de codage utilisé par le système. Ainsi en présence d'un brouilleur à bande étroite, il est préférable d'augmenter la longueur des codes d'étalement. L'augmentation de la longueur des codes permet en effet d'accroître la résistance du système, l'impact sur les symboles démodulés étant moins important du fait du plus grand nombre de répliques des données transmises.

Ces observations montrent la capacité des systèmes mettant en œuvre des techniques d'étalement à résister à la présence d'un interférent à bande étroite en étalant la puissance de ce dernier pendant l'opération de déprécodage linéaire.

5.4.2 Effet du déplacement du brouilleur sur la bande

Les résultats présentés précédemment ont été obtenus alors que le signal interférent affectait les sous-porteuses d'un même bloc d'étalement. Afin d'observer l'effet du chevauchement de l'interférent entre deux blocs de sous-porteuses, nous avons déplacé le brouilleur le long de la bande 1 du groupe 1. Dans le but d'améliorer la lecture des résultats, les sous-porteuses pilotes n'ont pas été prises en compte. La figure 5.6 présente les résultats ainsi obtenus pour un rendement de codage $R = 1/2$ et pour les longueurs de codes $L = 8, 16$ et 32 . Nous nous sommes placés dans la zone de « décrochage », c'est-à-dire à un SIR égal à 16 dB pour lequel les performances commencent à se dégrader.

On observe la présence de minimum régulièrement espacés, et indiqués sur la figure 5.6 par les flèches, dont la période d'apparition est identique à la longueur des codes d'étalement utilisés. Ils correspondent au cas où le signal interférent est situé à cheval entre deux blocs d'étalement. Dans cette situation, deux sous-porteuses de chaque bloc sont affectées par le signal interférent, la puissance de ce dernier étant ainsi répartie entre deux blocs. Le système arrive alors mieux à faire face au brouilleur, on observe donc un TEB minimum dans ces cas là. On constate également que lorsque la longueur des codes d'étalement augmente ($L = 32$), il est plus difficile de différencier les cas où le brouilleur affecte un ou deux blocs de sous-porteuses. En effet, l'utilisation d'une longueur de code importante permet d'étaler la puissance du brouilleur et donc d'atténuer la dégradation des performances.

5.4.3 Effet de l'interférent WiMAX sur le système MB-OFDM

Afin de mieux apprécier l'effet de l'étalement sur les performances du système en présence d'un brouilleur à bande étroite, il est intéressant de comparer les précédents résultats avec les performances obtenues de la même manière avec le système MB-OFDM. Pour ce faire, la chaîne MB-OFDM a été légèrement modifiée. Ainsi le nombre de sous-porteuses utiles a été réduit à 96 au lieu des 100 prévues par la norme (Tab. 2.1) afin de pouvoir comparer de façon la plus équitable possible l'effet

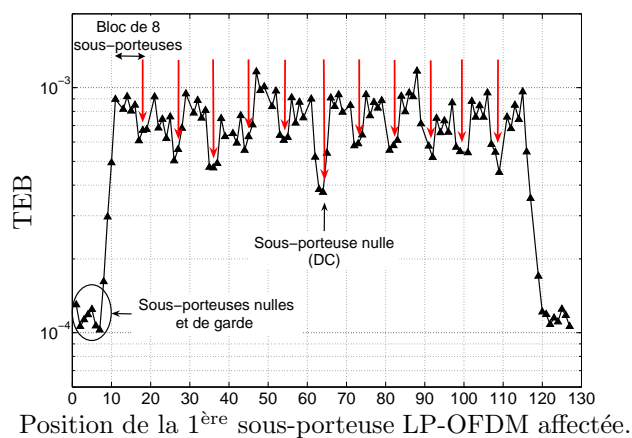
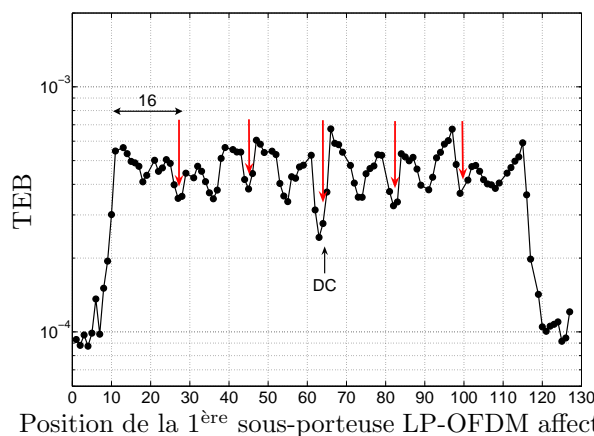
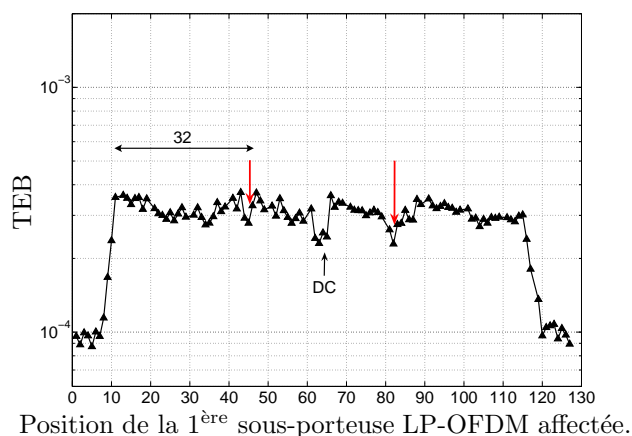
(a) $L = 8, N_L = 8, E_b/N_0 = 7.6$ dB(b) $L = 16, N_L = 16, E_b/N_0 = 7.7$ dB(c) $L = 32, N_L = 32, E_b/N_0 = 7.8$ dB

FIG. 5.6 – Courbes de performances présentant le TEB du système LP-OFDM en fonction de la position de la première sous-porteuse du signal LP-OFDM affectée par l'interférent WiMAX. $R = 1/2$, SIR = 16dB.

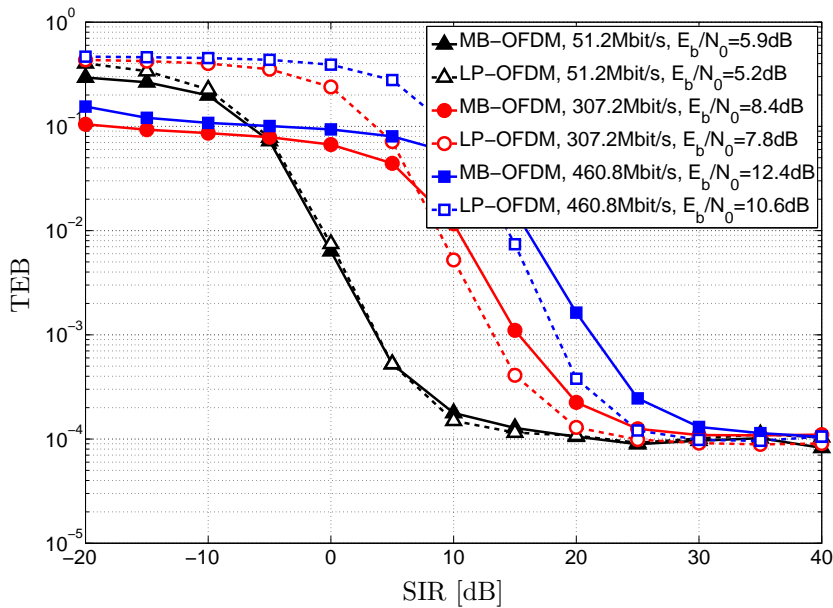


FIG. 5.7 – Courbes de performances présentant le TEB du système MB-OFDM modifié pour différents modes en fonction du SIR comparativement aux performances du système LP-OFDM pour $L = 32$ et avec un signal WiMAX interférent à 3.5 GHz.

du brouilleur à bande étroite sur les deux systèmes. La figure 5.7 présente les performances obtenues avec le système MB-OFDM en présence du brouilleur WiMAX à 3.5 GHz pour les débits 51.2, 307.2 et 460.8 Mbit/s ainsi que les performances obtenues avec le système LP-OFDM pour une longueur de code $L = 32$ à titre de comparaison. Ce choix pour la longueur des codes d'étalement est justifié par les résultats obtenus précédemment. Comme précédemment, le rapport E_b/N_0 est choisi pour chaque cas de telle manière que le TEB soit égal à 10^{-4} après décodage en l'absence de brouilleurs.

Ces résultats montrent tout d'abord que pour le débit 51.2 Mbit/s, les performances des deux systèmes sont très proches. En effet à 51.2 Mbit/s, le système MB-OFDM met en œuvre les techniques dites d'étalement TDS et FDS qui consistent, rappelons-le, à transmettre deux fois les mêmes bits codés au sein d'un même symbole OFDM (FDS) et à transmettre ce symbole OFDM deux de fois suite (TDS). Dans ces conditions les répliques d'un symbole complexe affecté par l'interférent ne seront pas touchées permettant ainsi d'assurer une bonne robustesse au signal. En revanche, pour les débits 307.2 et 460.8 Mbit/s, le système LP-OFDM présente une meilleure résistance à l'interférent. On peut ainsi observer l'intérêt de la fonction de précodage linéaire sur les performances en milieu hostile dans le cas considéré ici. En résumé, on observe que lorsque le récepteur UWB n'a pas la possibilité d'évaluer la puissance des brouilleurs, l'ajout d'une fonction de précodage linéaire à un signal MB-OFDM permet d'améliorer la robustesse du système vis-à-vis de ces brouilleurs à bande étroite. On observe ainsi que le taux d'erreur binaire mesuré décroche avec le système LP-OFDM à partir de valeurs de SIR plus faibles (et donc pour des puissances d'interférents

plus élevées) que le système de référence MB-OFDM. Dans ce cas, le gain de SIR du système LP-OFDM par rapport au système MB-OFDM est d'autant plus important que le débit transmis est élevé, c'est-à-dire que le système initial est moins robuste.

En revanche, on peut penser que dans le cas où le récepteur UWB aurait la possibilité d'évaluer la puissance des brouilleurs, ce qui est possible mais relativement coûteux dans un récepteur UWB, les conclusions pourraient être différentes.

