

TABLE DES MATIÈRES

REMERCIEMENTS	ii
SOMMAIRE	iii
LISTE DES FIGURES	vii
LISTE DES TABLEAUX	x
GLOSSAIRE	xi
RESUME	xiii
ABSTRACT	xv
CHAPITRE 1 Introduction.....	1
1.1 Introduction	1
1.2 Motivations et objectifs de la recherche	2
1.3 Aperçu du mémoire	3
CHAPITRE 2 La technologie ultra large bande.....	5
2.1 Définition	5
2.2 Principaux avantages.....	6
2.3 Applications	7
2.4 Régulations.....	8

2.5 Modulations multi-bandes.....	9
CHAPITRE 3 Les systèmes MB-OFDM ultra large bande (WiMédia).....	12
3.1 Introduction	12
3.2 L'architecture du transmetteur WiMédia.....	14
3.2.1 Codage du canal	16
3.2.2 Entrelacement binaire	16
3.2.3 Étalement dans le domaine temporel et fréquentiel.....	18
3.2.4 Mappage de sous-porteuses.....	18
3.3 L'architecture du récepteur WiMédia.....	19
3.3.1 Estimation du canal.....	20
3.3.2 Décodage du canal.....	21
CHAPITRE 4 Les interférences WiMAX dans les systèmes WiMédia.....	22
4.1 Introduction.....	22
4.2 Modèle d'interférences.....	23
4.2.1 Modèle du signal MB-OFDM WiMédia.....	24
4.2.2 Modèle du signal WiMAX.....	24
4.2.3 Traitement du récepteur.....	25
4.3 Approche proposée.....	27
CHAPITRE 5 Les filtres adaptatifs.....	29

5.1	Introduction.....	29
5.2	Algorithmes pour les filtres adaptatifs.....	29
5.2.1	Algorithme récursif des moindres carrés RLS.....	31
5.2.2	Algorithme des moindres carrés LMS.....	33
5.3	Comparaison des deux algorithmes RLS et LMS.....	35
5.4	Conclusion.....	36
CHAPITRE 6	Simulation.....	37
6.1	Le modèle de l'interférence.....	37
6.2	Le modèle wimedia.....	38
6.2.1	Chaîne de transmission WiMédia.....	38
6.2.2	Paramètres de simulation.....	39
6.2.3	Canal UWB.....	41
6.3	Le modèle du WiMAX.....	42
6.3.1	Chaîne de transmission WiMAX.....	42
6.3.2	Paramètres de simulation.....	43
6.4	Résultats de la simulations.....	43
CHAPITRE 7	Expérimentation.....	47
7.1	Mine souterrain.....	47
7.1.1	L'environnement minier.....	47

7.1.2 Protocole de mesures.....	48
7.1.3 Dispositif de mesures.....	50
7.1.4 Résultats des campagnes de mesure.....	51
7.2 Laboratoire.....	58
7.2.1 L'environnement laboratoire.....	58
7.2.2 Protocole de mesures.....	59
7.2.3 Résultats des campagnes de mesure.....	60
CHAPITRE 8 Conclusion.....	66
Conclusion.....	66
ANNEXE A : Spécifications des appareils de mesure.....	68
ANNEXE B : Spécification des logiciels.....	70
ANNEXE C : Publications.....	72
Références.....	78

Liste des figures

Figure 2-1: Spectre de l'UWB et d'autres systèmes existants à bande étroite.....	6
Figure 2-2: L'UWB par rapport aux normes WLAN et WPAN en termes de débit de données et de portée maximale.....	8
Figure 2-3: Occupation spectrale et puissance émise par différents systèmes radio.....	9
Figure 2-4: Division du spectre UWB dans les systèmes MB-OFDM.....	10
Figure 2-5: Exemple d'une transmission dans le premier groupe de bande avec un code TFC.....	10
Figure 3-1: Modèle OSI pour les communications UWB.....	12
Figure 3-2: Couche MAC et couche physique.....	13
Figure 3-3: Trame MB-OFDM.....	13
Figure 3-4: Transmetteur MB-OFDM.....	14
Figure 3-5: Constellations 16-QAM de la modulation DCM pour les débits 320, 400 et 480 Mbit/s du système MB-OFDM.....	19
Figure 3-4: Récepteur MB-OFDM.....	20
Figure 4-1: Modèle des interférences étudiées.....	23
Figure 4-2: Procédé pour l'atténuation des interférences.....	27

Figure 5-1: Schéma général d'un système de filtrage adaptatif.....	30
Figure 5-2: Erreur (dB) vs temps de convergence du filtre pour la comparaison des vitesses de convergence des algorithmes RLS et LMS.....	36
Figure 6-1: Modèle des interférences étudiées.....	37
Figure 6-2: La chaîne de transmission MB-OFDM (WiMédia).....	38
Figure 6-3: La réponse impulsionnelle du canal UWB.....	42
Figure 6-4: Schéma bloc de la chaîne de transmission WiMAX.....	42
Figure 6-5: Le PER du lien WiMédia dans la mine en présence du WiMAX pour les débits : 106, 200 et 400 Mbps.....	45
Figure 6-6: Le PER du lien WiMédia dans la mine avec filtre adaptatif RLS pour les débits : 106, 200 et 480 Mbps.....	46
Figure 7-1: La galerie minière à 70 m.....	47
Figure 7-2: Emplacement du lien WiMédia.....	48
Figure 7-3: Campagne de mesure en présence du WiMAX.....	49
Figure 7-4: Application du filtre adaptatif RLS.....	50
Figure 7-5: Le dispositif de mesure.....	51
Figure 7-6: Le PER du lien WiMédia dans la mine en fonction de la distance pour 106, 200 et 480 Mbps.....	52
Figure 7-7: La capacité du lien WiMédia dans la mine en fonction de la distance pour 106, 200 et 480 Mbps.....	53
Figure 7-8: Le PER du lien WiMédia dans la mine en présence du WiMAX.....	54

Figure 7-9: La capacité du lien WiMédia dans la mine en présence du WiMAX.....	55
Figure 7-10: Le PER du lien WiMédia dans la mine avec filtre adaptatif RLS.....	57
Figure 7-11: La capacité du lien WiMédia dans la mine avec filtre adaptatif RLS.....	58
Figure 7-12: L'environnement laboratoire.....	59
Figure 7-13: Protocole de mesure dans le laboratoire.....	60
Figure 7-14: Le PER du lien WiMédia dans le laboratoire en présence du WiMAX.....	61
Figure 7-15: La capacité du lien WiMédia dans laboratoire en présence du WiMAX.....	62
Figure 7-16: Le PER du lien WiMédia dans laboratoire avec filtre adaptatif RLS.....	63
Figure 7-17: La capacité du lien WiMédia dans le laboratoire avec filtre adaptatif RLS.....	64

Liste des tableaux

Tableau 5-1 : Détail de l'algorithme RLS.....	32
Tableau 5-2: Détail de l'algorithme LMS.....	34
Tableau 6-1: Les paramètres de synchronisation du signal MB-OFDM.....	39
Tableau 6-2: Les différents débits de données du système MB-OFDM.....	40
Tableau 6-3: Les paramètres de synchronisation du signal WiMAX.....	43
Tableau 6-4: Les paramètres de la simulation.....	44
Tableau 7-1: Les différentes combinaisons de mesure.....	49
Tableau 7-2: Limite de line WiMédia en présence de WiMAX pour différentes combinaisons de mesure.....	54
Tableau 7-3: Limite de line WiMédia en présence de WiMAX pour différentes combinaisons de mesure.....	61

Glossaire des Acronymes

AWGN Additive White Gaussian Noise

FCC Federal Communication Commission

IFFT Inverse Fast Fourier Transform

IR Impulse Response

LNA Low Noise Amplifier

LOS Line-of-Sight

MB-OFDM Multiband orthogonal frequency-division multiplexing

MMSE Minimum Mean-Square Error

NLOS Non Line-of-Sight

OFDM Orthogonal frequency-division multiplexing

PER Packet Error Rate

PA Power Amplifier

PL Path Loss

RF Radio Frequency

Rx Receiver

SNR Signal-to-Noise Ratio

S-V Saleh-Valenzuela

Tx Transmitter

UWB Ultra-Wideband

WLAN Wireless Local Area Network

RESUME

Les communications à large bande, notées en bref comme Ultra Wide Band (UWB), est une technologie sans fil qui a révolutionné les applications à courte portée ($\ll 10\text{m}$) et plus précisément le WiMédia. Cette technique de communications radio fréquence se distingue par sa très large bande de fréquences, ce qui lui donne une capacité à très haut débit [1]. Le WiMAX (Worldwide Interoperability for Microwave Access), connu aussi sous le nom d'IEEE 802.16e, est un système de communications sans fil qui opère à des fréquences allant de 2 GHz jusqu'à 11 GHz. Il est destiné à fournir des données haut débit sans fil sur une zone beaucoup plus large ($\gg 8\text{km}$). Cette technologie offre des services d'accès large bande fixe et mobile [2].

Les technologies sans fil sont de plus en plus intégrées avec d'autres réseaux de communications [3]. La coexistence de ces deux technologies donne forcément naissance à des interférences que chacune exerce sur l'autre car les deux technologies opèrent dans la même bande de fréquences plus précisément 3.5 GHz pour le WiMAX et de 3.1 à 10.6 GHz pour le WiMédia et les deux utilisent la modulation OFDM. Autrement dit, le déploiement du WiMAX dans la bande 3,5 GHz est sensible aux interférences dues aux dispositifs UWB opérants dans le 1er groupe de bandes (3.168GHz à 4.752GHz) selon les spécifications WiMédia et inversement [4-10].

Dans le cadre de notre travail, ces deux systèmes ont été étudiés ainsi que les interférences liées à leur coexistence. Aussi, une solution pour combattre ces interférences est proposée afin d'améliorer les communications souterraines. Pour ce faire, une simulation de ces interférences est réalisée sur MATLAB et à partir de là, un filtre adaptatif est créé pour corriger l'effet de ces interférences sur le canal. Afin

d'étudier l'efficacité de ce filtre, une campagne de mesure d'interférences a été réalisée, dans un premier temps, au laboratoire, puis à la mine laboratoire de CANMET pour démontrer les performances de ce filtre adaptatif. Cette évaluation a été faite en termes de capacité et de taux d'erreur des paquets (PER) pour la simulation et les mesures expérimentales.

ABSTRACT

The Ultra Wide Band (UWB) is a wireless technology that has revolutionized short range applications ($\ll 10\text{m}$) and more specifically the WiMedia. This technique of radio frequency communication distinguished itself by its wide frequency band, giving it the appearance very high speed [1]. The WiMAX (Worldwide Interoperability for Microwave Access), also known by the name of IEEE 802.16e is a wireless communication system that operates at frequencies ranging from 2 GHz to 11 GHz. It is intended to provide wireless broadband data over a much wider area ($\gg 8\text{km}$). This technology provides fixed and mobile broadband access [2].

Wireless technologies are increasingly integrated with other communications networks [3]. The coexistence of these two technologies gives necessarily rise to interferences that each exerts on the other because both technologies operate in the same frequency band, more precisely 3.5 GHz for the WiMAX and from 3.1 to 10.6 GHz for the WiMedia and both use the OFDM modulation. In other words, the deployment of the WiMAX in the 3.5 GHz band is sensitive to interferences from UWB devices that operate in the first group of bands (3.168GHz to 4.752GHz) as specified by the WiMedia and vice versa [4-10].

As part of our work, both systems will be studied as well as the interferences due to their coexistence. Then, a solution to combat the interference will be proposed to improve communication underground. To do so, a simulation of the interferences will be made on MATLAB and, from there, an adaptive filter is designed to correct the effect of the interferences on the channel. To study the effectiveness of this filter, a measurement campaign of interferences has been conducted first in the laboratory and subsequently, in the CANMET mine in order to disassemble the performance of the

adaptive filter. This evaluation will be in terms of capacity and packet error rate (PER) for the simulation and experimental measurements.

CHAPITRE 1

INTRODUCTION

1.1 INTRODUCTION

De nos jours, les exigences sur les systèmes de télécommunications ne cessent d'augmenter, que ce soit en termes de débit ou de robustesse. C'est pour cela que l'intégration de plusieurs technologies dans un même dispositif devient une nécessité pour satisfaire ces demandes. Cependant, la présence de plusieurs technologies dans un même environnement peut rencontrer certains problèmes au niveau de leur collaboration. L'ultra large bande est une technologie offrant des services haut débit à courte portée. Cette dernière peut être intégrée avec d'autres technologies bande étroite dans le but de concevoir un réseau mesh hybride qui peut supporter des applications haut débit et mobiles. Plusieurs études ont été faites pour permettre la collaboration des systèmes ultra large bande avec d'autres systèmes à bande étroite existants. (WiFi, GSM, GPS, WiMAX, etc.). [4-10]

Bien que souvent considéré comme une technologie récente dans les communications sans fil, l'ultra large bande UWB a bénéficiée de plus de 40 ans d'évolutions technologiques. En fait, l'UWB tient son origine de Marconi et Hertz dans les années 1890 [11]. En d'autres termes, le premier système de communications sans fil a été fondé sur la technologie UWB. Les communications à bande étroite ont été préférées à l'UWB, en raison de limitations techniques. Au cours des 20 dernières années, l'UWB a été utilisé pour des applications telles que le radar, la détection, les communications militaires et la localisation. Une modification substantielle a eu lieu

en février 2002, lorsque la Commission Fédérale de Communications (FCC) américaine a publié un rapport [12] permettant le déploiement commercial aux États-Unis. La FCC a attribué une bande de fréquence sans licence d'une largeur de 7.5 GHz avec un masque spectral donné pour des applications intérieures et extérieures. Cette attribution de large bande de fréquence a lancé un grand nombre d'activités de recherche dans l'industrie et les universités. Ces dernières années, la technologie UWB s'est principalement concentrée sur le marché grand public et les communications sans fil.

1.2 MOTIVATIONS ET OBJECTIFS DE LA RECHERCHE

Les technologies sans fil sont de plus en plus intégrées avec d'autres réseaux de communications, que ces derniers soient câblés ou sans fil. Un simple effort de prospective illustre clairement que les travaux de recherche portant sur les réseaux sans fil du futur seront un mélange de différentes technologies d'accès sans fil [6].

Ce projet de recherche a pour objectif fondamental de fournir une solution d'interopérabilité robuste permettant d'offrir un service mobile haut débit notamment pour le transport de vidéo en temps réel dans des environnements industriels confinés difficiles ou hostiles, en particulier celle des mines souterraines. Parmi les applications les plus pertinentes, on note les applications robotiques à grand débit, la vidéosurveillance de l'évolution des travailleurs et des véhicules, le contrôle à distance en temps réel de véhicules et de machineries mobiles doté de capteurs vidéo, etc. Pour ce projet, chaque unité mobile sera dotée d'un réseau WPAN (Wireless Personal Area Network) de type WiMédia, dont les nœuds sont capables de supporter des flux vidéo haut débit. Pour un même mobile, ces flux sont acheminés à travers un réseau sans fil collecteur (Backhaul) couvrant une plus grande zone et offrant la qualité de service nécessaire. L'émergence de mobiles sans fil WiMAX (Worldwide Interoperability for Microwave Access), conformes au standard IEEE 802.16e, donc

capable de fournir des débits élevés et dotés de mécanismes flexibles pour la gestion de la qualité de service (QoS), lui permet potentiellement de supporter un trafic vidéo en temps réel issu d'un réseau WPAN haut débit.