5.4.4 Optimisation des valeurs de confiance (LLR)

Intéressons-nous au cas où les systèmes MB- et LP-OFDM ont la possibilité de détecter la présence du brouilleur à bande étroite et d'en évaluer la puissance. Dans ces conditions, les récepteurs pourront prendre en compte cette puissance interférente dans le calcul des valeurs de confiance (LLR). Les expressions de ces dernières, données par les équations (2.43) et (3.37) respectivement pour les systèmes MB- et LP-OFDM, nécessitent d'être reformulées. Elles s'écrivent alors pour les sous-porteuses du signal MB-OFDM affectées par l'interférent de la manière suivante :

$$\mathcal{L}_k^v = \frac{4|h_k|}{\sigma^2 + \sigma_{\text{NBI},k}^2} y_k^v, \quad (5.4)$$

et pour le bloc de sous-porteuses du signal LP-OFDM affecté :

$$\mathcal{L}_n^v = \frac{4}{L \left(\sigma^2 + \frac{1}{L} \sum_{l=1}^L \sigma_{\text{NBI},l}^2 \right)} \sum_{l=1}^L |h_l| \hat{z}_{n,j}^v, \quad (5.5)$$

avec σ^2 la puissance moyenne du bruit blanc gaussien. Dans l'équation (5.5), la puissance du signal interférent est moyennée sur les L *chips* des symboles du bloc d'étalement.

L'égalisateur MMSE du récepteur du système LP-OFDM tient également compte du rapport entre la puissance du signal et la somme des puissances du bruit blanc gaussien et de l'interférent pour les sous-porteuses affectées par le brouilleur. L'expression des coefficients d'égalisation optimisés donnée par l'équation (4.17) est rappelée ici :

$$g_l = \frac{h_l^*}{|h_l|^2 + \alpha_{\text{mmse}} \frac{L}{N_L \gamma_n}} \Bigg|_{\mathcal{E}[|h_l|^2]=1}. \quad (5.6)$$

Dans cette équation, γ_n qui est le rapport signal à bruit du symbole de donnée n et donné par l'équation (4.16), est redéfini en présence du brouilleur par :

$$\gamma_n = \frac{2 m R E_b}{N_0} = \frac{2 m E_{bu}}{N_0 + \frac{1}{L} \sum_{l=1}^L \sigma_{\text{NBI},l}^2}. \quad (5.7)$$

Ainsi, dans le cas du système MB-OFDM (Eq. (5.4)), les quatre symboles complexes affectés auront une valeur de confiance d'autant plus faible que la puissance de

l'interfèrent sera grande. En revanche, dans le cas du système LP-OFDM (Eq. (5.5)), ce sont les valeurs de confiance de l'ensemble des N_L symboles complexes du bloc d'étalement affecté par le brouilleur qui seront atténuées.

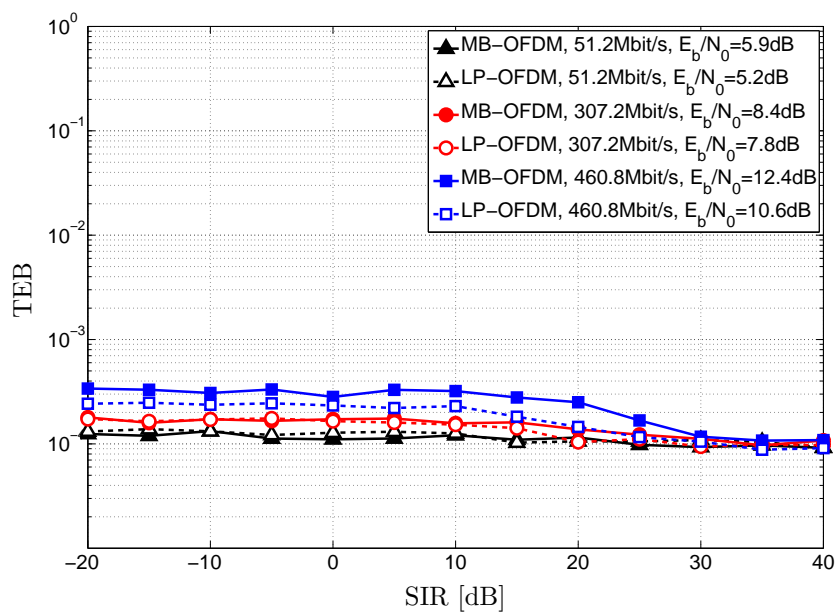
La figure 5.8(a) présente les mêmes courbes de performances que celles de la figure 5.7 dans le cas où les LLR sont optimisés avec la même échelle pour faciliter la comparaison et mettre en évidence l'intérêt de la détection du brouilleur. La figure 5.8(b) présente ces mêmes courbes avec une échelle plus adéquate à l'observation.

Pour les rendements de codage $R = 1/3$ et $R = 1/2$, on constate que les courbes de performances sont très proches et qu'il est de ce fait difficile de comparer les deux systèmes. On constate néanmoins que le « décrochage » du système LP-OFDM pour $R = 1/2$ a lieu plus tard. En revanche, pour $R = 3/4$, l'écart entre les courbes de performances des deux systèmes est plus important, le codage de canal étant dans ce cas moins robuste. On constate l'effet positif de l'étalement confirmant là encore l'intérêt de l'étalement.

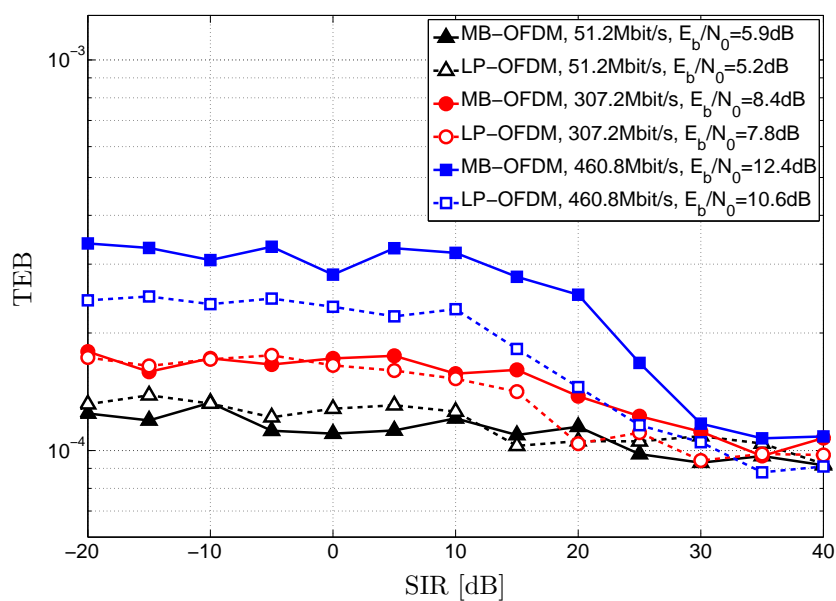
5.5 Conclusion

L'objectif de ce chapitre était d'introduire l'étude sur l'impact des brouilleurs à bande étroite sur les systèmes MB- et LP-OFDM. Dans une première partie, nous avons présenté l'évolution ainsi qu'une synthèse générale des études qui ont été menées sur la cohabitation entre les systèmes UWB et les systèmes à bande étroite. Nous avons vu que ces études ont évolué au grès des normes et des réglementations. La seconde partie était consacrée à la présentation de l'interfèrent WiMAX utilisé dans cette étude.

Dans la troisième partie les performances des systèmes MB- et LP-OFDM en présence du brouilleur ont été présentées. Nous avons, dans un premier temps, analysé l'effet de l'étalement fréquentiel sur les signaux à bande étroite interférents et notamment l'effet de leur longueur. Nous avons pu constater que l'utilisation de l'étalement permet en réception d'étaler la puissance du bruit lors de l'opération de déprécodage linéaire. Ainsi, l'augmentation de la longueur des codes permet d'étaler d'avantage cette puissance et de limiter par conséquent les dégradations sur les performances. L'effet du déplacement du brouilleur sur la bande a montré que lorsque l'interfèrent à bande étroite est placé entre deux blocs d'étalement, la puissance de l'interfèrent étant mieux répartie, le système UWB LP-OFDM est alors plus résistant. Nous avons ensuite comparé les performances des deux systèmes MB- et LP-OFDM en présence de l'interfèrent. Les résultats présentés nous ont confirmé l'intérêt de l'ajout d'une fonction de précodage linéaire dans les systèmes UWB de type MB-OFDM. Enfin, l'optimisation des valeurs de confiances (LLR) lorsque les systèmes UWB ont connaissance de la présence du brouilleur permet d'améliorer notablement les performances. Les performances des deux systèmes sont très proches dans ce cas hormis à fort rendement de codage où l'utilisation de l'étalement permet au système LP-OFDM de conserver un léger avantage sur le système MB-OFDM.



(a)



(b)

FIG. 5.8 – Courbes de performances présentant le TEB des systèmes MB- et LP-OFDM en fonction du SIR avec un signal WiMAX interférent à 3.5 GHz dans le cas où les LLR sont optimisés. La longueur des codes d'étalement du système LP-OFDM est $L = 32$.

Une technique d'évitement des brouilleurs à bande étroite envisageable pour le système LP-OFDM pourrait faire intervenir les quatre sous-porteuses nulles supplémentaires présentes dans les symboles LP-OFDM par rapport aux symboles MB-OFDM en les positionnant aux fréquences du brouilleur.

Ces premiers travaux sur la cohabitation entre les systèmes à bande étroite tels que les systèmes WiMAX et les systèmes UWB ouvre la voie à un certain nombre d'études qui feront l'objet des perspectives à mener à l'issue de cette thèse et qui seront présentées dans la conclusion générale.

Conclusion générale et perspectives

L'objectif de cette thèse est de proposer une optimisation du système multibande OFDM pour les applications UWB haut débit. De part leur fort potentiel et le faible ajout de complexité associé, nous nous sommes intéressés à la combinaison des modulations multi-porteuses et des techniques d'étalement de spectre.

Afin de préciser le contexte dans lequel ces travaux ont été réalisés, le premier chapitre a consisté en une introduction de la technologie UWB. Son potentiel en termes de débits et de localisation, qui a créé un véritable engouement chez les industriels et les universitaires, a été présenté ainsi que l'état de la réglementation de l'UWB à travers le monde. Nous avons pu constater les attitudes différentes selon les organismes conduisant à des masques d'émission plus restrictifs que celui fixé initialement par la FCC. Cette volonté de protéger les technologies sans fil existantes a conduit à une bande commune aux principales réglementations près de dix fois plus faible que celle de la FCC. L'échec de la tentative de normalisation de l'UWB haut débit par l'IEEE suite à l'impossibilité de départager les partisans des solutions impulsionnelle DS-UWB et multibande MB-OFDM a été expliqué. Cette impasse a conduit l'Alliance WiMedia à faire un passage en force avec sa solution MB-OFDM pour son établissement en tant que norme au sein de l'ECMA. Enfin les différentes formes d'ondes envisagées pour l'UWB haut et bas débits ont été présentées et notamment les deux solutions concurrentes pour le haut débit, à savoir DS-UWB et MB-OFDM.