Notre étude de l'interopérabilité entre ces deux technologies de communications va au-delà de la considération d'une solution qui se contenterait de relayer le trafic issu d'un WPAN vers un réseau collecteur WiMAX mobile. Ce projet vise à concevoir un réseau mesh hybride dont la plupart des unités de communications disposent des deux technologies. Le choix de relayer l'information tiendra compte du potentiel de chacune des différentes technologies, des environnements reconnus très complexes pour la propagation des ondes et de la garantie de la QoS (Qualité de Service) de bout en bout de la liaison radio. Nous sommes convaincus que cette technologie hybride pourra répondre aux besoins sans cesse grandissants des industries minières en termes d'applications sans fil pour augmenter la gestion efficace d'une mine, la sécurité au travail et la productivité des travailleurs et des machines. Cette solution permettrait de mailler des galeries en constante évolution en garantissant une connectivité à haut débit pour de multiples applications et de multiples utilisateurs.

1.3 APERÇU DU MÉMOIRE

Ce mémoire est composé de sept chapitres représentant les étapes de la démarche de recherche suivie durant ces deux dernières années. Le chapitre 2 présente la technologie UWB, ses principaux avantages, ses applications et les réglementations de cette technologie. La technique de modulation multi bandes est aussi abordée dans ce chapitre. Le chapitre 3 définit les standards ECMA-368, MB-OFDM WiMédia, en détaillant l'architecture du transmetteur et du récepteur. Le chapitre 4 définit les interférences causées par un brouilleur WiMAX en proposant un modèle mathématique pour ces interférences. Au cinquième chapitre, les filtres

adaptatifs, tel que le filtre LMS et RLS, sont définis. Les deux chapitres six et sept présentent le modèle de simulation proposé et le protocole expérimental, respectivement. Cela permettra de mesurer les interférences et l'efficacité du filtre adaptatif proposé pour la suppression de ces interférences causées par le déploiement de réseaux UWB en présence d'un système WiMAX. Une conclusion sera formulée au chapitre huit ainsi que quelques perspectives d'évolution de ces technologies.

CHAPITRE 2

LA TECHNOLOGIE ULTRA LARGE BANDE

2.1 DÉFINITION

Lorsque la technologie UWB a été proposée pour des applications commerciales, il n'y avait pas de définition pour un signal UWB. La première définition pour un signal UWB repose sur la bande passante fractionnelle B_f à 3dB du signal. La bande passante fractionnelle est définie comme [12]

$$B_{f,3dB} = 2 \frac{f_H - f_L}{f_H + f_L} \quad (2.1)$$

où f_L et f_H sont, respectivement, la plus faible et la plus haute fréquence à -3 dB dans un spectre.

En 2002, la FCC a décidé que tout signal ayant une bande passante fractionnelle plus de 20 %, à -10 dB, ou une bande passante du signal supérieure à 500 MHz est considéré comme UWB. Afin de minimiser les interférences avec d'autres technologies à bande étroite opérant dans la même bande de fréquence, les dispositions réglementaires ont précisé une limitation de puissance de transmission des dispositifs intérieurs et extérieurs UWB. La Figure 2.1 présente une illustration comparative de l'occupation du spectre par UWB et d'autres systèmes existants à bande étroite.

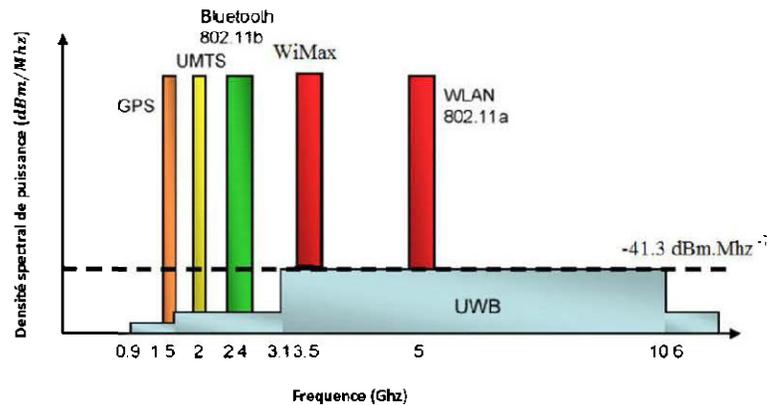


Figure 2-1 L'occupation du spectre par l'UWB et d'autres systèmes existants à bande étroite.

2.2 PRINCIPAUX AVANTAGES DE LA TECHNOLOGIE UWB

L'UWB présente un certain nombre d'avantages ce qui le rend intéressant pour les applications de communications à faible consommation. En particulier, les systèmes UWB :

- fournissent des débits de données élevés jusqu'à 1 Gbits/s.
- sont robustes pour les trajets multiples et les interférences.
- ont une complexité potentiellement faible.
- présentent un faible coût des équipements.

Les débits élevés sont sans doute l'aspect le plus convaincant du point de vue de l'utilisateur et du fabricant commercial. Grâce à leur très large bande passante, les signaux UWB ont une très haute résolution temporelle, typiquement de l'ordre de la nanoseconde. Ils sont capables de mesurer le retard d'un signal transmis avec une précision allant de 0,1 à 1 ns. Les systèmes UWB fournissent des informations sur la position de l'émetteur avec une précision allant de 3 à 30 cm. En mode multi-bande,

la flexibilité spectrale fournit une certaine robustesse contre les interférences en évitant les bandes de fréquences bruitées.

2.3 APPLICATIONS UWB

Ces dernières années, une demande croissante est apparue pour les systèmes sans fil à haute vitesse entre un utilisateur (par exemple, un PC) et des périphériques associés, tels que le modem sans fil, les caméras sans fil, les lecteurs vidéo, etc. Ce besoin croissant conduit à l'élaboration de nombreuses normes pour les systèmes de communication sans fil sur de courtes distances. On peut citer le Bluetooth, la famille de la norme WiFi (IEEE 802.11), le Zigbee (IEEE 802.15.4) et la norme 802.15.3. Tous sont utilisés pour des réseaux locaux sans fil (WLAN) et des réseaux personnels sans fil (WPAN). Cependant, la plupart de ces technologies utilisent les bandes ISM et UNII avec des bandes passantes maximales d'environ 20 MHz.

Une des fonctions de la liaison UWB sans fil est le remplacement d'un câble avec un débit de données qui va de quelques kbits/s à plusieurs centaines de Mbits/s et dans certains cas atteignant les 1 Gbits/s, comme par exemple l'utilisation d'une liaison sans fil Gbits/s à la place d'un câble Ethernet encombrant, pour le partage rapide de fichiers ou le téléchargement de fichiers vidéo. En résumé, l'UWB est considéré comme ayant le potentiel nécessaire pour des applications qui, jusqu'à présent, n'ont pas été réalisées avec des technologies sans fil à courte portée, illustrées ci-dessous. La Figure 2.2 représente le positionnement de l'UWB par rapport aux normes WLAN et WPAN en termes de débit de données et de portée maximale.

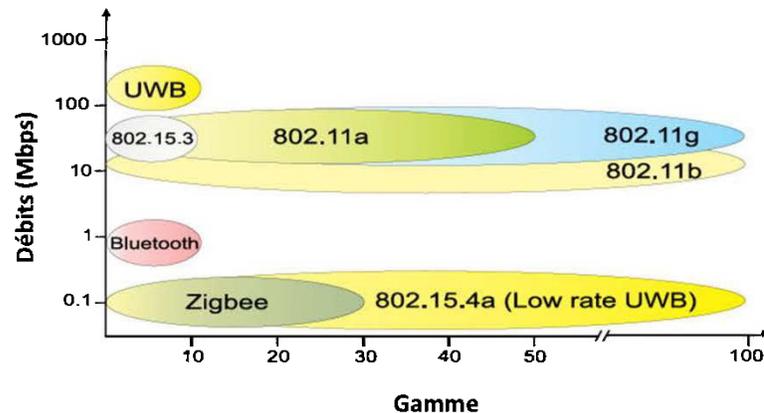


Figure 2-2 UWB par rapport aux normes WLAN et WPAN en termes de débit de données et de portée maximale [12].

Comme nous pouvons le constater, il existe deux groupes d'applications pour la technologie UWB, les applications à très haut débit de transmission sur une courte portée, typiquement de 200 Mbits/s (jusqu'à 20 m) et les applications à faible débit de transmission sur une longue portée, allant de 1m jusqu'à 100m.

Contrairement à la norme WiFi, on voit que le mode haut débit de l'UWB appartient à la famille des WPAN à courte portée. Toutefois, le débit de l'UWB dépasse les performances de tous les standards WLAN et WPAN qui existent pour le moment. Toutes ces caractéristiques permettent à une nouvelle gamme d'applications de voir le jour, tels que les applications militaires, les applications médicales et les applications de sécurité.

2.4 RÉGULATIONS UWB

Les dispositifs UWB utilisant un spectre à très large bande et sont soumis à des exigences plus strictes parce que le spectre de fréquences attribué à l'UWB est déjà occupé par d'autres technologies. Afin d'optimiser l'utilisation du spectre et de réduire les interférences avec les systèmes existants, les organismes de

réglementation en Europe et aux États-Unis imposent des décisions très restrictives aux dispositifs UWB. L'essence de ces décisions est que la densité spectrale de puissance (DSP) du signal UWB modulé doit satisfaire le masque spécifié par l'organisme de régulation du spectre. Aux États-Unis, la FCC exige que les appareils occupant plus de 500 MHz de bande passante dans le spectre allant de 3.1 GHz à 10.6 GHz (figure 2.3), leur DSP ne doit pas dépasser -43 dBm par MHz. Cette limite de la DSP est suffisamment faible pour ne pas causer d'interférences avec d'autres services partageant la même bande passante. Prenons l'exemple du WiMax, il est autorisé à transmettre jusqu'à + 30 dBm par MHz, ce qui équivaut à une PSD plus élevée de 10^7 que celle autorisée pour l'UWB. La Figure 2.3 compare l'occupation spectrale et la puissance émise par des différents systèmes radio.

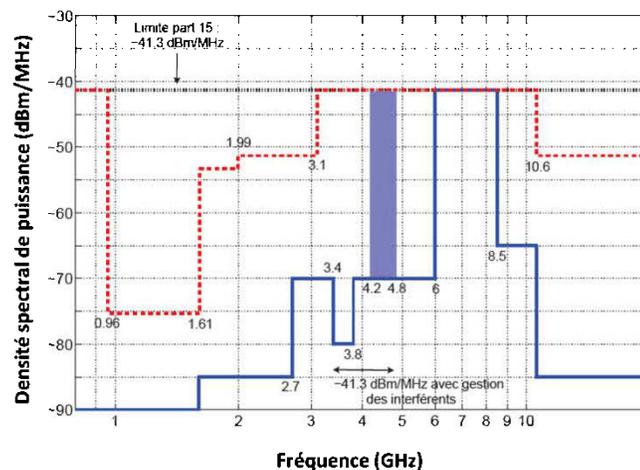


Figure 2-3 L'occupation spectrale et la puissance émise par différents systèmes radio [12]

2.5 MODULATIONS UWB MULTI-BANDES

Le spectre disponible allant de 3,1 GHz à 10,6 GHz est divisé en 14 sous-bandes [49], chacune occupe 528 MHz (voir Figure 2.4). Les 12 premières bandes sont regroupées en quatre groupes de bandes composées de trois bandes. Le

cinquième groupe de bande comprend les deux dernières bandes. Un sixième groupe de bande est également défini entre le troisième groupe et le quatrième groupe. Dans une communication UWB multi bandes, au moins un de ces groupes de bandes doit être pris en charge.

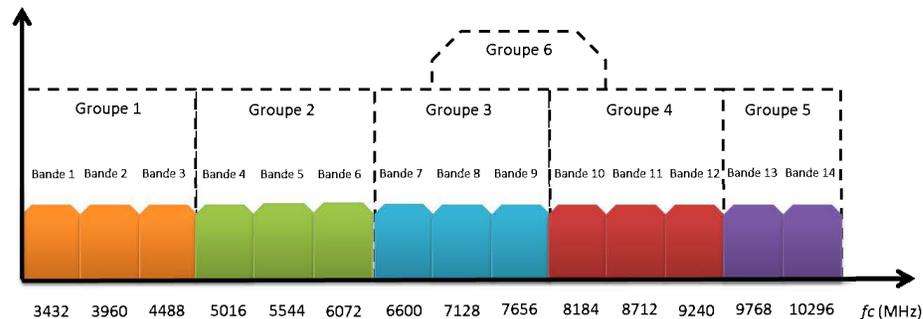


Figure 2-4 Division du spectre UWB dans les systèmes MB-OFDM [13].

Chaque symbole OFDM est transmis à travers une sous-bande d'un groupe de bandes, fournissant une diversité de fréquence dans le système. À chaque tranche de temps, la sous-bande utilisée pour la transmission est déterminée par un code temps-fréquence (TFC). Le TFC permet aussi de distinguer plusieurs utilisateurs, en d'autres termes, plusieurs canaux.

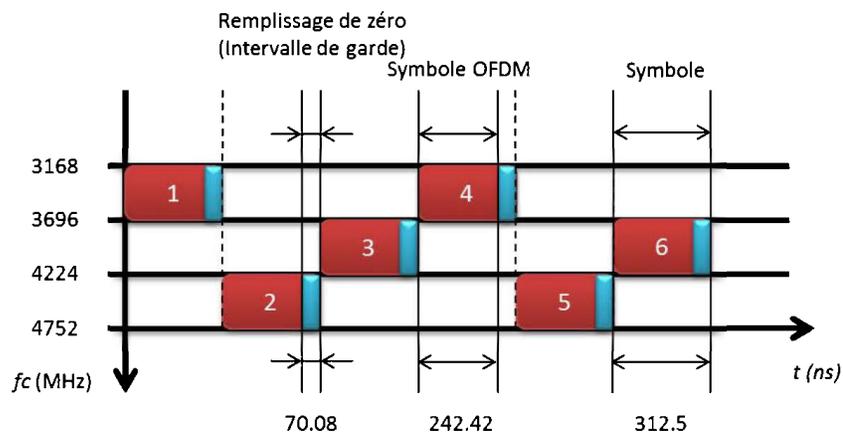


Figure 2-5 Exemple d'une transmission dans le premier groupe de bande avec un code TFC [13].

La Figure 2.5 présente un exemple d'une transmission dans le premier groupe de bande avec un code TFC, où le premier symbole est transmis sur une fréquence centrale de 3432 MHz, le deuxième symbole sur une fréquence centrale de 4488 MHz, le troisième symbole sur une fréquence centrale de 3960 MHz et le quatrième symbole sur une fréquence centrale de 3432 MHz, etc.

CHAPITRE 3

LES SYSTÈMES MB-OFDM ULTRA LARGE BANDE (WiMedia)

3.1 INTRODUCTION

La norme ECMA-368 spécifie la couche physique (PHY) et la couche de contrôle d'accès au support (MAC) de l'ultra large bande MB-OFDM, tel qu'illustré à la Figure 3.1. La couche MAC est une sous-couche de la couche liaison, tel que défini dans le modèle de référence OSI. La couche MAC fournit un mécanisme de distribution fiable pour le transfert de données dans un milieu bruyant. De plus, elle permet de réduire les interférences entre les systèmes en s'imposant lorsque les transmissions se produisent.

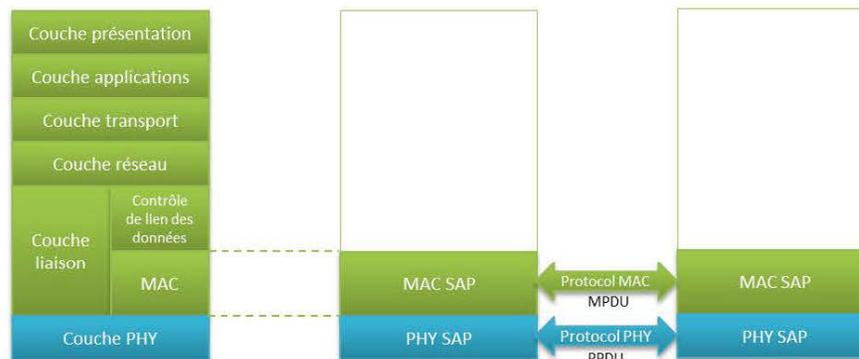


Figure 3-1 Modèle OSI pour les communications UWB [1].

La couche PHY est divisée en deux sous-couches : la sous-couche procédure de convergence de la couche physique (PLCP) qui coopère avec la couche MAC et la sous-couche de moyen physique déterminé (PMD) qui coopère avec le support sans

fil. De plus, une gestion d'entité de la couche physique (PLME) assure la gestion des fonctions PHY locales, en collaboration avec l'entité de gestion MAC.

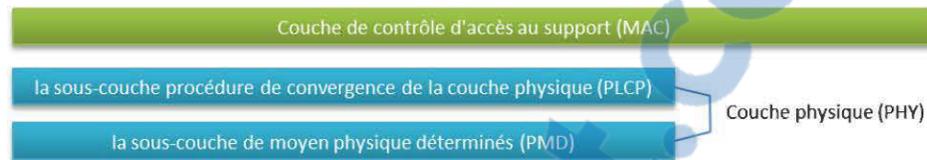


Figure 3-2 Couche MAC et couche physique [1].

La sous-couche PLCP définit un procédé de mappage du service PLCP de l'unité des données (PSDU) dans un format de trame adapté, présenté à la Figure 3.3, pour envoyer et recevoir les données de l'utilisateur et des informations de gestion entre deux stations ou plus. Lors de la transmission, le PSDU est pré- joint avec un préambule et un en-tête PLCP afin de créer la PPDU (PLCP Protocol Data Unit). Au niveau du récepteur, le préambule et l'en-tête PLCP servent à faciliter la démodulation, le décodage et la livraison du PSDU. Le préambule PLCP facilite la procédure de synchronisation temporelle, le recouvrement de décalage de porteuse et l'estimation du canal. L'en-tête PLCP transmet des données sur la couche PHY et la couche MAC pour aider le décodage du PSDU.

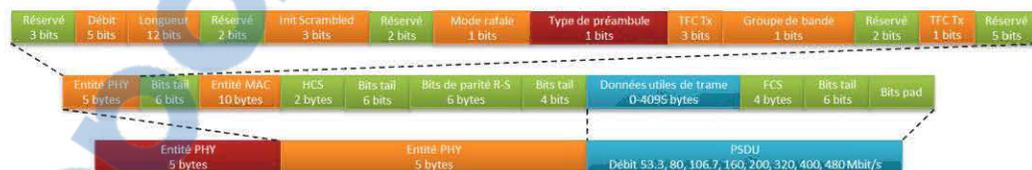


Figure 3-3 Trame MB-OFDM [1].

La sous-couche PMD, commandée par la sous-couche PLCP, établit le mécanisme pour convertir les bits d'informations des signaux reçus en signaux transmis. Les bits d'informations sont organisés en symboles de données qui sont obtenus par la modulation OFDM, ayant une largeur de bande de 528 MHz. Le symbole OFDM a un nombre total de 128 porteuses avec 100 sous-porteuses de

données, 10 sous-porteuses de garde, 12 sous-porteuses pilotes et 6 porteuses nulles. Les 128 sous-porteuses dans le symbole OFDM sont modulées par du QPSK ou de la DCM (Modulation de porteuse double). Le spectre non licencié entre 3,1 GHz et 10,6 GHz, attribué par la FCC pour MB-OFDM, est divisé en 14 bandes de 528 MHz. Les bandes sont regroupées en groupes de bandes composées de deux ou trois bandes. Au moins un des groupes de bandes doit être pris en charge. L'étalement dans domaine fréquentiel (FDS) et temporel (TDS) et la correction d'erreur directe de codage (FEC) sont fournis pour une performance optimale sous une variété de conditions du canal. La correction d'erreur directe est basée sur un code convolutif avec un taux de codage de 1/3. D'autres taux de codage sont calculés en utilisant la perforation (*puncturing*). L'étalement dans le domaine fréquentiel représente la transmission de la même information sur les deux sous-porteuses distinctes au sein du même symbole OFDM. L'étalement dans le domaine temporel consiste à transmettre la même information sur deux symboles OFDM consécutifs

3.2 L'ARCHITECTURE DU TRANSMETTEUR MB-OFDM WIMEDIA

En MB-OFDM, les informations codées sont transmises en utilisant une modulation OFDM sur une des sous-bandes et ce dans un intervalle de temps particulier, tel que représenté par la Figure 3.4.

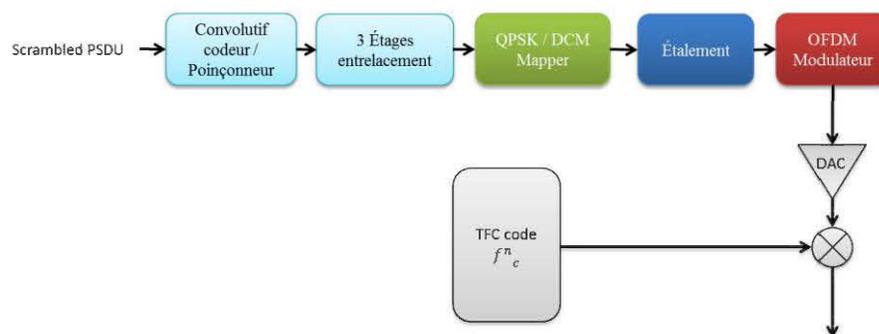


Figure 3-4 Transmetteur MB-OFDM.

La séquence binaire est codée par un code convolutif non récursif et non systématique (NRNSC) avant d'être entrelacée. Les bits entrelacés sont réunis en sous-séquences de bits B puis modulés en symboles s_k complexes M_c -QAM ($M_c = 2^B$). Dans les spécifications de base de MB-OFDM [1], deux modulations sont proposées, QPSK pour les débits de 200 Mbits/s et moins et DCM pour les débits plus élevés. Selon [49], MB-OFDM utilise un nombre de sous-porteuses $N_c = 128$ par sous-bande à travers un canal multi-trajets à évanouissement sélectif en fréquence avec une bande passante de 528 MHz. Cela conduit à une séparation de sous-porteuses de $\Delta f = 4,125$ MHz. À chaque tranche de temps, l'émetteur applique une transformation de Fourier rapide inverse (IFFT) de 128 points produisant un symbole OFDM d'une durée $T_{FFT} = 1/\Delta f = 242,42$ ns. Afin d'éliminer l'impact des interférences inter symboles ISI, un préfixe cyclique (CP) d'une longueur $T_{CP} = 60,6$ ns est ajouté à la sortie du signal IFFT. Par ailleurs, un intervalle de garde supplémentaire (IG) de durée $T_{IG} = 9,5$ ns est ajouté pour permettre à l'émetteur et au récepteur de passer d'une sous-bande à une autre. Après l'addition du CP et du IG, le symbole OFDM est passé à travers un convertisseur numérique-analogique (DAC) résultant en un signal analogique en bande de bases OFDM de durée de symbole $T_{SYM} = T_{CP} + T_{FFT} + T_{IG} = 312,5$ ns, permettant, ainsi, au symbole complexe s_k^n d'être transmis sur la $k^{\text{ième}}$ sous-porteuse OFDM au cours de la période du $n^{\text{ième}}$ symbole OFDM. Le $n^{\text{ième}}$ bloc du signal OFDM en bande de bases, à émettre, peut être exprimé comme suit [1]

$$x_n(t) = \sum_{k=0}^{N_c-1} s_k^n \exp\{j2\pi\Delta f(t - T_{CP})\} \quad (3.1)$$

où $t \in [T_{CP}, T_{FFT} + T_{CP}]$.

Dans l'intervalle de temps $[0, T_{CP}]$, $x_n(t)$ est une copie de la dernière partie du symbole OFDM et dans l'intervalle $[T_{FFT} + T_{CP}, T_{SYM}]$, il correspond à la durée IG $x_n(t)$ et est égal à zéro. Le signal complexe, en bande de bases, $x_n(t)$ est filtré, converti

en un signal RF avec une fréquence centrale f_c^n et envoyé à l'antenne d'émission. Le signal transmis MB-OFDM est donné par [1]

$$r_{RF}(t) = \sum_{n=0}^{N_{SYM}-1} Re(x_n(t - nT_{SYM})exp\{j2\pi f_c^n t\}) \quad (3.2)$$

où N_{SYM} est le nombre total de symboles OFDM dans une trame transmise (aussi appelée paquet). La fréquence porteuse f_c^n spécifie la sous-bande sur laquelle le $n^{ième}$ symbole OFDM est transmis, en fonction du code TFC.

3.2.1 Codage du canal

Les symboles OFDM transmis sur différentes sous-porteuses, dans un canal multi trajets, peuvent subir des évanouissements profonds ce qui engendre une forte probabilité d'erreurs. Ainsi, l'OFDM est inutilisable en pratique sur les canaux à trajets multiples avec des évanouissements profonds qui se produisent dans le spectre de fréquences. Pour cette raison, MB-OFDM a proposé un code correcteur d'erreurs avec des taux de codage différents en utilisant un code convolutif [1]. Le code convolutif, généré par le polynôme générateur $(133, 145, 175)_8$, a un taux de codage $R=1/3$ et utilise une longueur $K=7$.

Divers taux de codage ($R=11/32, 1/2, 5/8, 3/4$) sont dérivés à partir du taux de codage $R = 1/3$ en employant le poinçonnage. Le poinçonnage est une procédure qui permet d'oublier certains bits codés dans l'émetteur, réduisant ainsi le nombre de bits transmis et augmentant le taux codage. A la réception, des bits fictifs sont insérés à la place des bits oubliés dans le décodeur convolutif.

3.2.2 Entrelacement binaire

Plusieurs normes, tel que IEEE802.15.3a, ont proposé la combinaison entre l'entrelacement et le décodage convolutif dans la modulation MB-OFDM. Ce régime, appelé dans la littérature la modulation binaire codée et entrelacée (BICM) [51], peut fournir un ordre de grande diversité pour la transmission sur les canaux à évanouissement.

Dans la proposition de base de MB-OFDM, l'opération d'entrelacement de bits est effectuée en deux étapes [13] :

- L'entrelacement inter-symboles permute les bits de 6 symboles OFDM consécutifs, cela permet à la couche physique d'exploiter la diversité fréquentielle dans un groupe de bande.
- L'entrelacement intra-symbole permute les bits à travers les sous-porteuses de données dans un symbole OFDM, ce qui permet d'exploiter la diversité fréquentielle dans les sous-porteuses et fournir une protection robuste contre les brouilleurs à bande étroite.

Pour l'entrelacement intra-symbole, les bits codés sont, d'abord, regroupés en blocs de $6 N_{CBPS}$ correspondant à six symboles OFDM. N_{CBPS} est le nombre de bits codés par symbole OFDM. Chaque groupe de bits codés est ensuite permuté en utilisant un bloc d'entrelacement de taille $N_{BI1} = 6 \times N_{CBPS}$. Les séquences $\{U(i)\}$ et $\{S(i)\}$, ($i = 0, \dots, 6N_{CBPS} - 1$) représentent l'entrée et la sortie des bits des symboles entrelacés, respectivement. Cela se traduit par l'équation suivante [13]

$$S(i) = U \left\{ \text{Floor} \left(\frac{i}{N_{CBPS}} \right) + 6 \text{Mod}(i, N_{CBPS}) \right\} \quad (3.3)$$

où Floor (A) arrondit les éléments de A au plus proche entier inférieur ou égal à A et Mod (a, b) renvoie le reste après la division de a par b.

Les sorties des blocs de symboles entrelacés sont regroupés en blocs de bits N_{CBPS} et permutés en utilisant un bloc entrelaceur intra-symbole régulier de la taille $N_{BI2} = 10 \times N_{Tint}$. Les séquences $\{S(i)\}$ et $\{V(i)\}$, ($i = 0, \dots, 6N_{CBPS} - 1$) représentent les bits d'entrée et de sortie de l'entrelaceur, respectivement. La sortie de l'entrelaceur est donnée par la relation suivante [13]

$$V(i) = S \left\{ \text{Floor} \left(\frac{i}{N_{Tint}} \right) + 10 \text{Mod}(i, N_{Tint}) \right\} \quad (3.4)$$

3.2.3 *Étalement dans le domaine temporel et fréquentiel*

En MB-OFDM, deux systèmes de diversité peuvent être utilisés pour obtenir l'élargissement de la bande passante, cela est assuré par un code correcteur d'erreurs. Le premier système est l'étalement dans le domaine fréquentiel et qui consiste à transmettre deux fois la même information dans un seul et même symbole OFDM. Ceci est réalisé en introduisant des conjugués symétriques à l'entrée de l'IFFT. Plus précisément, les symboles de données sont envoyés sur la première moitié des sous-porteuses de données et leur conjugués symétriques sont transmis sur la deuxième moitié des sous-porteuses. Cela introduit un facteur d'étalement de deux et donc on gagne dans la diversité fréquentielle.

Le deuxième système est l'étalement dans le domaine temporel, cela est réalisé en transmettant le même symbole OFDM dans deux différentes sous-bandes de fréquence. Cette technique se traduit par la diversité inter-sous-bande et permet de maximiser la diversité fréquentielle. De plus, elle permet d'améliorer les performances en présence d'un autre dispositif.

3.2.4 *Mappage de sous-porteuses*

Les sous-porteuses des données transportent les informations modulées par la modulation en déplacement de phase en quadrature, QPSK, ou la modulation de la porteuse double, DCM. La modulation QPSK est utilisée pour des débits de données compris entre 80 et 200 Mbps. En utilisant la modulation QPSK, un symbole de 2 bits est mappé sur une sous-porteuse. La modulation DCM exploite la diversité du canal par sa robustesse contre les multi-trajets et les interférences. Cela se fait en ajoutant une autre forme de redondance pour les débits plus élevés, de 320 à 480 Mbps. La redondance supplémentaire est introduite en mappant 4 bits sur 2×16 points de constellations [14]. Le symbole DCM de 4 bits est mappé sur deux sous-porteuses individuelles du même symbole OFDM, avec une séparation de 50 sous-porteuses d'environ 206 MHz et ce en utilisant une modulation 16 QAM. Si deux sous porteuses, avec les mêmes informations, sont séparées par une grande largeur de

bande, la probabilité d'exprimer un évanouissement profond de l'information codée est extrêmement faible. Un exemple de constellations de la modulation à double porteuse, DCM, est présenté par la Figure 3.5, ci-dessous.

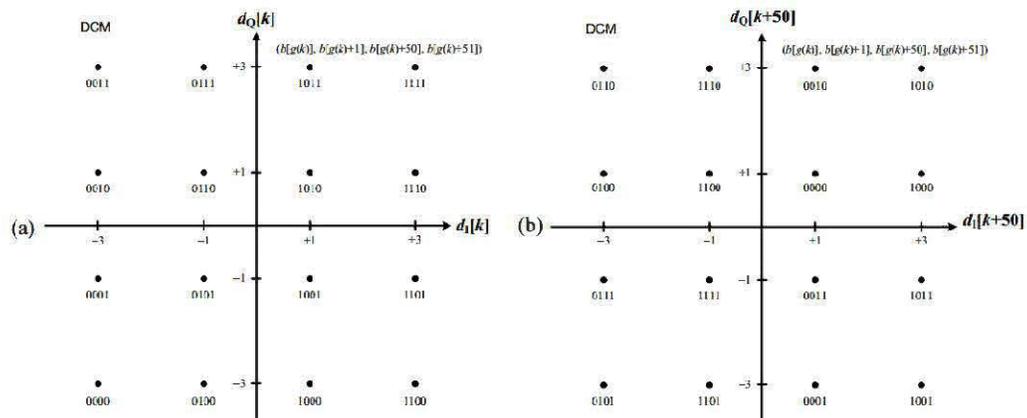


Figure 3-5 Constellations 16-QAM de la modulation DCM pour les débits 320, 400 et 480 Mbit/s du système MB-OFDM.

3.3 L'ARCHITECTURE DU RÉCEPTEUR WIMEDIA

Le récepteur proposé pour MB-OFDM [15] est représenté à la Figure 2.16 et le processus d'estimation du canal et de détection des données sont effectués de façon indépendante.