Nous nous sommes intéressés dans le second chapitre à la solution MB-OFDM soutenue par l'Alliance WiMedia. Elle consiste en un découpage du spectre UWB en plusieurs sous-bandes de 528 MHz au sein de chacune desquelles une modulation OFDM est appliquée. La modulation OFDM, grâce à sa robustesse face à des canaux multi-trajets et sélectifs en fréquence tels que les canaux UWB, est une bonne candidate pour les communications UWB. La présentation du système MB-OFDM tel que défini par la norme ECMA-368 a montré qu'il ne diffère d'un système OFDM classique que par l'utilisation d'un code temps-fréquence (TFC). Celui-ci spécifie à chaque symbole OFDM sa sous-bande d'émission, les sauts s'effectuant sur un horizon de deux ou trois sous-bandes. Cette technique permet en premier lieu d'explorer la diversité équivalente à deux ou trois sous-bandes grâce à l'utilisation conjointe d'une modulation codée à bits entrelacés. Elle offre d'autre part la possibilité d'augmenter la puissance d'émission tout en respectant les contraintes de DSP fixées par les réglementations. Chaque symbole est présent sur une sous-bande donnée seulement la moitié ou le tiers du temps selon le nombre de sous-bande utilisées par le TFC. Les performances du

système MB-OFDM obtenues par simulations ont montré que l'utilisation d'un TFC sur trois sous-bandes permet d'obtenir une amélioration des performances. L'analyse du fonctionnement du système MB-OFDM a cependant mis en évidence un risque de perturbation entre plusieurs utilisateurs avec la probabilité que deux utilisateurs occupent simultanément une même bande de fréquences.

Afin d'améliorer les performances du système MB-OFDM et d'apporter une solution à la gestion de multiples utilisateurs, le troisième chapitre s'est attaché à présenter une solution originale combinant avantageusement OFDM et étalement de spectre. En tenant compte des caractéristiques du canal UWB et du système MB-OFDM qui a servi de base de travail, le choix s'est porté sur l'utilisation d'une forme d'onde LP-OFDM pour l'UWB multibande. Avec un nombre d'utilisateurs réduit, chaque utilisateur occupe une sous-bande donnée à un instant donné. Le LP-OFDM permet alors grâce à l'utilisation des codes d'étalement de bénéficier d'une plus grande granularité dans le choix des débits de transmission en fonction du nombre de codes d'étalement et de leur longueur. De plus, l'opération de précodage offre une voie supplémentaire dans l'exploitation de la diversité fréquentielle du canal de propagation qui contribue à renforcer la robustesse du signal. La suite de ce chapitre a été consacrée à la description détaillée du système LP-OFDM et de ses paramètres en s'attachant à justifier les choix effectués. Il est important de souligner que l'ajout de la fonction de précodage linéaire dans la chaîne MB-OFDM n'entraîne pas d'augmentation significative de la complexité du système.

Le quatrième chapitre propose de mettre l'accent sur l'optimisation du système LP-OFDM. Une méthode pour la sélection des codes d'étalement a été présentée dans le cas où le système ne fonctionne pas à pleine charge, le but étant d'utiliser des jeux de codes pour lesquels la SI est minimale. L'utilisation du précodage linéaire a également nécessité l'adaptation des paramètres d'entrelacement des bits codés en fonction de la longueur des codes et de leur nombre. Cette optimisation permet d'éviter que les bits codés consécutifs se retrouvent localisés dans un bloc d'étalement afin de les décorréler au maximum et assurer le bon fonctionnement du décodeur en réception. L'intérêt d'entrelacer les sous-porteuses après le précodage linéaire pour accroître l'exploitation de la diversité a également été évalué. Mais nous avons vu que cette technique souffre d'une augmentation trop importante de la SI. Enfin, l'effet de la longueur des codes d'étalement sur les performances a été évalué. Il en résulte la nécessité d'un compromis entre gain en diversité et limitation de la SI. Il a ainsi été montré qu'il est favorable, en terme d'exploitation conjointe de la diversité fréquentielle par les opérations de précodage et de codage de canal, d'augmenter la longueur des codes d'étalement lorsque le rendement de codage devient plus grand. A l'inverse, il s'avère judicieux de réduire la contribution du précodage en choisissant des longueurs de codes faibles lorsque le rendement de codage est plus faible, *i.e.* le schéma de codage plus robuste.

L'évaluation des performances du système LP-OFDM optimisé sur le canal CM1 a montré un gain très intéressant par rapport au système MB-OFDM. Ce gain est significatif pour les débits inférieurs à 307 Mbit/s obtenus avec des rendements de codage inférieurs à 1/2, et également lorsque le système fonctionne à pleine charge

pour des rendements plus élevés. Le système LP-OFDM proposé dans ce document permet donc d'améliorer les performances de la solution MB-OFDM tout en offrant un plus grand choix de débits, et ce pour un ajout de complexité limité.

Dans la suite de ce chapitre, nous nous sommes intéressés à l'extension du système LP-OFDM au cas MIMO afin d'évaluer le potentiel lié à l'exploitation d'une source de diversité supplémentaire associée à la dimension spatiale. Le système étudié utilise deux antennes à l'émission et à la réception, et met en œuvre un codage temps-espace d'Alamouti retenu pour sa simplicité et son efficacité. Les performances ont été évaluées sur un canal MIMO-UWB développé au sein de l'IETR. Les résultats obtenus montrent que l'exploitation de la diversité spatiale permet d'obtenir une amélioration significative des performances conduisant à une augmentation de la portée ou des débits de transmission.

Dans le cinquième chapitre, nous nous sommes intéressés à la problématique de cohabitation des systèmes UWB avec les systèmes à bande étroite potentiellement présents dans les bandes de fréquences considérées. Après avoir dressé l'état de l'art sur le sujet, nous avons en particulier étudié l'effet des brouilleurs à bande étroite de type WiMAX sur notre système LP-OFDM. Nous avons ainsi pu vérifier que l'ajout d'une fonction de précodage linéaire à un signal OFDM permettait d'améliorer sa robustesse vis-à-vis des brouilleurs à bande étroite, en particulier lorsque le récepteur UWB n'a pas la possibilité d'évaluer la présence de ces interférents. La fonction de précodage permet en effet d'étaler la puissance du brouilleur lors de l'opération de déprécodage linéaire en réception. Ainsi nous avons montré que l'étalement est d'autant plus intéressant que la longueur des codes employés est élevée.

Perspectives

A l'issue des travaux menés dans le cadre de cette thèse, un certain nombre de voies restent ouvertes et conduisent à des perspectives que nous allons présenter.

Un premier axe d'étude consiste à poursuivre l'évaluation de l'impact des interférents à bande étroite sur les systèmes MB-OFDM et LP-OFDM dans le but de proposer une technique permettant de réduire voire d'annuler les dégradations des performances comme nous avons pu le constater. En outre les réglementations en Europe et en Asie préconisent l'utilisation dans les systèmes d'un dispositif de détection et d'évitement de l'interférent (DAA) dans les bandes basses du spectre UWB. Il serait intéressant d'étudier une solution de détection efficace à mettre en œuvre dans la chaîne LP-OFDM.

L'optimisation de l'entrelacement pour le système LP-OFDM a été effectuée dans cette étude de manière empirique et intuitive. Si les résultats obtenus sont tout à fait corrects, l'entrelacement n'en demeure pas moins un élément clé dans une chaîne de communications numériques qui mérite qu'on y accorde plus d'attention afin d'élaborer un entrelaceur encore plus efficace.

Par ailleurs, nous avons vu que l'ajout d'une fonction de précodage à un signal UWB de type MB-OFDM pouvait permettre de faire cohabiter deux voire trois pi-

conets au sein de la même sous-bande. Les piconets partageant la même sous-bande pouvant alors être différenciées grâce à la dimension des codes, on pourrait alors envisager de faire cohabiter dans un même environnement six voire neuf piconets. Une étude générale sur l'optimisation conjointe de la technique d'accès et de la forme d'onde dans un tel contexte mérite d'être menée.

Enfin, l'optimisation de la couche physique ne peut se faire sans considérer l'emploi d'algorithmes sophistiqués gérant et minimisant les collisions entre utilisateurs au niveau de la couche MAC. Ainsi, une des perspectives les plus prometteuses pour les futurs systèmes UWB, mais aussi pour les systèmes de communications en général, est bien d'avoir une approche systémique, fondée sur une optimisation inter-couches ou *cross-layer*, dans laquelle le traitement de l'information et la théorie des réseaux seraient plus étroitement imbriqués.

Publications et communications

Publications

- Emeric Guéguen, Nadia Madaoui, Jean-François Héland, Matthieu Crussière. « Combination of OFDM and CDMA for high data rate UWB. », C.R. Physique 7 (2006), pages 774-784.
- Antoine Stephan, Emeric Guéguen, Matthieu Crussière, Jean-Yves Baudais, Jean-François Héland. « Optimization of linear precoded OFDM for high-data-rate UWB systems. », *EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking*, vol. 2008, Article ID 317257, 11 pages, 2008.

Communications internationales

- Emeric Guéguen, Matthieu Crussière, Jean-François Héland. « An OFDM-CDMA scheme for high data rate UWB applications. », *In Proceedings of IEEE 65th Vehicular Technology Conference (VTC2007-Spring)*, pages 2905-2909, avril 2007, Dublin (Irlande).
- Emeric Guéguen, Matthieu Crussière, Jean-François Héland. « Combination of OFDM and spread spectrum for high data rate UWB: optimization of the spreading length. », *In Proceedings of IEEE International Conference on Ultra-Wideband (ICUWB'07)*, pages 889-894, septembre 2007, Singapour (Singapour).

Communication nationale

- Emeric Guéguen, Nadia Madaoui, Jean-François Héland. « Combinaison des techniques OFDM et CDMA pour l'UWB haut débit. », Journées scientifiques du CNFRS *Vers des radiocommunications reconfigurables et cognitives*, mars 2006, Paris.