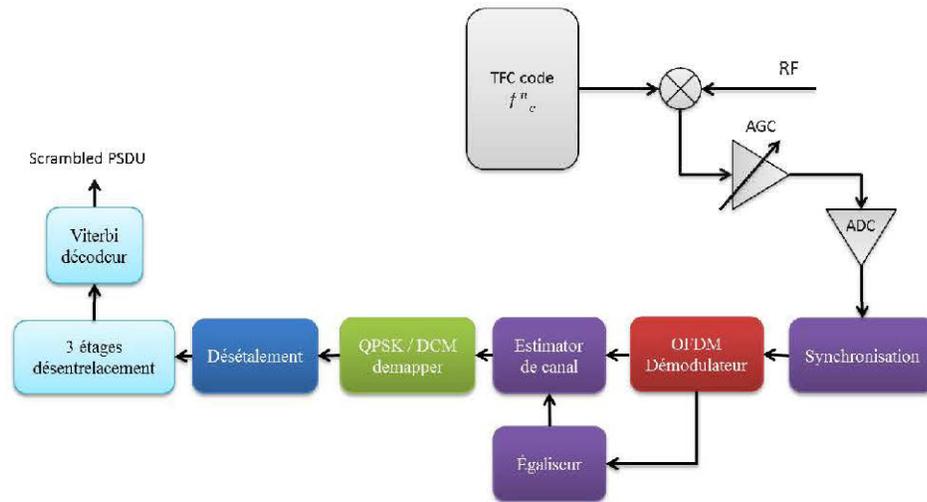


Figure 3-4 Récepteur MB-OFDM .

Après avoir enlevé le préfixe cyclique CP et effectué l'FFT au niveau du récepteur, le symbole OFDM, reçu sur une sous-bande de données, peut être écrit comme suit [13]

$$y = H_d s + z \quad (3.5)$$

où les deux vecteurs y et s , de longueurs $N_{\text{données}} \times 1$, désignent les symboles reçus et transmis, respectivement. Le vecteur aléatoire de bruit z est supposé être de moyenne nulle, de symétrie circulaire, gaussien complexe avec une distribution $z \sim \mathcal{CN}(0, \sigma_z^2)$. $H_d = \text{diag}(H)$ est la diagonale de la matrice, de taille $N_{\text{données}} \times N_{\text{données}}$, du canal.

3.3.1 Estimation du canal

Afin d'estimer le canal, un système MB-OFDM envoie des symboles pilotes OFDM au début de la trame d'informations. Selon le modèle proposé à l'équation 3.5, le signal reçu pendant un intervalle de formation du canal, en considérant l'estimation du canal H avec des entraînements N_p des symboles $S_{p,i}$, avec $i = 1, \dots, N_p$, est donné par [13]

$$Y_p = H_d S_p + Z_p \quad (3.6)$$

où chaque colonne $S_P = [s_{P,1}, \dots, s_{P,N_P}]$, de la matrice de taille $N_{\text{données}} \times N_P$, contient un symbole pilote OFDM. Les entrées de la matrice du bruit Z_P ont la même distribution que celle de z . L'estimation moindres carrés (LS) de H_d est obtenue en minimisant $\|Y_P - H_d S_P\|_F^2$ [13]

$$\hat{H}_d^{LS} = Y_P S_P^\dagger (S_P S_P^\dagger)^{-1} \quad (3.7)$$

3.3.2 Décodage du canal

Après avoir égalisé dans le domaine fréquentiel et désentrelacé le signal reçu, MB-OFDM utilise habituellement un décodeur de Viterbi afin d'estimer les bits de données transmis. Pour une description détaillée de l'algorithme de Viterbi, voir [1].

CHAPITRE 4

LES INTERFÉRENCES WiMAX DANS LES SYSTÈMES MB-OFDM UWB

4.1 INTRODUCTION

Un système à large bande interfère avec les services à bande étroite existants dans la même bande de fréquence. La dégradation de la performance causée par l'interférence dépend évidemment du nombre et de la distribution des interférents, de la puissance relative entre l'interférent et la victime et du type de modulation utilisé. En ce qui concerne la puissance de transmission, les spécifications de la FCC et les normes européennes ECMA-368 [12], l'ont limitée à -43 dBm/MHz pour l'UWB, dans la gamme de fréquence allant de 3,1 à 10,6 GHz. Pour qu'un signal soit défini comme UWB, il doit occuper une bande passante instantanée d'au moins 528 MHz.

Les technologies sans fil sont de plus en plus intégrées avec d'autres réseaux de communications. La coexistence de deux technologies qui opèrent dans la même bande de fréquences donne forcément naissance à des interférences que chacune exerce sur l'autre. Plus précisément, dans ce travail, le système WiMAX est considéré comme interférent. Autrement dit, le déploiement de l'UWB, opérant dans le 1er groupe de bandes de 3.168 GHz à 4.752 GHz, selon les spécifications WiMedia [1], est sensible aux interférences dues aux dispositifs WiMAX, dans la bande 3,5 GHz. Pour cette raison, un grand intérêt pour les techniques de coexistence entre le WiMAX et les systèmes UWB [16, 22] est né.

Les auteurs de [17] ont montré que certains signaux OFDM, à bande étroite, peuvent être modélisés comme une interférence additive sur les systèmes UWB considérés. Cependant, ils ne considèrent pas les systèmes OFDM UWB, tel que MB-OFDM, comme un récepteur victime d'interférences.

La nature, approximativement additive de l'interférence WiMAX, mène à une procédure simple d'atténuation des interférences pour les transmissions MB-OFDM selon la norme ECMA-368. Une analyse théorique de l'effet du signal WiMAX sur le signal MB-OFDM est proposée, un terme qui définit les interférences est déduit et, finalement, une solution pour atténuer ces interférences est proposée.

4.2 MODÈLE D'INTERFÉRENCE

La Figure 4.1 montre le modèle mathématique des interférences proposé dans cette étude.

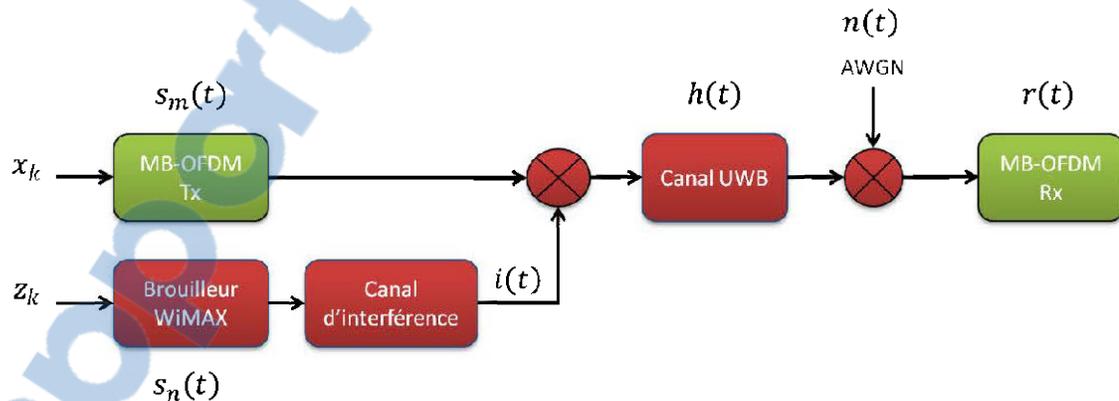


Figure 4-1 Modèle des interférences étudiés.

Les séquences binaires x_k sont modulées en symboles MB-OFDM, $s_m(t)$. Les symboles WiMAX $s_n(t)$ sont, ensuite, ajoutés aux symboles MB-OFDM à l'aide d'un additionneur après être passés par un canal d'interférences. Le signal résultant

passé par un canal UWB, $h(t)$, pour obtenir le signal interféré par le WiMAX. Enfin, ce signal est additionné à un bruit gaussien $n(t)$.

4.2.1 *Modèle du signal MB-OFDM WiMedia*

Le signal MB-OFDM transmis est donné par [18]

$$s_m(t) = \sum_{q=-\infty}^{+\infty} \sum_{k=0}^{N_m-1} x_{k,q} \phi_k(t - qT_m) e^{j2\pi f_m t} \quad (4.1)$$

où N_m , T_m et f_m sont respectivement le nombre de la sous-porteuse, la durée du symbole OFDM et la fréquence de la porteuse [1]. Les symboles QPSK transmis, sont désignés par $x_{k,q}$ en sachant que k et q représentent l'indice de la sous-porteuse et du symbole MB-OFDM, respectivement. La fonction de base pour la sous-porteuse k est donnée par [18]

$$\phi_k(t) = \begin{cases} \frac{1}{\sqrt{D_m}} e^{j2\pi Q_m k(t - C_m)} & , t \in [0, T_m] \\ 0 & , \text{sinon} \end{cases} \quad (4.2)$$

où C_m , $D_m = T_m - C_m$, W_m et $Q_m = W_m/N_m$ sont la durée de l'intervalle de garde et la partie de support des données du symbole OFDM et les largeurs de la bande de transmission et de la bande par sous-porteuse, respectivement.

La norme MB-OFDM intègre un codage convolutif pour la correction d'erreurs [1]. Cependant, dans notre cas, la modulation non codée est d'abord étudiée afin de simplifier l'analyse. De plus, cela permet de se concentrer sur l'effet de l'interférence et étudier plus clairement l'approximation possible pour le signal de l'interférence. Par la suite, un système de suppression des interférences pour MB-OFDM avec un codage selon la norme du standard ECMA-368 est proposé. Enfin, le WiMAX OFDM est introduit.

4.2.2 *Modèle du signal WiMAX*

Le signal WiMAX OFDM transmis est donné par [18]

$$s_n(t) = \sum_{l=-\infty}^{+\infty} \sum_{d=0}^{N_n-1} z_{d,l} \theta_d(t - lT_n) e^{j2\pi f_n t} \quad (4.3)$$

où les symboles modulés sont désignés par $z_{d,l}$.

Le standard WiMAX définit les techniques de modulation BPSK, QPSK, 16-QAM et 64-QAM [2]. Dans ce cas, seuls BPSK et QPSK sont considérés, en raison de la complexité des équations. Toutefois, des analyses similaires peuvent être effectuées pour la modulation QAM et les résultats seront similaires [18]. La fonction de base pour la sous-porteuse d est donnée par [18]

$$\phi_d(t) = \begin{cases} \frac{1}{\sqrt{D_n}} e^{j2\pi Q_n d(t - C_n)} & , t \in [0, T_n] \\ 0 & , \text{sinon} \end{cases} \quad (4.4)$$

4.2.3 Traitement du récepteur

Après être passé par un canal UWB de réponse impulsionnelle $h(t)$, le signal interféré reçu MB-OFDM est transformé en bande de base. Cela est donné par [18]

$$r(t) = [s_m(t) \otimes h(t)] e^{-j2\pi f_m t} + i(t) + n(t) \quad (4.5)$$

où $n(t)$ est un bruit additif blanc, gaussien et complexe (AWGN).

En raison de la bande passante relativement faible du WiMAX et pour plus de simplicité, on considère que le canal WiMAX a une seule réflexion, avec une amplitude A et un décalage de phase α . Le signal interfèrent WiMAX, $i(t)$, est donné par [18]

$$i(t) = A e^{j\alpha} s_X(t - \tau) e^{-j2\pi f_m t} \quad (4.6)$$

où $X \in \{n\}$ et t représente le décalage de synchronisation du signal WiMAX qui est uniformément répartie sur $[0, T_X]$.

Le traitement en bande de base se compose d'un filtre passe-bas adapté à $\phi_k(t)$ sur l'intervalle $[C_m, T_m]$. Pour k sous-porteuses, le filtre passe-bas est donné par [18]

$$\psi_k(t) = \begin{cases} \phi_k^*(T_m - t) & , t \in [T_m - C_m] \\ 0 & , \text{sinon} \end{cases} \quad (4.7)$$

En considérant le symbole MB-OFDM d'indice $q = 0$ et le filtre passe-bas, le signal MB-OFDM résultant pour k sous-porteuses est donné par [18]

$$r_k = (r(t) \otimes \psi_k(t))|_{t=T_m} = \int_{-\infty}^{+\infty} r(t)\psi_k(T_m - t)dt = \tilde{y}_k + \tilde{i}_k + \tilde{n}_k \quad (4.8)$$

où \tilde{y}_k , \tilde{i}_k et \tilde{n}_k désignent le signal reçu, les interférences et le terme de bruit, respectivement.

En sachant que les fonctions de base $\phi_k(t)$ sont orthogonales, le signal reçu \tilde{y}_k est donné par [18]

$$\tilde{y}_k = G_k x_k \quad (4.9)$$

où $G_k = g_k e^{j\eta_k}$ est le gain du canal dans le domaine fréquentiel, il désigne l'échantillon de la transformée de Fourier de $h(t)$ à la fréquence $(f_M + kQ_M)$.

Le terme d'interférences du WiMAX peut être exprimé comme suit [18]

$$\tilde{i}_k = A e^{j\alpha} \sum_{l=-\infty}^{+\infty} \sum_{d=0}^{N_n-1} z_{d,l} \beta_{k,l,d} \quad (4.11)$$

où

$$\beta_{k,l,d} = \int_{C_M}^{T_M} \theta_d(t - lT_n - \tau) \phi_k^*(t) e^{j2\pi\Delta t} dt \quad (4.12)$$

En notant que $\theta_d(t - lT_n - \tau)$ est une exponentielle complexe sur $[lT_n - \tau, T_n + lT_n + \tau]$ et est nulle ailleurs. $\beta_{k,l,d}$ peut, aussi, être exprimé sous la forme finale [18]

$$\beta_{k,l,d} = \frac{e^{j2\pi(Q_m C_m k - Q_n C_n d)}}{j2\pi(Q_n d - Q_m k + \Delta)\sqrt{D_m D_n}} \left(e^{j2\pi(Q_n d - Q_m k + \Delta)U} - e^{j2\pi(Q_n d - Q_m k + \Delta)L} \right) \quad (4.13)$$

où $L = \max(C_M, lT_n + \tau)$, $U = \min(T_m, T_n + lT_n + \tau)$ et $\Delta = f_X - f_m$ et est défini comme la séparation entre les fréquences porteuses des deux systèmes.

4.3 APPROCHE PROPOSÉ

Les interférences causées par la coexistence des systèmes à bande étroite sont un aspect important lors de la conception des dispositifs UWB. Dans notre cas, une analyse du signal MB-OFDM en présence du WiMAX est réalisée.

En supposant que la nature de l'interférence WiMAX est additive, une technique d'atténuation des interférences, composée d'un filtre adaptatif ajouté au niveau du récepteur MB-OFDM, est présentée. La Figure 4.2 montre le procédé pour atténuer les interférences. Cette supposition va être démontée par une simulation et des expérimentations dans les chapitres qui suivent.

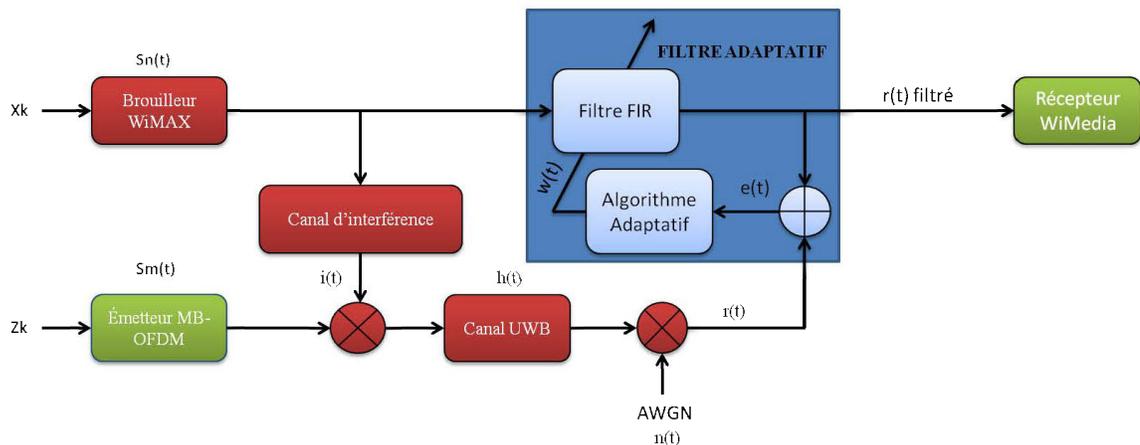


Figure 4-2 Procédé pour l'atténuation des interférences.

Un filtre adaptatif nécessite une séquence d'apprentissage et une stratégie de mise à jour des coefficients du filtre FIR dont l'objectif est la minimisation d'une

erreur. Pour cela, des algorithmes d'optimisation sont utilisés. Le détail de ces algorithmes est expliqué au chapitre 5.

La réponse impulsionnelle d'un filtre adaptatif dépend du signal reçu, de la séquence d'apprentissage et de l'algorithme d'optimisation utilisé. Ces dépendances la rendent, donc, variable dans le temps. Le filtre utilisé dans un filtre adaptatif peut être de type IIR ou FIR.

Le signal filtré $r(t)$ s'écrit comme suit

$$r(n)_{\text{Filtré}} = \sum_{i=0}^{N-1} h_{\text{Filtre } i}(n-1)r(n-1) \Leftrightarrow r(n)_{\text{Filtré}} = h_{\text{Filtre}}^T(n-1)r \quad (4.14)$$

où $r(n)_{\text{Filtré}}$ est le signal obtenu à la sortie du filtre adaptatif, h_{Filtre} est la réponse impulsionnelle du filtre FIR et $r(n)$ est le signal interféré à l'entrée de filtre adaptatif.

CHAPITRE 5

LES FILTRES ADAPTATIFS

5.1 INTRODUCTION

Il existe deux types de bruit : les bruits qui s'éliminent avec de simples filtres et les bruits qui nécessitent d'autres techniques, plus compliquées. Nous faisons référence, pour le premier groupe, au bruit gaussien, au bruit causé par différents composants électroniques, etc. Cependant, pour le deuxième groupe, il est question de bruits causés par les différents appareils de communication, présents dans l'environnement. Ce genre de bruits est dur à combattre mais plusieurs techniques ont été proposées pour le minimiser. [1-45] donner seulement quelques références pas 45

En général, les filtres adaptatifs sont utilisés dans des applications où la bande de fréquence utile et la fréquence principale sont connues. En prenant l'hypothèse que la bande de fréquence du bruit est supérieure à celle du signal principal, on peut extraire le signal utile à l'aide d'un filtre adaptatif centré sur la fréquence désirée.

5.2 ALGORITHMES POUR LES FILTRES ADAPTATIFS

La connaissance des caractéristiques du signal, du bruit et de la fonction de transfert du canal est nécessaire pour la mise en œuvre d'un filtre optimal (filtre de Wiener). De plus, ces caractéristiques sont supposées être stables. Cependant, pratiquement, cela n'est pas possible.

Les filtres adaptatifs sont dotés d'une boucle de retour leur permettant de s'adapter à

l'erreur en changeant les coefficients de la réponse impulsionnelle du filtre, comme la montre la figure ci-dessous.

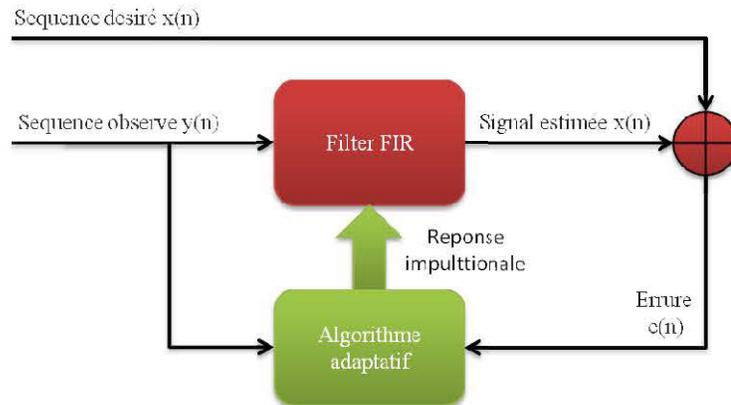


Figure 5-6 Schéma général d'un système de filtrage adaptatif.

En utilisant les algorithmes d'optimisation tels que l'algorithme de moindres carrés (LMS) et l'algorithme récursif des moindres carrés (RLS), les filtres adaptatifs ont pour objectif de minimiser l'erreur. Cela se fait par une stratégie de mise à jour des coefficients du filtre et une série de séquences d'apprentissage.

La réponse impulsionnelle d'un filtre adaptatif, variable dans le temps, dépend du signal reçu, de la séquence d'apprentissage et de l'algorithme d'optimisation utilisé. Le filtre adaptatif, utilisé, peut être de type IIR ou FIR.

A partir de la figure 5.1, chaque point à l'instant n , peut être estimé par un signal $\hat{x}(n)$, à l'aide de la réponse impulsionnelle du filtre calculée à l'instant $(n-1)$. Cela peut s'écrire comme suit [19]

$$\hat{x}(n) = \sum_{i=0}^{N-1} h_i(n-1)y(n-1) \Leftrightarrow \hat{x}(n) = h^T(n-1)y \quad (5.1)$$

où $\hat{x}(n)$ est le signal estimé et $y(n)$ est le signal reçu.

5.2.1 Algorithme récursif des moindres carrés (RLS)

Comme les propriétés statistiques, du signal reçu, sont inconnues, l'algorithme RLS utilise les échantillons d'entrée actuels et antérieurs afin d'estimer l'inverse de la matrice d'autocorrélation, du vecteur d'entrée.

Pour réduire l'influence des échantillons d'entrée à partir de la mesure antérieure, un facteur de pondération λ est utilisé pour chaque échantillon. Ce facteur est introduit dans la fonction de coût ξ [19]

$$\xi(n) = \sum_{k=1}^n \lambda^{n-k} (e(k, n))^2 \quad (5.2)$$

où le signal d'erreur $e(k, n)$ est calculé pour tous les temps $1 \leq k \leq n$ à l'aide des coefficients actuels h , du filtre $e(k, n) = x(k) - h^H(n-1)y(k)$.

Lorsque $\lambda = 1$, l'erreur quadratique, pour toutes les périodes d'échantillonnage k , allant jusqu'à l'échantillon actuel n , est prise en compte dans la fonction coût ξ . Si $0 < \lambda < 1$, l'influence des valeurs d'erreurs antérieures décroît exponentiellement, ceci est appelé la méthode d'exponentielle des moindres carrés pondérés. λ est appelé le facteur d'oubli.

Par analogie à la dérivation des algorithmes LMS, le gradient de la fonction coût par rapport aux pondérations actuelles est [19]

$$\nabla_h \xi(n) = \sum_{k=1}^n \lambda^{n-k} \left(-2E(x(k)y(k)) + 2E(y(k)y^H(k))h(n) \right)^2 \quad (5.3)$$

Lorsqu'on minimise la fonction de coût par la mise à zéro de son gradient $\nabla_h \xi(n) = 0$, on obtient les coefficients optimaux du filtre pour chaque échantillon n

$$R_{yy}(n)h(n) = r_{yx}(n) \quad (5.4)$$

où

$$R_{yy}(n) = \sum_{k=1}^n \lambda^{n-k} y(k)y^H(k) \quad (5.5)$$

et

$$r_{xy}(n) = \sum_{k=1}^n \lambda^{n-k} y(k)x^*(k) \quad (5.6)$$

Pour trouver le vecteur de coefficients $h(n)$, la matrice inverse $R_{yy}^{-1}(n)$ est nécessaire. En utilisant la matrice d'inversion lemma [19], une équation de mise à jour récursive, $P(n) = R_{yy}^{-1}(n)$, est déduite [19]

$$P(n) = \lambda^{-1}P(n-1) + \lambda^{-1}k(n)y(n) \quad (5.7)$$

où

$$k(n) = \frac{\lambda^{-1}P(n-1)y(n)}{(1 + \lambda^{-1}y^H(n)P(n-1)y(n))} \quad (5.8)$$

Enfin, l'équation de mise à jour des coefficients du filtre est donné par

$$h(n) = h(n-1) + k(n)(x^*(n) - y^H(n)h(n-1)) \quad (5.9)$$

Le détail de cet algorithme est donné ci-dessous.

Tableau 5-1 *Détail de l'algorithme RLS [19].*

<p>Initialiser en mettant :</p> $R_{yy}(0) = \frac{1}{\delta} I_N, \delta \text{ est un petit nombre positif}$ $h(0) = 0$ <p>Pour chaque échantillon de temps $n = 1, 2, \dots$ effectuer les opérations</p>

suivantes :

$$\hat{x}(n) = h^T(n-1)y(n)$$

$$e(k, n) = x(k) - h^H(n-1)y(k)$$

$$P(n) = \frac{1}{\alpha} \left(\lambda^{-1}P(n-1) + \lambda^{-1} \frac{\lambda^{-1}P(n-1)y(n)}{(\alpha + \lambda^{-1}y^H(n)P(n-1)y(n))} y(n) \right)$$

$$h(n) = h(n-1) + k(n)(x^*(n) - y^H(n)h(n-1))$$

5.2.2 Algorithme des moindres carrés (LMS)

L'algorithme des moindres carrés LMS est un algorithme d'approximation de la plus forte pente qui utilise une estimation instantanée du vecteur de gradient d'une fonction de coût. L'estimation du gradient est basée sur des valeurs d'échantillonnage du vecteur d'entrée et d'un signal d'erreur. L'algorithme effectue une itération sur chaque coefficient, du filtre, en le déplaçant dans la direction du gradient approximé [45]. Pour l'algorithme LMS, il est nécessaire de disposer d'un signal de référence $x(n)$, représentant la sortie du filtre souhaité. La différence entre le signal de référence et la sortie réelle, du filtre numérique, est le signal d'erreur.

$$e(n) = x(n) - h^H(n)y(n) \quad (5.10)$$

Le rôle de l'algorithme LMS est de trouver un ensemble de coefficients h , du filtre, qui minimise l'erreur quadratique par rapport à la valeur du signal désiré $x(n)$.

$$E(e^2(n)) = E(x^2(n)) - h^H(n)2E(x(n)y(n)) + h^H(n)E(y(n)y^H(n))h(n) \quad (5.11)$$

L'approche de descente, du gradient, exige que la position sur la surface d'erreur, en fonction des coefficients actuels, doit être déplacée dans le sens de la plus

forte pente; autrement dit, dans le sens de la pente négative, de la fonction de coût $\xi(n) = E(e^2(n))$, tout en respectant le vecteur des coefficients. [19]

$$-\nabla_h \xi(n) = E(x(n)y(n)) - 2E(y(n)y^H(n))h(n) \quad (5.12)$$

où $E(xy) = p$ est le vecteur de corrélation croisée entre le signal de sortie souhaité et le vecteur d'entrée et $E(yy^H) = R$ est la matrice d'autocorrélation du vecteur d'entrée qui est, généralement, estimée à l'aide d'un grand nombre d'échantillons de x et de y .

Cependant, dans l'algorithme LMS, une estimation très courte terme est utilisée en tenant, seulement, compte des échantillons actuels, $E(x(n)y(n)) = x(n)y(n)$ et $E(y(n)y^H(n)) = y(n)y^H(n)$, ce qui conduit à une équation de mise à jour des coefficients du filtre.

$$h(n) = h(n-1) + \mu y(n)e^*(n) \quad (5.13)$$

où le paramètre μ est la taille du pas qui contrôle la distance de déplacement le long de la surface d'erreur. Il est choisi en fonction du critère suivant [19]

$$\mu < \frac{1}{\lambda_{max}} \quad (5.14)$$

où λ_{max} est, approximativement, la trace de la matrice d'autocorrélation R , $\lambda_{max} \approx \text{tr}(R)$.

Les détails concernant l'algorithme LMS sont présentés ci-dessous

Tableau 5-2 *Détail de l'algorithme LMS [19].*

Initialiser en mettant :
$h(0) = 0$
Pour chaque échantillon de temps $n = 1, 2, \dots$ effectuer les opérations

suivantes :

$$\hat{x}(n) = h^T(n-1)y(n)$$

$$e(n) = x(n) - \hat{x}(n)$$

$$h(n) = h(n-1) + \mu y(n)e^*(n)$$

5.3 COMPARAISON DES DEUX ALGORITHMES LMS ET RLS

Le problème qui se pose, dans ce travail, est le choix d'un algorithme d'optimisation. Ce choix est guidé par le nombre d'opérations nécessaires à chaque étape pour mettre à jour les coefficients. De plus, il est guidé par la vitesse de convergence de l'algorithme; autrement dit, par la longueur de la séquence d'apprentissage, nécessaire pour obtenir un filtre adapté.

Si une méthode répond à ces deux critères, simultanément, elle est, systématiquement, choisie. L'algorithme LMS nécessite moins de calcul, à chaque étape, mais sa convergence est plus lente que celle du RLS, comme le montre la figure 5.2, ci-dessous. Cependant, l'algorithme RLS est très gourmand, en termes de calcul.

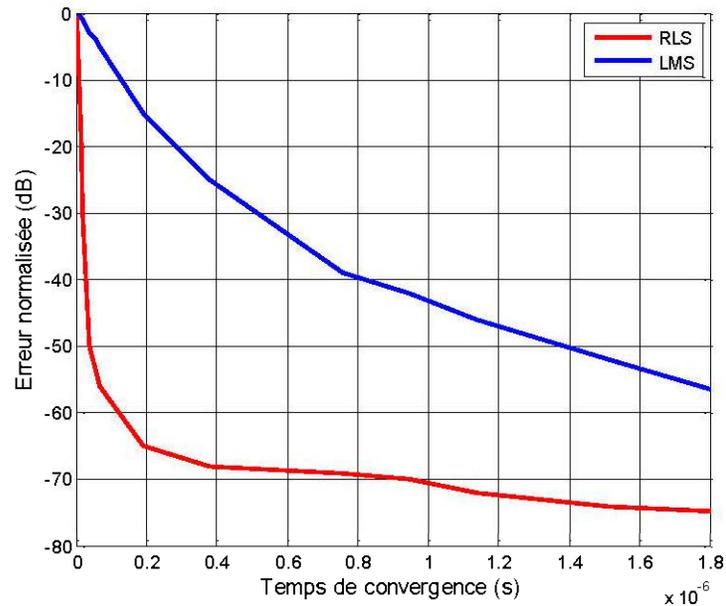


Figure 5-2 Erreur en dB vs le temps de convergence du filtre pour la comparaison des vitesses de convergence des algorithmes RLS et LMS.

5.4 CONCLUSION

Les impulsions UWB sont de l'ordre de 1 ns, ce qui les place parmi les signaux les plus rapides. Dans ce travail, seul l'algorithme RLS est considéré; sa rapidité de convergence satisfait nos exigences en termes de rapidité.

De plus, le choix de l'ordre du filtre numérique est très important car en augmentant l'ordre du filtre, le nombre de calculs et le coût augmentent.

Comme le but de ce travail est l'intégration de deux technologies dans un même dispositif, le signal de brouilleur peut être facilement détecté en reliant le brouilleur à l'entrée bruit, du filtre. Cela réduit considérablement le nombre de calcul du filtre. Pour notre cas, l'ordre du filtre RLS est 2, ce qui est largement, suffisant pour éliminer un signal brouilleur déjà connu.

CHAPITRE 6

SIMULATION

6.1 LE MODÈLE DE L'INTERFÉRENCE

La Figure 6.1 montre le modèle de la simulation des interférences, proposé dans cette étude.