Communication et brevet antérieurs à la thèse⁽¹⁾

- Emeric Guéguen, Franck Thudor, Philippe Chambelin. « A low cost UWB printed dipole antenna with high performance. », *In Proceedings of IEEE International Conference on Ultra-Wideband (ICU'05)*, pages 89-92, septembre 2005, Zurich (Suisse).
- Franck Thudor, Philippe Chambelin, Emeric Guéguen. « Antenne large bande et à rayonnement omnidirectionnel. », *Brevet d'invention n° FR 04 148 déposé par Thomson le 09 juin 2004, extension PCT n° PCT/EP2005/052555 du 03 juin 2005.*

⁽¹⁾Travaux menés dans le cadre du Master et/ou projet de fin d'études ingénieur.

Acronymes & Abréviations

La signification d'une abréviation ou d'un sigle n'est souvent indiquée que lors de sa première apparition dans le texte. Il existe dans la plupart des cas une abréviation en français et une abréviation en anglais. Dans les deux cas, les deux abréviations sont données une première fois et nous employons ensuite l'abréviation la plus usuelle, celle-ci étant le plus souvent celle en anglais.

4G	<i>4^{ème} Génération de téléphonie mobile</i>
ad-hoc	<i>qui va vers ce quoi il doit aller, c'est-à-dire formé dans un but précis</i>
ADSL	<i>Asymmetric Digital Subscriber Line</i>
AMRC	<i>Accès Multiple par Répartition en Code</i>
AS	<i>Adjacent Subcarrier</i>
BDMA	<i>Bloc Division Multiple Access</i>
BI	<i>Block Interleaving</i>
BPM	<i>Burst Position Modulation</i>
CAN	<i>Convertisseur Analogique Numérique</i>
CBPS	<i>Coded Bits Per Symbol</i>
CBS	<i>Codage Binaire à Symbole</i>
CDM	<i>Code Division Multiplex</i>
CDMA	<i>Code Division Multiple Access</i>
CEPT	<i>Conférence Européenne des Postes et Télécommunications</i>
CM	<i>Channel Model</i>
CNA	<i>Convertisseur Numérique Analogique</i>
COFDM	<i>Coded-Orthogonal Frequency Division Multiplexing</i>
DAA	<i>Detect And Avoid</i>
DAB	<i>Digital Audio Broadcasting</i>
DCM	<i>Dual Carrier Modulation</i>
DFT	<i>Discrete Fourier Transform</i>
DoD	<i>United States Department of Defense</i>
DS-CDMA	<i>Direct Sequence Code Division Multiple Access</i>
DSP	<i>Densité Spectrale de Puissance</i>
DVB-T	<i>Digital Video Broadcasting - Terrestrial</i>
ECC	<i>Electronic Communication Committee</i>

ECMA	<i>European Computer Manufacturers Association devenue l'Ecma International (Association européenne de standardisation des systèmes d'information et de communication)</i>
ETSI	<i>European Telecommunications Standards Institute</i>
FCC	<i>Federal Communication Commission</i>
FDD	<i>Frequency Division Duplex</i>
FDM	<i>Frequency Division Multiplex</i>
FDMA	<i>Frequency Division Multiple Access</i>
FDS	<i>Frequency Domain Spreading</i>
FFI	<i>Fixed Frequency Interleaving</i>
FFT	<i>Fast Fourier Transform : Transformée de Fourier rapide</i>
FHT	<i>Fast Hadamard Transform</i>
GPR	<i>Ground Penetrating Radar</i>
GPS	<i>Global Positioning System</i>
GSM	<i>Global System for Mobile Communications (historiquement Groupe Spécial Mobile)</i>
HDTV	<i>High Definition Television</i>
HIPERLAN	<i>High Performance Local Area Network</i>
ICI	<i>Inter Carrier Interference</i>
IDA	<i>Infocomm Development Authority</i>
IEEE	<i>Institute of Electrical and Electronics Engineers</i>
IFFT	<i>Inverse Fast Fourier Transform</i>
IR	<i>Impulse Radio</i>
ISI	<i>Inter Symbol Interference</i>
ISM	<i>Industrial, Scientific and Medical</i>
ISO	<i>International Organization for Standardization</i>
LDC	<i>Low Duty Cycle</i>
LLR	<i>Log Likelihood Ratios</i>
LOS	<i>Line Of Sight</i>
LP-OFDM	<i>Linear Precoded Orthogonal Frequency Division Multiplexing</i>
MAC	<i>Medium Access Control</i>
MAI	<i>Multiple-Access Interference</i>
MBOA	<i>Multi-Band OFDM Alliance</i>
MB-OFDM	<i>Multi-Band Orthogonal Frequency Division Multiplexing</i>
MC-CDMA	<i>Multiple Carrier Code Division Multiple Access</i>
MC-SS	<i>Multiple Carrier Spread Spectrum</i>
MIC	<i>Ministry of Internal affairs and Communications</i>
MIMO	<i>Multiple-Input Multiple-Output</i>
MRC	<i>Maximum Ratio Combining</i>
NLOS	<i>Non Line Of Sight</i>
MMSE	<i>Minimum Mean Square Error</i>
NTIA	<i>National Telecommunications and Information Administration</i>
OFDM	<i>Orthogonal Frequency Division Multiplexing : Multiplexage par répartition en fréquences orthogonales</i>

OLA	<i>Overlap and Add</i>
OSTBC	<i>Orthogonal Space-Time Block Code</i>
OVSF	<i>Orthogonal Variable Spreading Factor</i>
PIRE	<i>Puissance Isotrope Rayonnée Equivalente</i>
PRF	<i>Pulse Repetition Frequency</i>
PSK	<i>Phase Shift Keying</i>
QAM	<i>Quadrature Amplitude Modulation</i>
QPSK	<i>Quadrature Phase Shift Keying</i>
SHF	<i>Super Haute Fréquence ou Super High Frequency (3 à 30 GHz)</i>
SI	<i>Self-Interference</i>
SIG	<i>Special Interest Group</i>
SISO	<i>Single-Input Single-Output</i>
SOP	<i>Simultaneously Operating Piconets</i>
STBC	<i>Space-Time Block Code</i>
STBC	<i>Space-Time Trellis Code</i>
SS-MC-MA	<i>Spread-Spectrum Multiple-Carrier Multiple-Access</i>
TDD	<i>Time Division Duplex</i>
TDS	<i>Time Domain Spreading</i>
TDM	<i>Time Division Multiplex</i>
TDMA	<i>Time Division Multiple Access</i>
TEB	<i>Taux d'Erreur Binaire</i>
TFC	<i>Time Frequency Code</i>
TFI	<i>Time Frequency Interleaving</i>
TH-PPM	<i>Time Hopping-Pulse Position Modulation</i>
UFZ	<i>UWB Friendly Zone</i>
UHF	<i>Ultra Haute Fréquence ou Ultra High Frequency (300 MHz à 3 GHz)</i>
ULB	<i>Ultra Large Bande</i>
UMTS	<i>Universal Mobile Telecommunication System</i>
U-NII	<i>Unlicensed National Information Infrastructure</i>
USB	<i>Universal Serial Bus</i>
UWB	<i>Ultra Wide Band</i>
WiFi	<i>Wireless Fidelity ou IEEE802.11b Direct Sequence</i>
WiMAX	<i>Worldwide Interoperability for Microwave Access</i>
WLAN	<i>Wireless Local Area Network</i>
WPAN	<i>Wireless Personal Area Network</i>
ZF	<i>Zero Forcing</i>
ZP	<i>Zero-Padding</i>

Table des figures

1.1	Systèmes radio présents dans les bandes UHF et SHF.	9
1.2	Masque d'émission pour les signaux UWB autorisé par la FCC pour les communications en <i>indoor</i> (en pointillé bleu) et en <i>outdoor</i> (en continu rouge).	10
1.3	Masques d'émission pour les signaux UWB, autorisés en <i>indoor</i> par la FCC (en pointillé noir), par le MIC (en continu bleu) et par l'IDA (en continu rouge). L'autorisation temporaire d'émission à -41.3 dBm/MHz dans la bande 4.2 – 4.8 GHz sans utilisation de technique d'évitement est indiquée par le rectangle plein.	12
1.4	L'UWB Friendly Zone - Science Park II (Singapour).	12
1.5	Masques d'émission pour les signaux UWB, autorisés en <i>indoor</i> par la FCC (en pointillé rouge) et par l'ETSI (en continu bleu). L'autorisation temporaire d'émission à -41.3 dBm/MHz dans la bande 4.2 – 4.8 GHz est indiquée par le rectangle plein.	14
1.6	Plan de fréquences du standard IEEE 802.15.4a.	16
1.7	Représentation schématique d'un symbole codant un 0 (a) ou un 1 (b) en modulation BPM-BPSK pour la couche IEEE 802.15.4a UWB-PHY.	17
1.8	Illustration du canal de propagation et du canal de transmission [9].	21
1.9	Représentation schématique du profil puissance-retard (PDP) en forme de <i>clusters</i> selon le formalisme de Saleh et Valenzuela.	23
1.10	Réponses impulsionnelles de canaux obtenues à partir du modèle 15.3a.	27
1.11	Formes d'impulsions UWB.	28
1.12	Trains d'impulsions pour l'UWB impulsionnel : uniformément réparties (a), code d'étalement en position 0 (b) et code d'étalement en position 1 (c).	30
1.13	Spectres et formes d'onde des impulsions sur les bandes basse et haute pour la solution DS-UWB [32].	32
1.14	Impulsions émises sur les quatres sous-bandes les plus basses de la solution TD/FDMA [32].	35
1.15	Occupation du spectre de la solution TD/FDMA [32].	36
2.1	Effets du canal à trajet multiples sur des symboles reçus dans le cas mono-porteuse (a) et multi-porteuses (b).	41

2.2	Illustration de l'effet de l'intervalle de garde précédent chaque symbole OFDM.	45
2.3	Interférence inter-porteuse (ICI) en OFDM dans les domaines temporel (a) et fréquentiel (b) dans le cas d'un canal à deux trajets [48].	47
2.4	Emetteur et récepteur OFDM utilisant un préfixe cyclique.	50
2.5	Emetteur et récepteur OFDM utilisant le <i>Zero-Padding</i>	51
2.6	DSP d'un symbole OFDM utilisant un intervalle de garde de type préfixe cyclique et <i>zero-padding</i> . Les durées du préfixe cyclique présentées sont égales à 1/4 et 1/8 de la durée utile du symbole OFDM.	52
2.7	Découpage de la bande UWB pour la solution MB-OFDM.	56
2.8	Exemple de codage temps-fréquence pour les systèmes MB-OFDM dans le groupe 1, TFC = {1, 2, 3, 1, 2, 3, ...}.	57
2.9	Schéma synoptique de l'émetteur MB-OFDM.	59
2.10	Exemple de poinçonnage à l'émission et d'insertion des bits factices à la réception pour $R = 3/4$	60
2.11	Illustration de l'étalement fréquentiel FDS (a) et de l'étalement temporel TDS (b).	63
2.12	Constellation QPSK pour le système MB-OFDM.	63
2.13	Constellations 16-QAM de la modulation DCM pour les débits 320, 400 et 480 Mbit/s du système MB-OFDM.	64
2.14	Insertion des sous-porteuses pilotes, de gardes et nulles.	65
2.15	Schéma synoptique bloc du récepteur MB-OFDM.	66
2.16	Courbes de performances présentant le taux d'erreur binaire (TEB) du système MB-OFDM en fonction du rapport E_b/N_0 sur les canaux CM1 (LOS) et CM2 (NLOS) pour l'ensemble des débits présentés dans le tableau 2.3 dans le cas de l'utilisation du TFC n° 5 du tableau 2.2 (sans saut de fréquence).	70
2.17	Courbes de performances présentant le TEB du système MB-OFDM en fonction du rapport E_b/N_0 sur les canaux CM1 (LOS) et CM2 (NLOS) pour l'ensemble des débits présentés dans le tableau 2.3 dans le cas de l'utilisation du TFC n° 1 du tableau 2.2 (avec saut de fréquence).	72
2.18	Comparaison des courbes de TEB du système MB-OFDM en fonction du rapport E_b/N_0 mettant en œuvre les TFC n° 1 et n° 5 sur le canal CM1.	73
2.19	Courbes de performances présentant le TEB du système MB-OFDM en fonction du rapport E_b/N_0 sur les canaux NLOS CM3 et CM4 pour l'ensemble des débits présentés dans le tableau 2.3 dans le cas de l'utilisation du TFC n° 1 du tableau 2.2 (avec saut de fréquence).	74
2.20	Courbes de performances présentant le TEB du système MB-OFDM en fonction du rapport E_b/N_0 sur le canal CM4 (NLOS) pour des durées de l'intervalle de garde T_{zp} croissantes dans le cas de l'utilisation du TFC n° 1 du tableau 2.2.	74
3.1	Effet de l'étalement sur les brouilleurs à bande étroite.	80

3.2	Schéma synoptique général des techniques MC-SS.	84
3.3	Représentation schématique du <i>chip mapping</i> d'un système MC-CDMA.	86
3.4	Représentation schématique du <i>chip mapping</i> du système multiblocs LP-OFDM pour l'UWB.	87
3.5	Schéma synoptique de la chaîne de communication LP-OFDM étudiée.	89
4.1	Comparaison des performances du système LP-OFDM dans le cas d'une bonne et d'une mauvaise sélection des codes d'étalement obtenues avec $L = 16$, $N_L = 6$ et 14 , pour un rendement de codage $R = 1/2$ et une détection MMSE sur le canal CM1.	107
4.2	Illustration de l'entrelacement inter-symbole du système LP-OFDM.	108
4.3	Illustration de l'entrelacement intra-symbole du système LP-OFDM.	109
4.4	Illustration de l'entrelacement à décalage cyclique du système LP-OFDM.	110
4.5	Représentation schématique des différentes solutions de <i>chip mapping</i> basées sur des sous-ensembles de sous-porteuses adjacentes AS (a) sur l'entrelacement par bloc BI (b) pour le LP-OFDM.	111
4.6	Comparaison des techniques de <i>chip mapping</i> AS et BI utilisées par le système LP-OFDM sur le canal CM1 avec $R = 1/2$, $L = 16$ et une détection MMSE.	112
4.7	Performances du système LP-OFDM en fonction de la longueur des codes d'étalement L obtenues sur le canal CM1 pour différents rendements de codage R	115
4.8	Optimisation du récepteur MMSE du système LP-OFDM sur le canal CM1 dans la configuration $R = 1/2$, $L = 16$, $N_L = 16$ et $E_b/N_0 = 7.6$ dB	116
4.9	E_b/N_0 nécessaire pour atteindre un TEB = 10^{-4} pour les systèmes MB-OFDM et LP-OFDM ($L = 16$) sur le canal CM1.	117
4.10	Arrivée parallèle d'un rayon sur un réseau de deux antennes.	120
4.11	Exemple de réalisation du modèle de canal MIMO-UWB (2×2) pour une largeur de bande du système $B_w = 528$ MHz.	121
4.12	Capacité d'un système MIMO-UWB 2×2 en fonction de la largeur de bande du système pour un espacement entre antennes $d = 5$ cm et pour différents SNR.	122
4.13	Représentation schématique du codage d'Alamouti dans le cas d'une transmission MIMO 2×2	125
4.14	Schéma synoptique partiel de la chaîne de communication MIMO LP-OFDM étudiée.	127
4.15	Capacité d'un système MIMO-UWB 2×2 en fonction de l'espacement entre antennes (en fraction de la longueur d'onde correspondant à la fréquence centrale) pour différents SNR.	133
4.16	E_b/N_0 nécessaire pour atteindre un TEB = 10^{-4} pour les systèmes SISO et MIMO LP-OFDM ($L = 16$) sur le canal CM1.	135

5.1	Masques d'émission pour les signaux UWB autorisé par la FCC aux Etats-Unis, l'ETSI en Europe et le MIC au Japon pour les communications en <i>indoor</i>	140
5.2	Masques d'émission pour les signaux UWB autorisé par la FCC aux Etats-Unis et, dans sa première version par l'ETSI en Europe pour les communications en <i>indoor</i>	141
5.3	Schéma synoptique partiel de la chaîne de communication MB-OFDM ou LP-OFDM avec un interférent WiMAX à 3.5 GHz.	147
5.4	Courbes de performances du système LP-OFDM pour $L = 32$ en fonction du rapport puissance du signal sur la puissance du signal WiMAX interférent à 3.5 GHz (SIR). Signal interférent WiMAX modélisé par un signal OFDM ou par un bruit Gaussien.	149
5.5	Performances du système LP-OFDM en fonction du rapport puissance du signal sur la puissance du signal WiMAX interférent à 3.5 GHz (SIR) pour plusieurs longueurs de codes d'étalement et plusieurs rendements de codage.	150
5.6	Courbes de performances présentant le TEB du système LP-OFDM en fonction de la position de la première sous-porteuse du signal LP-OFDM affectée par l'interférent WiMAX. $R = 1/2$, SIR = 16dB.	152
5.7	Courbes de performances présentant le TEB du système MB-OFDM modifié pour différents modes en fonction du SIR comparativement aux performances du système LP-OFDM pour $L = 32$ et avec un signal WiMAX interférent à 3.5 GHz.	153
5.8	Courbes de performances présentant le TEB des systèmes MB- et LP-OFDM en fonction du SIR avec un signal WiMAX interférent à 3.5 GHz dans le cas où les LLR sont optimisés. La longueur des codes d'étalement du système LP-OFDM est $L = 32$	156

Liste des tableaux

1.1	Caractéristiques du modèle IEEE 802.15.3a pour les quatre ensembles de paramètres.	26
1.2	Valeurs des quatre ensembles de paramètres du modèle IEEE 802.15.3a [24].	26
1.3	Débits proposés pour la solution DS-CDMA utilisant une modulation BPSK ou 4-BOK dans la bande basse.	33
2.1	Caractéristiques d'un symbole MB-OFDM.	57
2.2	Codes temps-fréquence (TFC) pour le groupe 1 pour les premières générations de systèmes MB-OFDM [22].	58
2.3	Débits de la solution MB-OFDM et nombre de bits par bloc [22].	59
2.4	Paramètres des trois entrelaceurs en fonction des débits [22].	61
3.1	Caractéristiques d'un symbole LP-OFDM.	97
4.1	Valeurs des paramètres utilisés pour les simulations des performances du système LP-OFDM en fonction de la longueur des codes d'étalement.	113
4.2	Débits simulés pour l'évaluation des performances du système MIMO LP-OFDM.	133
5.1	Paramètres du système WiMAX utilisant des signaux OFDM à 3.5 GHz [107].	147

Bibliographie

- [1] H. F. HARMUTH, *Transmission of Information by Orthogonal Functions, First Edition*. Springer, 1969.
- [2] H. F. HARMUTH, « A Generalized Concept of Frequency and Some Applications ». *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. IT-14, n°3, pages 375–382, Mai 1968.
- [3] Gerald F. ROSS et Kenneth W. ROBBINS, « Baseband radiation and reception system ». *U.S. Patent No 3,739,392*, Juin 1973.
- [4] R.M. MOREY, « Geophysical surveying system employing electromagnetic impulses ». *U.S. Patent No 3,806,795*, 1974.
- [5] T.W. BARRETT, « History of Ultra WideBand (UWB) Radar & Communications: Pioneers and Innovators ». In *Progress In Electromagnetics Symposium 2000 (PIERS 2000)*, Cambridge, USA, Juillet 2000.
- [6] « Part 15 - Radio Frequency Devices ». Rapport, *Federal Communication Commission - Office of Engineering and Technology*.
- [7] « Revision of the Rules Regarding Ultra-Wideband Transmission Systems, Notice of Inquiry ». Rapport, *Federal Communication Commission*, 1998.
- [8] « First report and order, ET Docket No. 98-153 ». Rapport, *Federal Communication Commission*, Avril 2002.
- [9] P. PAGANI, F. TCHOFFO TALOM, P. PAJUSCO et B. UGUEN, *Communications Ultra Large Bande : le canal de propagation radioélectrique*. Hermès - Lavoisier, Collection technique et scientifique des télécommunications, Février 2007.
- [10] Domenico PORCINO et Walter HIRT, « Ultra-Wideband Radio Technology: Potential and Challenges Ahead ». *IEEE Communications Magazine*, vol. 41, n°7, pages 66–74, Juillet 2003.
- [11] CEPT/ECC, « The Protection Requirements of Radiocommunications Systems below 10.6 GHz from Generic UWB Applications ». *ECC REPORT 64*, Février 2005.
- [12] ECC, « ECC decision of 24 March 2006 amended 6 July 2007 at Constanta on the harmonised conditions for devices using Ultra-Wideband (UWB) technology in bands below 10.6 GHz ». *Rapport Amended ECC/DEC(06)04, Electronic Communications Committee*, Mars 2006.