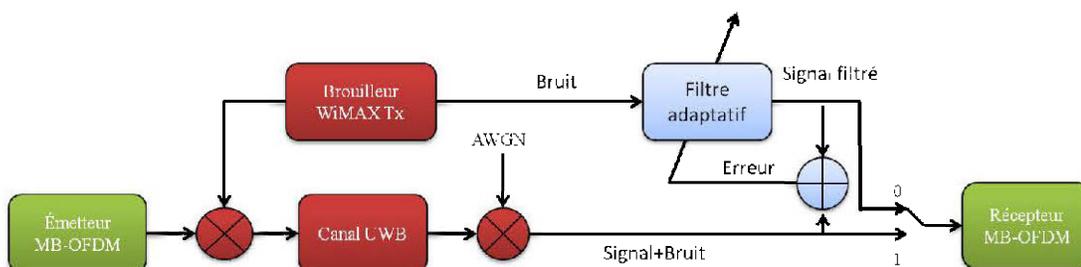


Figure 6-1 Modèle des interférences étudiés.

Les symboles MB-OFDM sont générés par l'émetteur MB-OFDM puis interférés par les symboles WiMAX à l'aide d'un additionneur. Le signal résultant passe par un canal UWB pour obtenir le signal interféré par le WiMAX. Enfin, ce signal est additionné à un bruit gaussien. Le signal reçu au niveau du récepteur MB-OFDM est démodulé puis comparé avec les paquets envoyés pour obtenir le taux d'erreurs des paquets, PER. Après cela, le filtre adaptatif RLS est ajouté à l'aide d'un switch d'un commutateur pour éliminer les interférences.

6.2 LE MODÈLE WiMEDIA

6.2.1 Chaîne de transmission WiMedia

La Figure 6.2 illustre les différents blocs qui constituent la chaîne de transmission MB-OFDM.

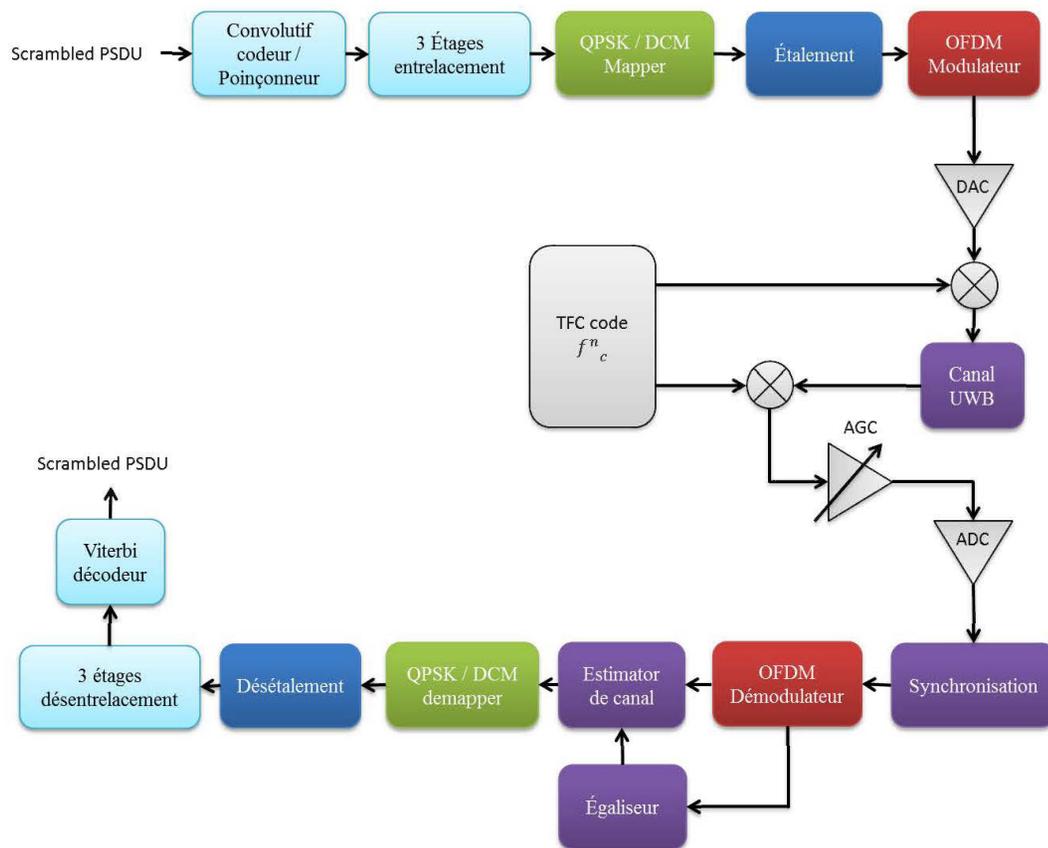


Figure 6-2 La chaîne de transmission MB-OFDM (WiMedia).

Au niveau du transmetteur, des symboles de données, ayant chacun une largeur de bande de 528 MHz, sont obtenus par la modulation OFDM. Chaque symbole OFDM a un nombre total de 128 sous-porteuses : 100 sous-porteuses de données, 10 sous-porteuses de garde, 12 sous-porteuses pilotes et 6 sous-porteuses nulles. Les 128 sous-porteuses, constituant le symbole OFDM, sont modulées par la

modulation QPSK ou la modulation de porteuse double (DCM). Le spectre sans licence entre 3,1 et 10,6 GHz, attribué par la FCC pour le MB-OFDM, est divisé en 14 bandes de 528 MHz. Les bandes sont regroupées en groupes de bandes composées de deux ou trois bandes. Au moins un de ces groupes de bandes doit être pris en charge. La correction d'erreurs directes de codage (FEC), l'étalement du domaine temporel (TDS) et l'étalement du domaine fréquentiel (FDS) sont fournis pour avoir une performance optimale. La correction d'erreurs directes est basée sur un code convolutif avec un taux de codage de 5/8 pour avoir un débit de 200 Mbps. D'autres taux de codage sont calculés en utilisant la perforation (*puncturing*) pour obtenir des différents débits. L'étalement du domaine temporel consiste à transmettre la même information sur deux symboles OFDM consécutifs. L'étalement du domaine fréquentiel comporte la transmission de la même information sur deux sous-porteuses distinctes, au sein du même symbole OFDM.

Au niveau du récepteur, l'offset et le saut de fréquences sont enlevés. Les périodes de garde, la synchronisation des trames et le remplissage des zéros et des séquences d'estimation du canal sont éliminés par le bloc OFDM récepteur afin de retrouver les symboles OFDM. Le signal résultant est démodulé par le démodulateur QPSK pour être ensuite désentrelacé. Le bloc décodeur Viterbi est utilisé pour décoder le signal.

6.2.2 Paramètres de simulations

Le Tableau 6.1 présente les paramètres de synchronisation du signal, MB-OFDM, utilisé pour la simulation

Tableau 6-1 Les paramètres de synchronisation du signal, MB-OFDM.

Description	Paramètre	Valeur
Fréquence d'échantillonnage	f_s	528 MHz
Taille de l'FFT	N_{FFT}	128
Nombre des sous-porteuses de données	N_D	100
Nombre des sous-porteuses pilotes	N_P	12
Nombre des sous-porteuses de garde	N_G	10

Nombre total des sous-porteuses	$N_T = N_D + N_P + N_G$	122
Espacement fréquentiel entre les sous-porteuses.	$\Delta f = f_s / N_{FFT}$	4.125 MHz
Période de l'IFFT et de l'FFT	$T_{FFT} = (\Delta f)^{-1}$	242.42 ns
Durée de remplissage des zéros	T_{ZPS}	70.08 ns
Nombre d'échantillons dans le remplissage des zéros	N_{ZPS}	37
Durée d'un symbole	$T_{SYM} = T_{FFT} + T_{ZPS}$	312.5 ns
Débit d'un symbole	$F_{SYM} = (T_{SYM})^{-1}$	3.2 MHz
Nombre total d'échantillons par symbole	$N_{SYM} = N_{FFT} + N_{ZPS}$	165

Les débits de données dépendent du taux de codage, de la modulation, du TDS et du FDS. À partir de ces informations, les débits peuvent être déduits.

Le Tableau 6.2 montre les différents débits de données dépendamment des paramètres.

Tableau 6-2 Les différents débits de données du système MB-OFDM.

Débit (Mbps)	Modulation	Taux de codage	FDS	TDS
53.3	QPSK	1/3	Oui	Oui
80	QPSK	1/2	Oui	Oui
106.7	QPSK	1/3	Non	Oui
160	QPSK	1/2	Non	Oui
200	QPSK	5/8	Non	Oui
320	DCM	1/2	Non	Non
400	DCM	5/8	Non	Non
480	DCM	3/4	Non	Non

Par exemple, en utilisant une modulation QPSK, un taux de codage de 5/8 et un TDS, on peut attendre 200 Mbps. Les symboles transmis sur 100 sous-porteuses de données avec une modulation QPSK transmettent 200 bits. Toutefois, si TDS est utilisé, les mêmes données sont envoyées deux fois sur le même symbole. Par conséquent, l'efficacité est égale à 100 bits (200 bits/2). Pour un taux de codage de 5/8, les bits d'informations sont, seulement, 62,5 bits. Comme la durée du symbole OFDM est de 312,5 ns, le débit de données disponible est de 62,5 bits/312.5 ns, autrement dit, 200 Mbps.

6.2.3 Canal UWB

Une version modifiée du modèle Saleh-Valenzuela donne des résultats qui se rapprochent plus des mesures obtenues dans les canaux UWB que les autres modèles. Ce modèle nécessite quatre différents paramètres pour décrire l'environnement : le temps d'arrivée du cluster, les angles d'arrivée du cluster, le facteur de décroissance du cluster et le facteur de décroissance des angles d'arrivée. Ces quatre paramètres offrent une grande flexibilité pour modéliser des environnements très différents [20]. Les temps d'arrivée des clusters et des angles sont modélisés en utilisant deux distributions, indépendantes, de Poisson, offrant ainsi un modèle plus précis. La différence entre le modèle Saleh-Valenzuela et sa version modifiée est l'utilisation de la distribution Rayleigh pour la version modifiée au lieu de la distribution log-normale utilisée pour le modèle Saleh-Valenzuela. Les canaux sont simulés sur la base du modèle de la version modifiée de Saleh-Valenzuela, proposée par la norme IEEE 802.15.3.

La réponse impulsionnelle du canal peut être exprimée comme suit [20]

$$h(t) = X \sum_{a=1}^N \sum_{k=1}^{K(n)} \alpha_{nk} \delta(t - T_n - \tau_{nk}) \quad (6.1)$$

où X est une variable aléatoire log-normale représentant le gain de l'amplitude du canal, N est le nombre de clusters observés, $K(n)$ est le nombre de trajets multiples reçus dans le $n^{\text{ième}}$ cluster, α_{nk} est le coefficient du $k^{\text{ième}}$ multi trajet du $n^{\text{ième}}$ cluster, T_n est le temps d'arrivée du $n^{\text{ième}}$ cluster et τ_{nk} est le retard du $k^{\text{ième}}$ trajet multiple dans le $n^{\text{ième}}$ cluster.

La Figure 6.3 illustre la réponse impulsionnelle de canal UWB IEEE 802.15.3, simulées dans MATLAB.

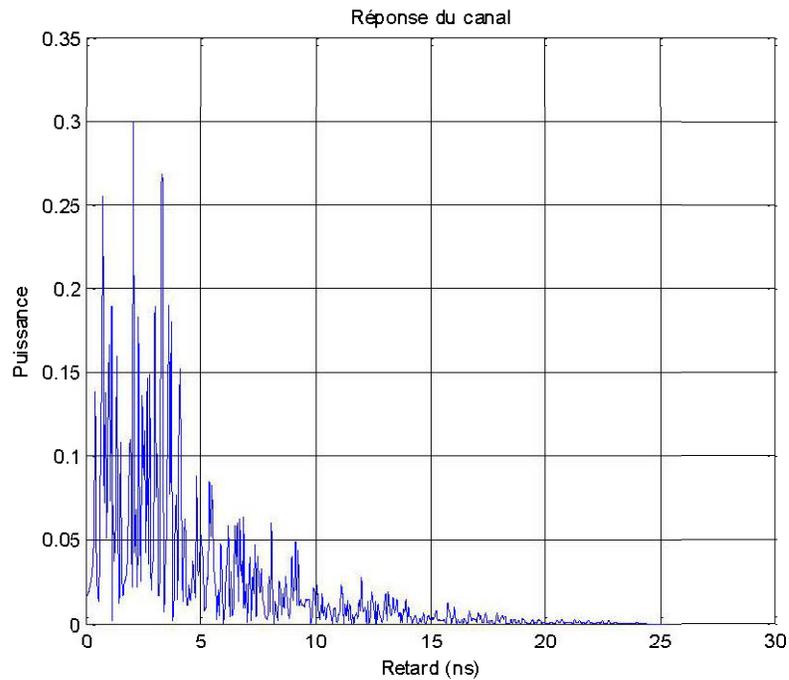


Figure 6-3 représentent la réponse impulsionnelle du canal UWB.

6.3 LE MODÈLE WiMAX

6.3.1 Chaîne de transmission WiMAX

La Figure 6.4 illustre les différents blocs qui constituent la chaîne de transmission WiMAX.

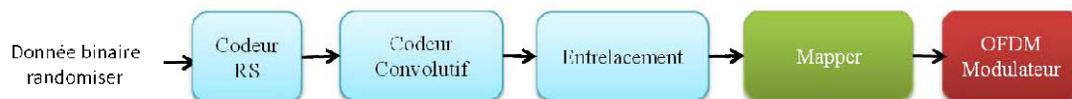


Figure 6-4 Schéma bloc de la chaîne de transmission.

Le système OFDM fonctionne sur le principe de la division du spectre de fréquences. Les sous-porteuses qui sont orthogonales peuvent créer un chevauchement, ce qui permet d'avoir une meilleure efficacité spectrale.

L'orthogonalité des sous-porteuses est maintenue avec une petite perte du SNR même si le signal passe par un canal à évanouissement sélectif en fréquences [6]. Le signal binaire aléatoire est d'abord généré, regroupé sous forme de symboles et finalement codé pour la correction d'erreurs. Pour avoir différents débits de données, la modulation adaptative est utilisée. Après l'insertion de la bande de garde, la transformée de Fourier rapide inverse, IFFT, convertit les symboles dans le domaine temporel et les place dans différentes sous-porteuses. Un préfixe cyclique est, ensuite, utilisé pour éviter les interférences inter-symboles, ISI, et inter-sous-porteuses, ICI. Le canal est considéré comme un canal à trajets multiples additionné à un bruit blanc gaussien.

6.3.2 Paramètres de simulation

Le tableau 6.3 présente les paramètres de synchronisation du signal WiMAX, utilisés pour la simulation.

Tableau 6-3 Les paramètres de synchronisation du signal WiMAX.

Description	Paramètre	Valeur
Fréquence d'échantillonnage	f_s	22.4 MHz
Taille de l'FFT	N_{FFT}	2048
Nombre des sous-porteuses de données	N_D	1440
Nombre des sous-porteuses pilotes	N_P	240
Nombre des sous-porteuses de garde	N_G	368
Espacement fréquentiel entre les sous-porteuses.	$\Delta f = f_s / N_{FFT}$	10.9375 kHz
Période de l'IFFT et de l'FFT	$T_{FFT} = (\Delta f)^{-1}$	91.4 us
Durée de remplissage des zéros	T_{ZPS}	11.4 us
Durée d'un symbole	$T_{SYM} = T_{FFT} + T_{ZPS}$	102.9 us
Débit d'un symbole	$F_{SYM} = (T_{SYM})^{-1}$	9.71 kHz

6.4 RÉSULTATS DE LA SIMULATION

Pour obtenir le taux d'erreurs des paquets (PER) du lien WiMedia en fonction de la distance du WiMAX, la distance du lien WiMedia est fixée à 4m, 10m et 18m

pour les débits 106, 200 et 480 Mbits/s, respectivement, tandis que la distance séparant le transmetteur WiMAX du récepteur WiMedia varie. Les résultats présentés sont obtenus en considérant les paramètres du Tableau 6.4, ci-dessous.

Tableau 6-4 Les paramètres de la simulation.

Description	WiMAX	MB-OFDM
Fréquence central F_c	3.5 GHz	3.432 GHz
Band passant BW	20 MHz	528 MHz x3
Modulation	QPSK (3/4)	QPSK (5/8)

La Figure 6.5 représente le PER du lien WiMedia interféré par le WiMAX en fonction de la distance, entre le transmetteur WiMAX et le récepteur WiMedia, et ce pour les trois différents débits : 106, 200 et 480 Mbps. La distance du WiMAX et la distance du lien WiMedia, sont simulée en utilisant l'équation suivante

$$Perte\ de\ trajet = 20 \times \log_{10}(4\pi f_c/3e^8) - 20 \times n * \log_{10}(d) \quad (6.2)$$

où $n = 1,8$ est l'exposant de perte de trajeté dans la mine CANMET [21].

La Figure 6.5 montre qu'en augmentant la distance de séparation, le PER diminue pour les débits 106, 200 et 480 Mbps. Autrement dit, plus le WiMAX s'approche du récepteur WiMedia, plus la dégradation du signal reçu, WiMedia, augmente.

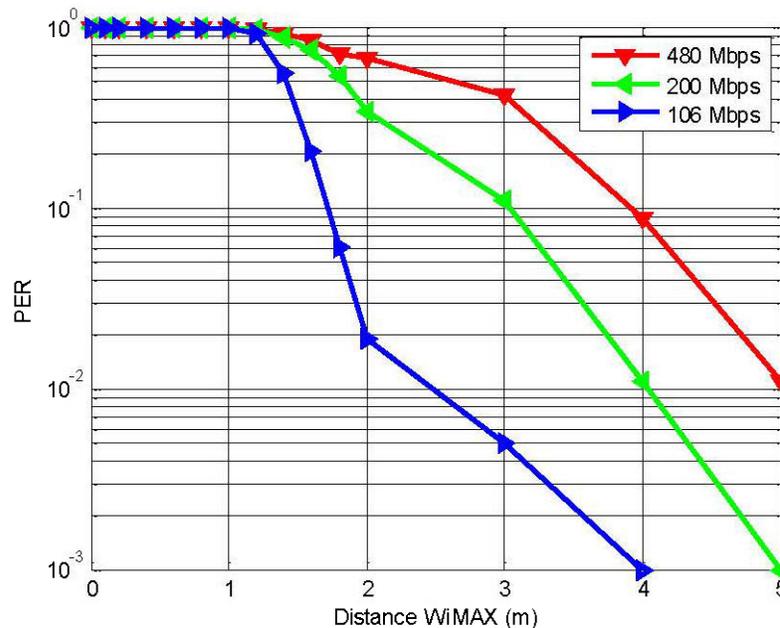


Figure 6-5 PER du lien WiMedia dans la mine en présence du WiMAX pour les débits : 106, 200 et 480 Mbits/s.

Pour 106 Mbits/s, lorsque la distance de séparation est égale à 2.5 m pour une distance du lien de 18m, le taux d'erreur des paquets est acceptable; le signal WiMedia peut alors être démodulé. D'un autre côté, lorsque la distance de séparation est inférieure à 2.5 m, le PER est proche de supérieur à 10^{-2} , ce qui signifie qu'il y a plus de 10 % d'erreurs; le signal WiMedia ne peut donc pas être démodulé.

Pour les débits 200 et 480 Mbits/s, il faut que la distance de séparation soit supérieure à 4 m et 5m, respectivement, pour avoir un PER qui satisfait les exigences du standard WiMedia, d'après les résultats obtenus dans la littérature. Le lien à 480 Mbits/s est plus vulnérable aux interférences que les deux autres débits.

Finalement, plus le débit augmente, plus le lien WiMedia devient vulnérable aux interférences et plus le WiMAX est proche du lien WiMedia, inférieur à 5 m, le taux d'erreurs des paquets se détériore, ce qui signifie que le signal WiMedia ne peut pas être démodulé correctement.

La figure 6.6 représente le PER du lien WiMedia interféré par le WiMAX, en fonction de la distance, entre le transmetteur WiMAX et le récepteur WiMedia, en appliquant le filtre adaptatif RLS et ce pour les trois différents débits : 106, 200 et 480 Mbits/s.

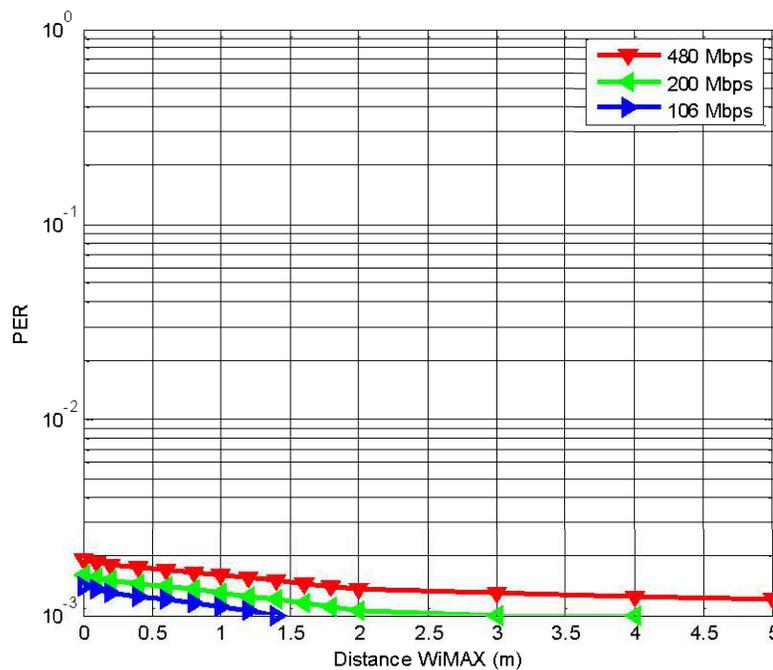


Figure 6-6 PER du lien WiMedia dans la mine avec filtre adaptatif RLS pour les débits : 106, 200 et 480 Mbits/s.

La figure 6.6 montre qu'en appliquant le filtre adaptatif, les interférences sont complètement éliminées. Cela montre que ce filtre est efficace. Le filtre adaptatif proposé donne des résultats satisfaisants et l'interférence peut être totalement annulée dans un canal UWB, pour les trois débits. Ces résultats justifient la poursuite de l'implémentation physique du système proposé et la réalisation des mesures expérimentales dans la prochaine étape de ce travail.

CHAPITRE 7

EXPÉRIMENTATION

7.1 MINE SOUTERRAINNE

7.1.1 *L'environnement minier*

La mine est un environnement complexe et hostile, les murs et les plafonds se distinguent par leurs irrégularités et leurs surfaces rugueuses. La Figure 7.1 montre la galerie minière à 70 mètres. Les mesures ont été effectuées dans une galerie de la mine expérimentale de CANMET à Val-d'Or, à 70 mètres sous terre.

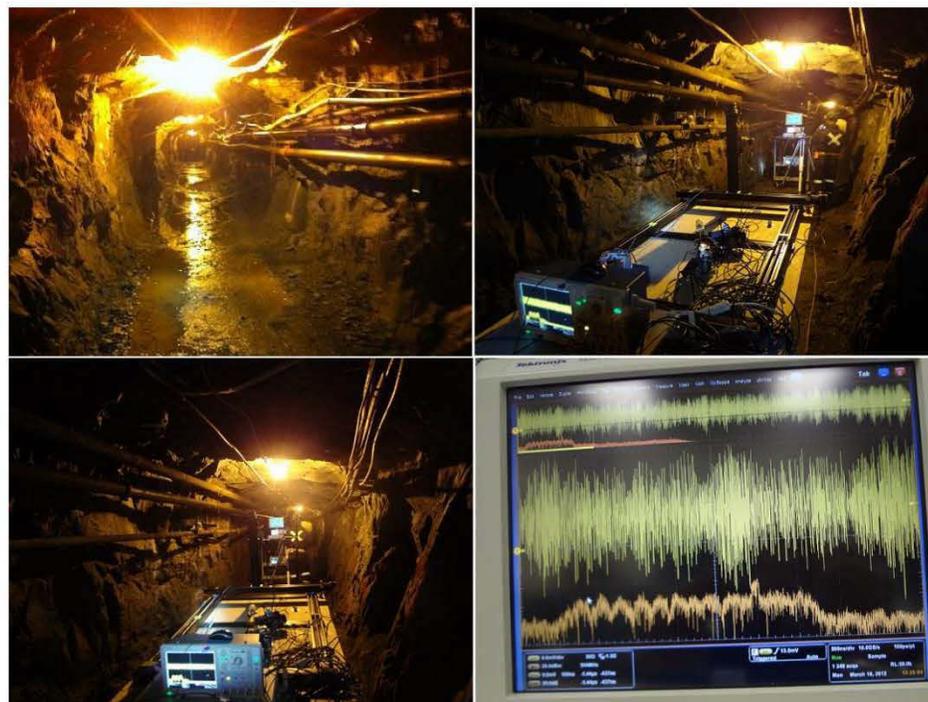


Figure 7-1 La galerie minière à 70 m.

7.1.2 Protocole de mesure

La première étape consiste à étudier les performances d'un lien WiMedia, dans un environnement minier, sur une distance de 18 mètres. Cela est effectué pour trois différents débits : 160, 200 et 480 Mbits/s.

Les mesures sont réalisées au milieu de la galerie en maintenant le transmetteur fixe et en déplaçant le récepteur le long de la galerie. La figure 7.2 montre l'emplacement du lien WiMedia dans la galerie (un seul lien dans la galerie : WiMedia).

Les résultats de l'analyse de ces mesures sont en termes d'erreur de paquet (PER) et de capacité.

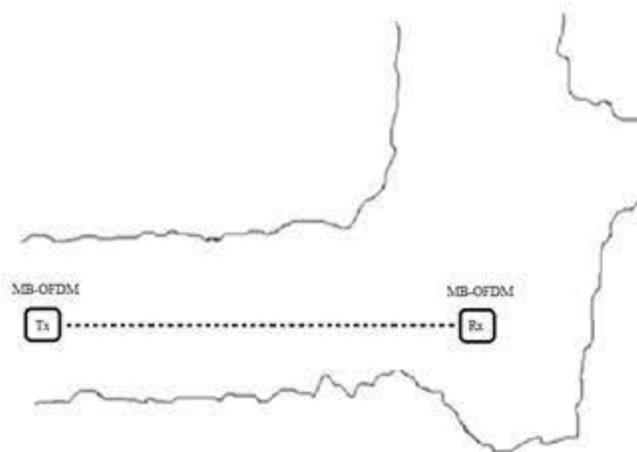


Figure 7-2 Emplacement du lien WiMedia.

La deuxième étape consiste à étudier l'influence du WiMAX sur le lien WiMedia, et ce, en introduisant un transmetteur WiMAX.

Pour se faire, le lien WiMedia est maintenu fixe et un transmetteur WiMAX est placé à proximité du lien, du côté du récepteur. Ce transmetteur est déplacé sur une distance de 5 mètres par rapport au récepteur WiMedia, en gardant le même axe que le lien. Cela est illustré par la Figure 7.3.

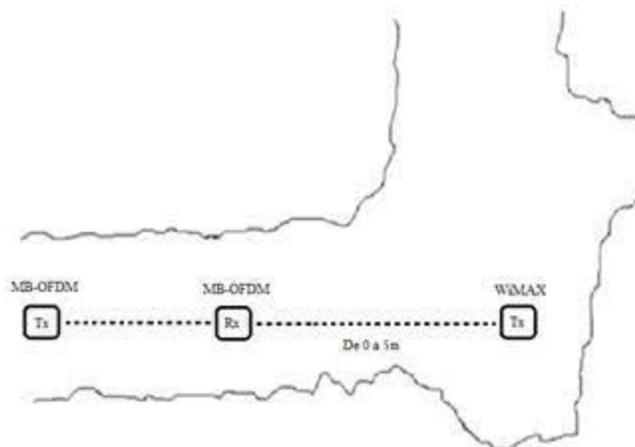


Figure 7-3 Campagne de mesures en présence du WiMAX.

La longueur du lien WiMedia est choisie de façon à obtenir un lien parfait ($PER < 10^{-3}$). Cela est effectué pour les trois différents débits, énoncés plus haut, 160, 200 et 400 Mbps. Le Tableau 7.1 résume toutes les combinaisons de mesure.

Tableau 7-1 Les différentes combinaisons de mesure.

Débits (Mbps)	Lien WiMedia	
	Longueur : $PER \leq 10^{-3}$ (m)	
106	16	
200	8	
480	2	

La troisième et dernière étape consiste à appliquer un filtre adaptatif RLS à la réception pour tenter d'éliminer les interférences causées par le WiMAX. Le chapitre 6 décrit plus en détails le filtre RLS. La figure 7.4 illustre l'application du filtre adaptatif RLS dans le dispositif de mesure.

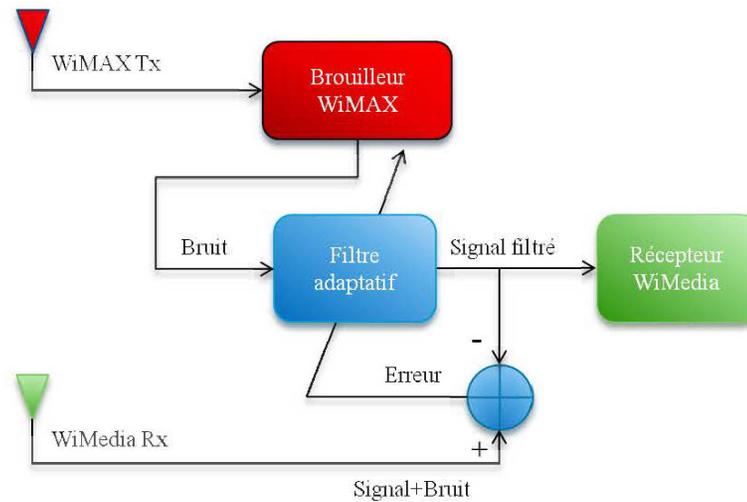


Figure 7-4 Application du filtre adaptatif RLS.

7.1.3 Dispositif de mesure

Le système de mesure utilisé est composé d'un lien point à point, WiMedia, de norme ECMA-368 [1]. Les signaux WiMedia sont, d'abord, générés à l'aide d'un logiciel puis téléchargés dans un générateur de bande de bases R&S-AFQ100B [Annexe1]. Un générateur R&S-SMBV100A [Annexe1] est, ensuite, utilisé pour obtenir la fréquence centrale de 3,423 GHz.

Au niveau de la réception, un LNA [Annexe1] et un mélangeur [Annexe1] sont utilisés pour récupérer le signal qui est introduit dans un oscilloscope TEKTRONIX MSO5204 [Annexe1] puis transféré dans un ordinateur pour être démodulé à l'aide du logiciel Agilent Advanced Design System.

Le signal WiMAX est créé par un générateur ANRITSU MG3700a [Annexe1] doté d'une fréquence centrale de 3.5 GHz et d'une bande passante de 20 MHz. Le signal est, ensuite, amplifié.

La Figure 7.5 représente le schéma-bloc du dispositif de mesures.