- [13] ECC, « ECC decision of 1 December 2006 on the harmonised conditions for devices using Ultra-Wideband (UWB) technology with Low Duty Cycle (LDC) in the frequency band 3.4-4.8 GHz ». *Rapport ECC/DEC(06)12, Electronic Communications Committee*, Décembre 2006.
- [14] R. KOHNO et K. TAKIZAWA, « Detection and Avoidance Based on Soft-Spectrum Adaptation of UWB Interference to Existing Radio Systems ». In *IEEE 9th International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications (ISSSTA'06), Manaus-Amazon, Brazil*, pages 435–439, Août 2006.
- [15] S. M. MISHRA, S. T. BRINK, R. MAHADEVAPPA et R. W. BRODERSEN, « Detect and Avoid: an Ultra-Wideband/WiMax Coexistence Mechanism ». *IEEE Communications Magazine*, vol. 45, n°6, pages 68–75, Juin 2007.
- [16] « Part 15.4: Wireless Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications for Low-Rate Wireless Personal Area Networks (LR-WPANs) ». *IEEE Std 802.15.4-2006 (Revision of IEEE Std 802.15.4-2003)*, Septembre 2006.
- [17] Patrick KINNET, « ZigBee Technology: Wireless Control that Simply Works ». <http://www.zigbee.org/en/resources/whitepapers1.asp>, Octobre 2003.
- [18] « Part 15.4: Wireless Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications for Low-Rate Wireless Personal Area Networks (LR-WPANs) ». *IEEE P802.15.4a/D7*, Janvier 2007.
- [19] D. MARCHALAND, *Architectures et Circuits dédiés aux Emetteurs Ultra Large Bande Bas Débit*. Thèse de Doctorat, Université de Marne-La-Vallée, Décembre 2007.
- [20] Samuel DUBOULOZ et Laurent OUVRY, « Régulation et Normalisation pour les Communications Ultra Large Bande (UWB) ». In *Journées scientifiques du CNFRS, Paris, France*, 28-29 Mars 2006.
- [21] David GEER, « UWB Standardization Effort Ends in Controversy ». *IEEE Computer*, vol. 39, n°7, pages 13–16, 2006.
- [22] ECMA, « High rate Ultra Wideband PHY and MAC Standard ». *Rapport ECMA-368 2nd edition, ECMA International*, Décembre 2007.
- [23] « <http://www.wimedia.org/en/index.asp> ».
- [24] Jeff FOERSTER, « Channel Modeling Sub-committee Report Final ». *IEEE P802.15-02/490r1-SG3a*, Février 2003.
- [25] A. F. MOLISCH, K. BALAKRISHNAN, D. CASSIOLI, C.-C. CHONG, S. EMAMI, A. FORT, J. KAREDAL, J. KUNISCH, H. SCHANTZ, U. SCHUSTER et K. SIWIAK, « IEEE 802.15.4a channel model - final report ». *IEEE P802.15-04/0662*, Novembre 2004.
- [26] A. F. MOLISCH et J. R. FOERSTER, « Channel Models for Ultrawideband Personal Area Networks ». *IEEE Wireless Communications*, vol. 10, n°6, pages 14–21, Décembre 2003.

- [27] A. SALEH et R. VALENZUELA, « A statistical Model for Indoor Multipath Propagation ». *IEEE Journal on Selected Areas in Communications (JSAC)*, vol. 5, n°7, pages 128–137, Février 1987.
- [28] R. A. SCHOLTZ et M. Z. WIN, « Impulse radio ». In *Proceedings IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC'97), Invited Paper, Helsinki, Finland*, Septembre 1997.
- [29] M. Z. WIN et R. A. SCHOLTZ, « Impulse radio: How it works ». *IEEE Communications Letters*, vol. 2, n°2, pages 36–38, Février 1998.
- [30] P. MARTIGNE, B. MISCOPEIN et J. SCHWOERER, « Signaux UWB impulsionnels ». In *Journées scientifiques du CNFRS, Paris, France*, 28-29 Mars 2006.
- [31] R. A. SCHOLTZ, « Multiple Access with time-hopping impulse radio ». In *Proceedings IEEE Military Communications Conference (MILCOM'93), Boston, USA*, pages 447–450, 1993.
- [32] K. SIWIAK et D. MCKEOWN, *Ultra-wideband radio technology*. John Wiley & Sons, Inc., 2004.
- [33] M. WELBORN, « XtremeSpectrum CFP Presentation ». *IEEE P802.15-03/153r3*, Mars 2003.
- [34] R. FISHER, R. KOHNO, H. OGAWA, H. ZHANG, K. TAKIZAWA, M. Mc LAUGHLIN et M. WELBORN, « DS-UWB Proposal Update ». *IEEE P802.15-04/140r2*, Mars 2004.
- [35] J. KELLY, « Time Domain's Proposal for UWB Multi-band Alternate Physical Layer for 802.15.3a ». *IEEE 802.15-03/143r2*, Mars 2003.
- [36] J. FOERSTER, V. SOMAYAZULU, S. ROY, E. GREEN, K. TINSLEY, C. BRABENAC, D. LEEPER et M. HO, « Intel CFP Presentation for a UWB PHY ». *IEEE P802.15-03/109r1*, Mars 2003.
- [37] G. SHOR, « TG3a-Wisair-CFP-Presentation ». *IEEE P802.15-03/151r1*, Mars 2003.
- [38] D.-H. KWON, « Samsung PHY Proposal for the IEEE 802.15.3a standard ». *IEEE P802.15-03/135r1*, Mars 2003.
- [39] R. AIELLO, « Discrete Time PHY Proposal for TG3a ». *IEEE P802.15-03/099r1*, Mars 2003.
- [40] K. A. BOEHLKE, « FOCUS Enhancements P802.15 Alt PHY using FM-OFDM ». *IEEE P802.15-03/103r0*, Mars 2003.
- [41] N. ASKAR, « General Atomics Call For Proposals Presentation ». *IEEE P802.15-03/105r1*, Mars 2003.
- [42] C. RAZZELL, D. BIRRU, B. REDMAN-WHITE et S. KERRY, « Philips TG3a CFP Presentation ». *IEEE P802.15-03/125r2*, Mars 2003.
- [43] A. BATRA, J. BALAKRISHNAN, A. DABAK, R. GHARPUREY, P. FONTAINE, J. LIN, J.-M. HO, S LEE, M. FRECHETTE, S. MARCH et H. YAMAGUCHI, « TI Physical Layer Proposal: Time-Frequency Interleaved OFDM ». *IEEE P802.15-03/141r1*, Mars 2003.

- [44] M. L. DOELTZ, E. T. HEALD et D. L. MARTIN, « Binary data transmission techniques for linear systems ». In *Proceedings IRE*, pages 656–661, Mai 1957.
- [45] S. NOBILET, *Etude et optimisation des techniques MC-CDMA pour les futurs générations de systèmes de communications hertziennes*. Thèse de Doctorat, INSA de Rennes, Octobre 2003.
- [46] M. CRUSSIÈRE, *Etude et optimisation de communications à haut-débit sur lignes d'énergie : exploitation de la combinaison OFDM/CDMA*. Thèse de Doctorat, INSA de Rennes, Novembre 2005.
- [47] L. CARIOU, *Optimisation de systèmes OFDM CDMA pour la voie montante des futurs générations de réseaux cellulaires*. Thèse de Doctorat, INSA de Rennes, Décembre 2006.
- [48] V. DEGARDIN, *Analyse de la fiabilité d'une transmission de données haut débit sur le réseau électrique basse tension*. Thèse de Doctorat, Université de Lille, Décembre 2002.
- [49] R.W. CHANG et R.A. GIBBY, « A theoretical study of performance of an orthogonal multiplexing data transmission scheme ». *IEEE Transaction on Communications*, vol. 16, pages 529–540, Août 1968.
- [50] B. Le FLOCH, M. ALARD et C. BERROU, « Coded orthogonal frequency division multiplex ». *Proceedings of IEEE*, vol. 83, pages 982–996, Juin 1995.
- [51] G. H. GOLUB et C. F. Van LOAN, *Matrix computations*. John Hopkins University Press, 1996.
- [52] B. MUQUET, Z. WANG, G. B. GIANNAKIS, M. De COURVILLE et P. DUHAMEL, « Cyclic Prefixing or Zero Padding for Wireless Multicarrier Transmissions? ». *IEEE Transaction on Communications*, vol. 50, n°12, pages 2136–2148, Décembre 2002.
- [53] A. BATRA, J. BALAKRISHNAN, G. R. AIELLO, J. R. FOERSTER et A. DABAK, « Design of a Multiband OFDM System for Realistic UWB Channel Environments ». *IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques*, vol. 52, n°9, pages 2132–2138, Septembre 2004.
- [54] H. STEENDAM et M. MOENECLAEY, « Different Guard Interval Techniques for OFDM: Performance Comparison ». In *Proceedings from the 6th International Workshop on Multi-Carrier Spread Spectrum (MC-SS'07), Herrsching, Germany*, vol. 1, pages 11–24, Mai 2007.
- [55] A. Batra *et al.*, « Multi-band OFDM Physical Layer Proposal for IEEE 802.15 Task Group 3a ». *IEEE P802.15-04/0493r1*, Septembre 2004.
- [56] A. BATRA et J. BALAKRISHNAN, « Improvements to the multi-band OFDM physical layer ». In *Proceedings IEEE Consumer Communications and Networking Conference*, vol. 2, pages 701–705, 8-10 Janvier 2006.
- [57] B. Le SAUX, *Estimation de canal pour systèmes multi-antennes multi-porteuses*. Thèse de Doctorat, INSA de Rennes, Octobre 2007.

- [58] A. Batra *et al.*, « Multi-band OFDM Physical Layer Proposal ». *IEEE P802.15-03/267r6*, Septembre 2003.
- [59] M. DEBBAH, *Procédure linéaire pour les transmission OFDM sans fil*. Thèse de Doctorat, ENS Cachan, Octobre 2002.
- [60] R. L. PICKHOLTZ, D. L. SCHILLING et L. B. MILSTEIN, « Theory of spread spectrum communications - a tutorial ». *IEEE Communications Magazine*, vol. COM-30, n°5, pages 855–884, Mai 1982.
- [61] R. C. DIXON, *Spread spectrum systems, second edition*. 1986.
- [62] X. D. LIN et K. H. CHANG, « Optimal PN-sequence design for quasi-synchronous CDMA communication systems ». In *Transaction on Communications*, vol. 5, pages 221–226, Février 1997.
- [63] S. NOBILET, J.-F. HÉLARD et D. MOTTIER, « Spreading sequences for uplink and downlink MC-CDMA systems: PAPR and MAI minimization ». *European Transactions on Telecommunications (ETT)*, vol. 13, pages 465–474, Septembre 2002.
- [64] S. KAISER, *Multi-carrier CDMA mobile radio systems - Analysis and optimization of detection, decoding, and channel estimation*. Thèse de Doctorat, VDI-Verlag GmbH, Düsseldorf, 1998.
- [65] L. VANDENDORPE, « Multitone direct sequence CDMA in an indoor wireless environment ». In *Proceedings of communications and vehicular technology in the Benelux: first symposium*, pages 4.1.1–4.4.8, Octobre 1993.
- [66] S. MALLIER, *Classification des bruits impulsifs du réseau d'accès ADSL et étude comparative des modulations DMT et MC-CDMA*. Thèse de Doctorat, INSA de Rennes, 2001.
- [67] Y.-B. PARK, C.-S. KIM, K.-K. CHO, C.-J. LEE, H.-K. LEE, J.-M. KIM et K.-S. KWAK, « Performnce of UWB DS-CDMA/OFDM/MC-CDMA system ». In *Proceedings IEEE 47th International Midwest Symposium on Circuit and Systems, Hiroshima, Japan*, vol. 1, pages 37–40, 25-28 Juillet 2004.
- [68] S. KAISER et K. FAZEL, « A flexible spread-spectrum multi-carrier multiple-access system for multi-media applications ». In *Proceedings IEEE International Symposium on Personnal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC'97), Helsinki, Finland*, pages 100–104, Septembre 1997.
- [69] R. D. BROWN, « A recursive algorithm for sequency-ordered fast Walsh transforms ». *IEEE Transactions on Computers*, vol. 26, n°8, pages 819–822, Août 1977.
- [70] N. YEE et J.-P. LINNARZ, « Controlled equalization of multi-carrier CDMA in an indoor Rician fading channel ». In *Proceedings IEEE Vehicular Technology Conference (VTC'94), Stockholm, Sweden*, pages 1665–1669, Juin 1994.
- [71] J.-Y. BAUDAIS, *Etude des modulations à porteuses multiples et à spectre étalé : analyse et optimisation*. Thèse de Doctorat, INSA de Rennes, 2001.

- [72] R. Le GOUABLE, *Association de modulations multiporteuses et de techniques d'accès multiple : applications aux transmissions sans fil à haut débit*. Thèse de Doctorat, INSA de Rennes, 2001.
- [73] S. KAISER, « On the performance of different detection techniques for OFDM-CDMA in fading channels ». In *Proceedings IEEE Global Telecommunications Conference (GLOBECOM'95), Singapore*, pages 2059–2063, Novembre 1995.
- [74] S. KAISER, « Analytical performance evaluation of OFDM-CDMA mobile radio systems ». In *Proceedings First European Personal and Mobile Communications Conference (EPMCC'95), Bologna, Italia*, pages 215–230, Novembre 1995.
- [75] S. KAISER et L. PAPKE, « Optimal detection when combining OFDM-CDMA with convolutional and turbo channel coding ». In *Proceedings of IEEE International Conference on Communications (ICC'96), Dallas, USA*, pages 343–348, Juin 1996.
- [76] S. KAISER, « Trade-off between channel coding and spreading in multi-carrier CDMA systems ». In *Proceedings of IEEE Fourth International Symposium on Spread Spectrum Techniques & applications (ISSSTA '96), Mainz, Germany*, pages 1366–1370, Septembre 1996.
- [77] E. GUÉGUEN, N. MADAOUÏ et J.-F. HÉLARD, « Combinaison des techniques OFDM et CDMA pour l'UWB haut débit. ». In *Journées scientifiques du CNFRS, Paris, France*, 28-29 Mars 2006.
- [78] D. MOTTIER et D. CASTELAIN, « A spreading sequence allocation procedure for MC-CDMA transmission systems ». In *Proceedings of IEEE Vehicular Technology Conference*, 2000.
- [79] A. STEPHAN, E. GUÉGUEN, M. CRUSSIÈRE, J.-Y. BAUDAIS et J.-F. HÉLARD, « Optimization of linear precoded OFDM for high-data-rate UWB systems ». *EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking*, vol. 2008, Article ID 317257, 11 pages, 2008.
- [80] A. WITTNEBEN, « A new bandwidth efficient transmit antenna modulation diversity scheme for linear digital modulation ». In *Proceedings of IEEE International Conference on Communications (ICC'93), Geneva, Switzerland*, vol. 3, pages 1630–1634, Mai 1993.
- [81] P. GUGUEN, *Techniques multi-antennes émission-réception; Applications aux réseaux domestiques sans fil*. Thèse de Doctorat, INSA de Rennes, 2003.
- [82] J.-M. AUFRAY, *Systèmes MIMO à porteuses multiples : étude et optimisation de la combinaison de codes temps-espace et des techniques MC-CDMA*. Thèse de Doctorat, INSA de Rennes, 2004.
- [83] V. Le NIR, *Etude et optimisation des systèmes multi-antennes associés à des modulations multiporteuses*. Thèse de Doctorat, INSA de Rennes, 2004.
- [84] L. M. AUBERT et B. UGUEN, « Modélisation du canal MIMO-UWB ». Rapport, *Contrat de recherche externe, France Telecom R&D*, 2006.

- [85] J. P. KERMOAL, L. SCHUMACHER, P. E. MOGENSEN et K. I. PEDERSEN, « Experimental investigation of correlation properties of MIMO radio channels for indoor picocell scenarios ». In *Proceedings of IEEE Vehicular Conference Fall, (VTC'00 Fall), Boston, USA*, vol. 1, pages 14–21, Septembre 2000.
- [86] « TGN channel models ». *IEEE Std 802.11-03/940r4*, Mai 2004.
- [87] G. J. FOSCHINI, « Layered space-time architecture for wireless communication in a fading environment when using multielement antennas ». *Bell Labs Technical Journal*, pages 41–59, Octobre 1996.
- [88] V. TAROKH, N. SESHADRI et A.R. CALDERBANK, « Space-time codes for high data rate wireless communication: performance criterion and code construction ». *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 44, n°2, pages 774–764, Mars 1998.
- [89] S. M. ALAMOUTI, « A simple transmit diversity technique for wireless communications ». *IEEE Journal on Selected Areas in Communications (JSAC)*, vol. 16, n°8, pages 1451–1458, Octobre 1998.
- [90] V. TAROKH, H. JAFARKHANI et A.R. CALDERBANK, « Space-time block coding for wireless communications: performance results ». *IEEE Journal on Selected Areas in Communications (JSAC)*, vol. 17, n°3, pages 451–460, Mars 1999.
- [91] V. TAROKH, H. JAFARKHANI et A.R. CALDERBANK, « Space-time block codes from orthogonal design ». *IEEE Transactions on Information Theory*, pages 1456–1467, Juillet 1999.
- [92] H. JAFARKHANI, « A quasi-orthogonal space-time block code ». *IEEE Transactions on Communications*, vol. 49, n°1, pages 1–4, Janvier 2001.
- [93] J.-C. BELFIORE, G. REKAYA et E. VITERBO, « The golden code: 2 full-rate space-time code with non vanishing determinants ». *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 51, n°4, pages 1432–1436, Avril 2005.
- [94] E. GUÉGUEN, M. CRUSSIÈRE et J.-F. HÉLARD, « An OFDM-CDMA scheme for high data rate UWB applications ». In *Proceedings of IEEE 65th Vehicular Technology Conference (VTC2007-Spring), Dublin, Ireland*, pages 2905–2909, Avril 2007.
- [95] E. GUÉGUEN, M. CRUSSIÈRE et J.-F. HÉLARD, « Combination of OFDM and spread spectrum for high data rate UWB: optimization of the spreading length ». In *Proceedings of IEEE International Conference on Ultra-Wideband (ICUWB'07), Singapour*, pages 889–894, Septembre 2007.
- [96] E. GUÉGUEN, N. MADAoui, J.-F. HÉLARD et M. CRUSSIÈRE, « Combination of OFDM and CDMA for high data rate UWB ». *C.R. Physique 7 (2006)*, pages 774–784.
- [97] R. A. SCHOLTZ, R. WEAVER, E. HOMIER, J. LEE, P. HILMES, A. TAHA et R. WILSON, « UWB radio deployment challenges ». In *Proceedings IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC'00), London, UK*, pages 620–625, Septembre 2000.

- [98] M. HAMALAINEN, V. HOVINEN, R. TESI, J. H. J. IINATTI et M. LATVA-AHO, « On the UWB system coexistence with GSM900, UMTS/WCDMA, and GPS ». *IEEE Journal on Selected Areas in Communications (JSAC)*, vol. 20, n°9, pages 1712–1721, Décembre 2002.
- [99] M. MITTELBACH, C. MÜLLER, D. FERGER et A. FINGER, « Study of coexistence between UWB and narrowband cellular systems ». In *Proceedings IEEE International Workshop on Ultra Wideband Systems (IWUWBS'04) joint with Conference on Ultra Wideband Systems and Technologies (UWBST'04)*, Kyoto, Japan, pages 40–44, Mai 2004.
- [100] D. CASSIOLI, S. PERSIA, V. BERNASCONI et A. VALENT, « Measurements of the performance degradation of UMTS receivers due to UWB emissions ». *IEEE Communications Letters*, vol. 9, n°5, pages 441–443, Mai 2005.
- [101] G. NADER et A. ANNAMALAI, « A methodology for the analysis of the coexistence between UWB systems and UMTS networks ». In *Proceedings of IEEE 65th Vehicular Technology Conference (VTC2007-Spring)*, Dublin, Ireland, pages 2920–2925, Avril 2007.
- [102] « Part 11: Wireless LAN medium access control (MAC) protocol and Physical Layer (PHY) specifications - High-speed physical layer in the 5 GHz band ». *IEEE Std 802.11a-1999*, 1999.
- [103] D. K. BORAH, R. JANA et A. STAMOULIS, « Performance evaluation of IEEE 802.11a wireless LANs in the presence of ultra-wideband interference ». In *IEEE Wireless Communications and Networking Conference (WCNC'03)*, New Orleans, USA, vol. 1, pages 83–87, Mars 2003.
- [104] A. GIORGETTI et D. DARDARI, « The impact of OFDM interference on TH-PPM/BPAM transmission systems ». In *Proceedings of IEEE 61st Vehicular Technology Conference (VTC2005-Spring)*, Stockholm, Sweden, vol. 2, pages 1037–1042, Mai 2005.
- [105] H. ZHANG et R. KOHNO, « SSA realization in UWB multiple access systems based on prolate spheroidal wave functions ». In *IEEE Wireless Communications and Networking Conference (WCNC'04)*, Atlanta, USA, vol. 4, pages 1794–1799, Mars 2004.
- [106] A. GIORGETTI, M. CHIARI et M. Z. WIN, « The effect of narrowband interference on wideband wireless communication systems ». *IEEE Transactions on Communications*, vol. 53, n°2, pages 2139–2149, Décembre 2005.
- [107] « Part 16: Air interface for fixed broadband wireless access systems ». *IEEE Std 802.16-2004*, Juin 2004.
- [108] A. RAHIM et S. ZEISBERG, « Evaluation of UWB interference on 3.5 GHz fixed WiMAX terminal ». In *16th IST Mobile & Wireless Communications Summit (ISTMWC'2007)*, Budapest, Hungary, pages 1–5, Juillet 2007.
- [109] C. DURANTINI, R. GIULIANO, F. MAZZENGA et F. VATALARO, « Performance evaluation of detect and avoid procedures for improving UWB coexistence with

- UMTS and WiMAX systems ». In *Proceedings of IEEE International Conference on Ultra-Wideband (ICUWB'06)*, Waltham, USA, pages 501–506, Septembre 2006.
- [110] C. SNOW, L. LAMPE et R. SCOBBER, « Analysis of the impact of WiMAX-OFDM interference on multiband OFDM ». In *Proceedings of IEEE International Conference on Ultra-Wideband (ICUWB'07)*, Singapour, pages 761–766, Septembre 2007.
- [111] R. GIULIANO et F. MAZZENGA, « On the coexistence of power-controlled ultrawide-band systems with UMTS, GPS, DCS1800, and fixed wireless systems ». *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 54, n°1, pages 62–81, Janvier 2005.
- [112] A. ISOLA, M. HAMALAINEN, J. IINATTI et E. AIROS, « UWB coexistence with GPS and aggregate UWB noise rise in the selected radio bands ». In *Proceedings IEEE Military Communications Conference (MILCOM'07)*, Orlando, USA, pages 1–7, Octobre 2007.
- [113] G. ZENG, F. A. CASSARA et P. VOLTZ, « UWB interference on 3G UMTS terminals ». In *Proceedings of IEEE International Conference on Ultra-Wideband (ICUWB'08)*, Hannover, Germany, pages 197–200, Septembre 2008.
- [114] J. LANSFORD, « Detect and avoid (DAA) for UWB: implementation issues and challenges ». In *Proceedings IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC'07)*, Athens, Greece, pages 1–5, Septembre 2007.
- [115] A. MEHBODNIYA et S. AÏSSA, « Performance analysis of a 802.11a OFDM system in the presence of UWB and multipath interference ». In *proceedings of IEEE Sarnoff Symposium, Princeton, USA*, pages 1–5, Avril 2007.
- [116] T. JIANG, X.-H. WANG et Z.-G. CUI, « Analysis on interference of DS-UWB signal to narrowband systems ». In *proceedings of IEEE 17th International Zurich Symposium on Electromagnetic Compatibility (EMC'06)*, Zurich, Switzerland, pages 269–272, Février 2006.
- [117] J. Lopez JR., R. A. RAINES, M. A. TEMPLE et R. O. BALDWIN, « An empirical study of electromagnetic interference caused by ultra wideband transmission in an IEEE 802.11a wireless local area network ». In *IEEE Radio and Wireless Conference, Atlanta, USA*, pages 517–520, Septembre 2004.
- [118] J. Lopez JR., R. A. RAINES, M. A. TEMPLE et R. O. BALDWIN, « Performance measurements of IEEE 802.11a wireless LANs in presence of ultra wideband interference ». In *Proceedings of IEEE Sarnoff Symposium, Princeton, USA*, pages 1–4, Mars 2006.
- [119] J. BELLORADO, S. S. GHASSEMZADEH, A. KAVCIC, B. TAROKH et V. TAROKH, « Time-hopping sequence design for narrowband interference suppression ». In *Proceedings of IEEE 60th Vehicular Conference Fall, (VTC'04 Fall)*, Los Angeles, USA, vol. 6, pages 3925–3929, Septembre 2004.

- [120] Q. LI et L. A. RUSH, « Multiuser detection for DS-CDMA UWB in the home environment ». *IEEE Journal on Selected Areas in Communications (JSAC)*, vol. 20, n°9, pages 1701–1711, Décembre 2002.
- [121] J. BELLORADO, S. S. GHASSEMZADEH, L. J. GREENSTEIN, T. SVEINSSON et V. TAROKH, « Coexistence of ultra-wideband systems with IEEE-802.11a wireless LANs ». In *Proceedings IEEE Global Telecommunications Conference (GLOBECOM'03), San Francisco, USA*, vol. 1, pages 410–414, Décembre 2003.
- [122] B. FIROOZBAKHSI, T. G. PRATT et N. JAYANT, « Analysis of IEEE 802.11a interference on UWB systems ». In *Proceedings IEEE Conference on Ultra Wideband Systems and Technologies (UWBST'03), Reston, USA*, vol. 2, pages 473–477, Novembre 2003.
- [123] M. HAMALAINEN, R. TESI et J. IINATTI, « UWB co-existence with IEEE802.11a and UMTS in modified Saleh-valenzuela channel ». In *Proceedings IEEE International Workshop on Ultra Wideband Systems (IWUWBS'04) joint with Conference on Ultra Wideband Systems and Technologies (UWBST'04), Kyoto, Japan*, pages 45–49, Mai 2004.
- [124] B. HU et N. C. BEAULIEU, « Performance of an ultra-Wideband communications system in the presence of narrowband BPSK- and QPSK-modulated OFDM interference ». *IEEE Transactions on Communications*, vol. 54, n°10, pages 1720–1724, Octobre 2006.
- [125] M. SCHMIDT et F. JONDRAL, « Ultra wideband transmission based on MC-CDMA ». In *Proceedings IEEE Global Telecommunications Conference (GLOBECOM'03), San Francisco, USA*, vol. 2, pages 749–753, Décembre 2003.
- [126] R. KOGANE, C. FUKAO, J. HIOKI, K. FURUSAWA, M. FUJII, M. ITAMI et K. ITOH, « A study on the detection scheme of WiMAX signal for DAA operation in MB-OFDM ». In *Proceedings of IEEE International Conference on Ultra-Wideband (ICUWB'07), Singapour*, pages 834–839, Septembre 2007.
- [127] C. DURANTINI, R. GIULIANO et F. MAZZENGA, « UWB interference mitigation techniques in a cooperative scenario ». In *Proceedings IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC'07), Athens, Greece*, pages 1–5, Septembre 2007.
- [128] S. SHETTY et R. AIELLO, « Detect and Avoid (DAA) Techniques - Enabler for Worldwide Ultrawideband Regulations ». In *The Institution of Engineering and Technology Seminar on Ultra Wideband Systems, Technologies and Applications, London, UK*, pages 21–29, Avril 2006.
- [129] S. M. MISHRA, S. T. BRINK, R. MAHADEVAPPA et R. W. BRODERSEN, « Cognitive technology for ultra-wideband/WiMAX coexistence ». In *Proceedings 2nd IEEE International Symposium on New Frontiers in Dynamic Spectrum Access Networks (DySPAN'07), Dublin, Ireland*, pages 179–186, Avril 2007.
- [130] C. SNOW, L. LAMPE et R. SCHÖBER, « Error rate analysis for coded multicarrier systems over quasi-static fading channels ». *IEEE Transactions on Communications*, vol. 55, n°9, pages 1736–1746, Septembre 2007.

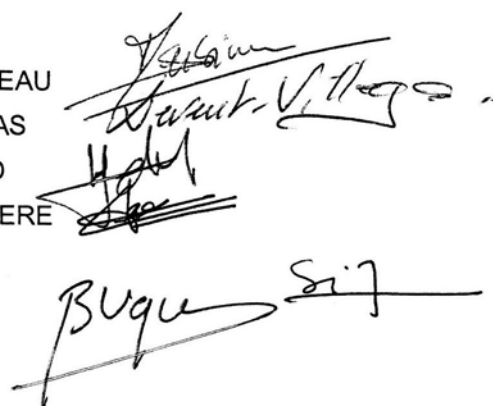
- [131] ECC, « Technical requirements for UWB DAA (Detect and Avoid) devices to ensure the protection of radiolocation services in the bands 3.1 – 3.4 and 8.5 – 9 and BWA terminals in the band 3.4 – 4.2 GHz ». *ECC REPORT 120, Electronic Communications Committee*, Juin 2008.
- [132] « Part 16: Air interface for fixed and mobile broadband wireless access systems ». *IEEE Std 802.16e-2005*, Décembre 2005.
- [133] A. GHOSH, J. G. ANDREWS, R. CHEN, et D. R. WOLTER, « Broadband wireless access with WiMax/802.16: current performance benchmarks and future potential ». *IEEE Communications Magazine*, vol. 43, n°2, pages 129–136, Février 2005.
- [134] ECC, « ECC Decision of 30 March 2007 on availability of frequency bands between 3400-3800 MHz for the harmonised implementation of Broadband Wireless Access systems (BWA) ». *Rapport ECC/DEC/(07)02, Electronic Communications Committee*, Mars 2007.

AVIS DU JURY SUR LA REPRODUCTION DE LA THESE SOUTENUE

Titre de la thèse : Etude et optimisation des techniques UWB haut débit multibandes OFDM

Nom Prénom de l'auteur : GUEGUEN Emeric

Membres du jury : Madame BERBINEAU
Madame VILLEGAS
Monsieur HELARD
Monsieur CRUSSIÈRE
Madame SIAUD
Monsieur UGUEN



Président du jury :

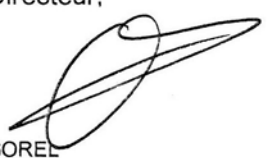
Date de la soutenance : 14/01/2009

Reproduction de la thèse soutenue :

- Thèse pouvant être reproduite en l'état
- Thèse ne pouvant être reproduite
- Thèse pouvant être reproduite après corrections suggérées

Le Directeur,

A. JIGOREL



Rennes, le 14/01/2009

Signature du Président du jury