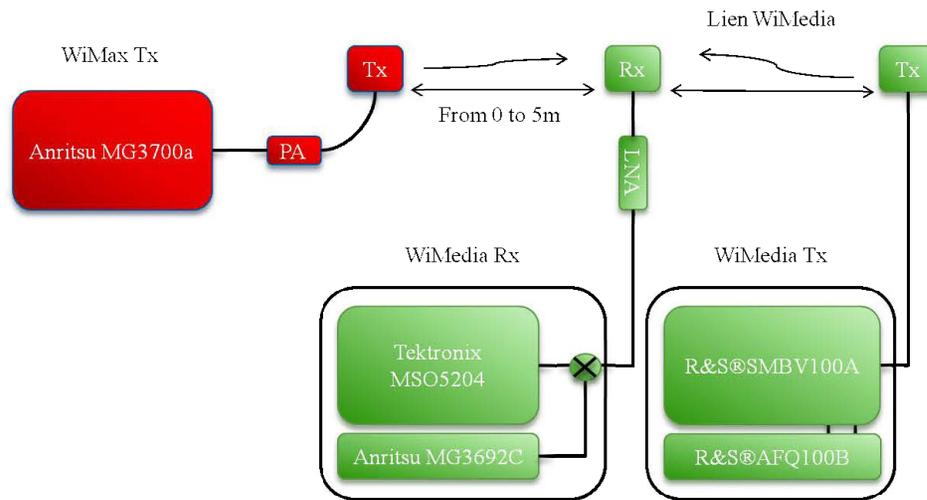


Figure 7-5 Le dispositif de mesure.

7.1.4 Résultats des campagnes de mesure

Le PER et la capacité du lien WiMedia sont les deux paramètres, pris en compte, pour l'analyse des mesures effectuées.

Pour calculer le PER, 1000 trames de 2048 octets chacune, sont envoyées du transmetteur au récepteur WiMedia. La formule suivante permet de déterminer le PER

$$PER = 1 - (1 - BER)^U \quad (7.1)$$

où U est le nombre de bits qui constituent le paquet de 2048 octets, ce qui veut dire U=16384 bits.

La capacité du lien WiMedia est déterminée à l'aide du PER et est calculée comme suit

$$C = R(1 - PER) \quad (7.2)$$

où R est le débit du lien WiMedia en Mbps.

Les figures 7.6 et 7.7 montrent les performances du lien WiMedia pour 3 différents débits dans la mine CANMET au niveau 70 m.

La figure 7.6 représente l'erreur du paquet PER en fonction de la distance, entre le transmetteur et le récepteur et ce pour les trois différents débits : 106, 200 et 480 Mbps.

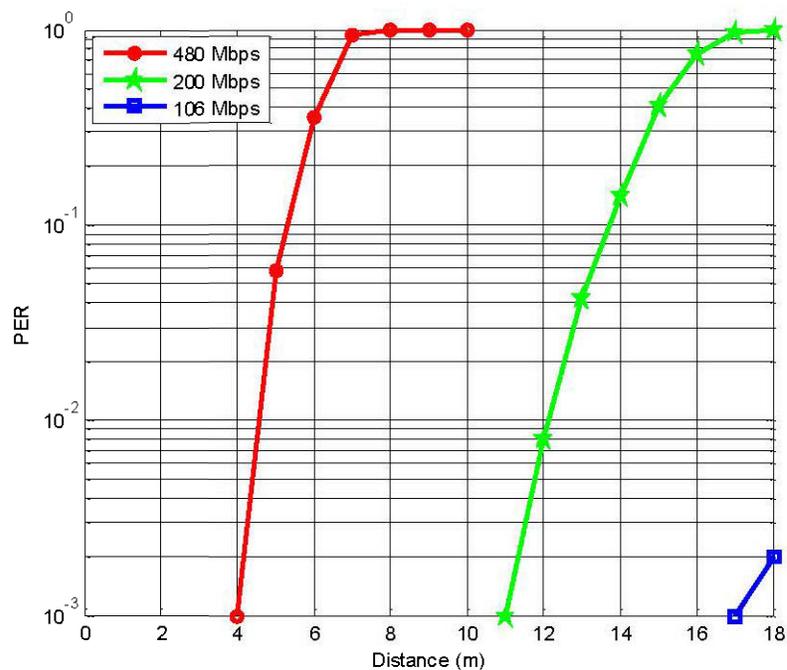


Figure 7-6 PER du lien WiMedia dans la mine en fonction de la distance pour 106, 200 et 480 Mbits/s.

Les résultats du PER montrent que les erreurs de paquets reçus augmentent quand la distance de séparation entre l'émetteur et le récepteur WiMedia augmente.

Pour un PER acceptable, autour de 10%, les distances obtenues sont inférieures à 4.5, 12 et +18 m pour les débits 106, 200 et 480 Mbits/s, respectivement. Cela correspond parfaitement aux résultats du standard WiMedia trouvés dans la littérature. [4, 7]

La Figure 7.7 représente la capacité en fonction de la distance, entre le transmetteur et le récepteur, et ce pour les trois différents débits : 106, 200 et 480 Mbits/s.

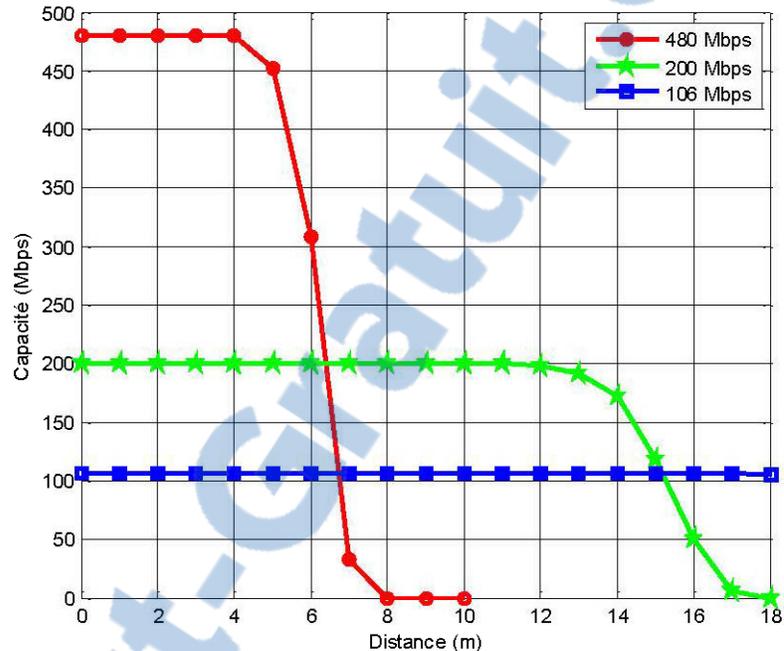


Figure 7-7 La capacité du lien WiMedia dans la mine en fonction de la distance pour 106, 200 et 480 Mbits/s.

Les résultats montrent la diminution de la capacité de transmission du lien WiMedia avec l'augmentation de la distance de séparation entre l'émetteur et le récepteur WiMedia.

Le débit 480 Mbps peut être utilisé quand la distance est inférieure à 5m. Le débit 200 Mbps est utilisé quand la distance est entre 5 et 12 m. Finalement, pour les distances supérieures à 12 m, on utilise le débit 106 Mbps. Cela correspond parfaitement aux exigences spécifiées dans le standard WiMedia. [1]

Les figures 7.8 et 7.9 montrent les performances du lien WiMedia en présence du WiMAX pour les 3 différents débits dans la mine CANMET au niveau 70 m.

La figure 7.8 représente le PER du lien WiMedia, en présence du WiMAX, en fonction de la distance, entre le transmetteur WiMAX et le récepteur WiMedia, et ce pour les trois différents débits : 106, 200 et 480 Mbits/s.

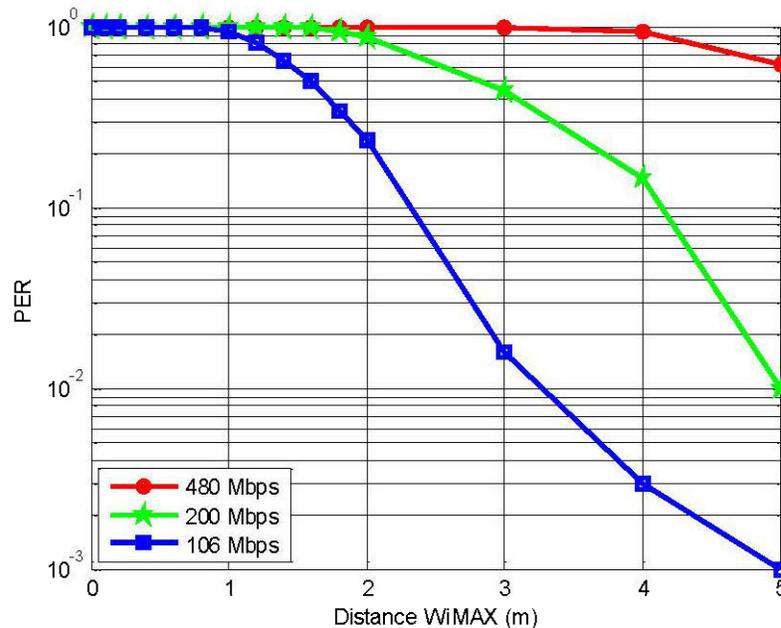


Figure 7-8 PER du lien WiMedia dans la mine en présence du WiMAX.

On constate qu'en présence du WiMax, le lien WiMedia se détériore pour les débits 106, 200 et 480 Mbits/s. Le Tableau 7.2 résume les différentes distances déduites de la Figure 7.8 pour avoir un PER acceptable.

Tableau 7-2 Limite de ligne WiMedia en présence de WiMAX pour différentes combinaisons de mesure.

	Débits (Mbits/s)		
	106	200	480
Distance du lien WiMedia	16 m	8 m	2 m
Distance optimale entre WiMAX et WiMedia (m)	3.5 m	5 m	Line ne fonctionne pas

Pour 106 Mbits/s, le PER est acceptable quand la distance entre le WiMAX et le lien est de 3.5 m pour une distance du lien de 16m. Pour les débits 200, il faut que

la distance qui sépare le transmetteur WiMAX et le récepteur WiMedia soit supérieure à 5 m. Ceci permet d'avoir un PER qui satisfait les exigences du standard WiMedia, d'après les résultats obtenus dans la littérature. On voit que le lien 480 Mb/s est plus vulnérable aux interférences que les deux autres débits.

Finalement, plus le débit augmente, plus le lien WiMedia devient vulnérable aux interférences et plus le WiMAX se rapproche du lien WiMedia, plus la communication WiMedia se détériore.

La Figure 7.9 représente la capacité du lien WiMedia, en présence du WiMAX, en fonction de la distance, entre le transmetteur WiMAX et le récepteur WiMedia, et ce pour les trois différents débits : 106, 200 et 480 Mb/s.

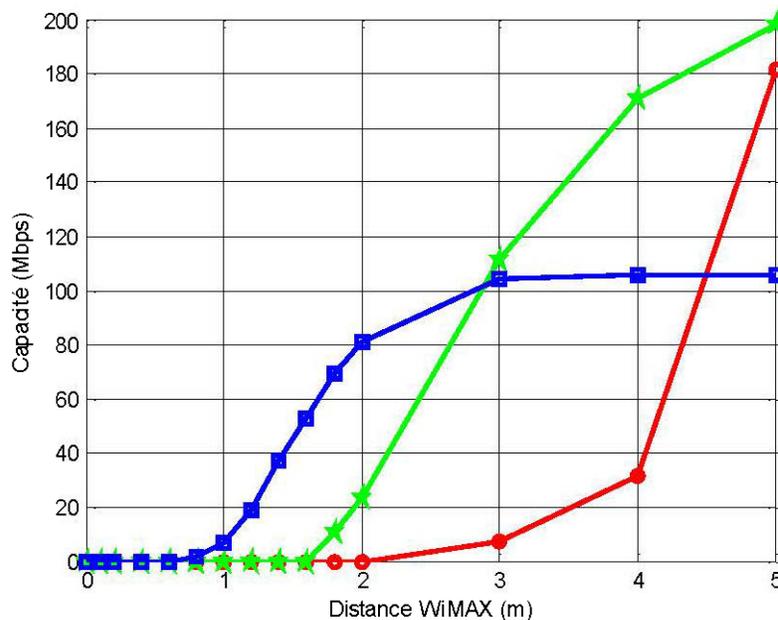


Figure 7-9 La capacité du lien WiMedia dans la mine en présence du WiMAX.

Les résultats montrent une diminution de la capacité de transmission du lien WiMedia avec l'augmentation de la distance de séparation entre l'émetteur WiMAX et le récepteur WiMedia.

Le débit 480 Mbits/s est noyé dans le bruit et, d'après la littérature, on ne peut les utiliser que quand la distance séparant le transmetteur WiMAX du récepteur WiMedia est supérieure à 15 m [4].

On peut utiliser les débits 106 et 200 Mbits/s quand la distance entre le transmetteur WiMAX et le récepteur WiMedia est supérieure à 5 m.

Finalement, les résultats obtenus ne favorisent pas l'application visée dans ce projet car les deux technologies WiMAX et WiMedia ne peuvent pas être implémentées dans un même dispositif.

Les figures 7.10 et 7.11 montrent les performances du lien WiMedia en utilisant le filtre adaptatif RLS, pour les 3 différents débits, dans la mine CANMET au niveau 70 m.

La figure 7.10 représente le PER du lien WiMedia, en fonction de la distance, entre le transmetteur WiMax et le récepteur WiMedia, en appliquant le filtre adaptatif RLS et ce pour les trois différents débits : 106, 200 et 480 Mbits/s.

En utilisant le filtre adaptatif RLS, à l'entrée du récepteur WiMedia et en considérant le WiMAX comme bruit à l'entrée du filtre adaptatif, l'effet des interférences est réduit, comme le montre la figure 7.10.

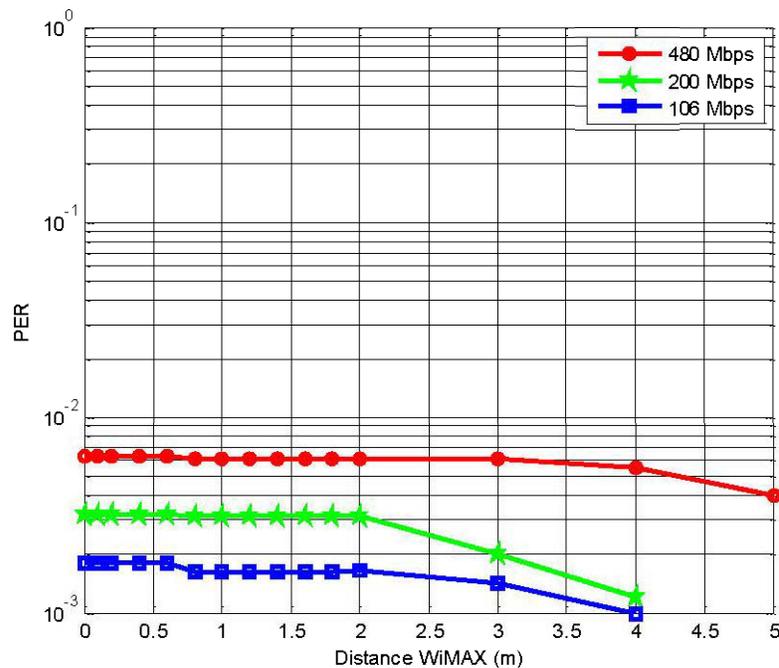


Figure 7-10 Le PER du lien WiMedia dans la mine avec filtre adaptatif RLS.

Pour les trois débits, le PER est inférieur à 10%, ce qui permet d'utiliser le lien WiMedia au maximum de sa capacité et qui est de 480 Mbits/s. Cela est valide même si le WiMAX est dans le même dispositif que le lien WiMedia.

La Figure 7.11 représente la capacité du lien WiMedia, en fonction de la distance, entre le transmetteur WiMAX et le récepteur WiMedia, en appliquant le filtre adaptatif RLS et ce pour les trois différents débits : 106, 200 et 480 Mbits/s

La Figure 7.11 montre qu'à n'importe quelle distance du WiMAX, le lien WiMedia est toujours en dessous du seuil de tolérance en termes de qualité de service QoS, le PER inférieur à 10 %, du standard WiMedia. L'utilisation du filtre adaptatif RLS permet d'avoir les deux technologies WiMAX et WiMedia dans un même dispositif.

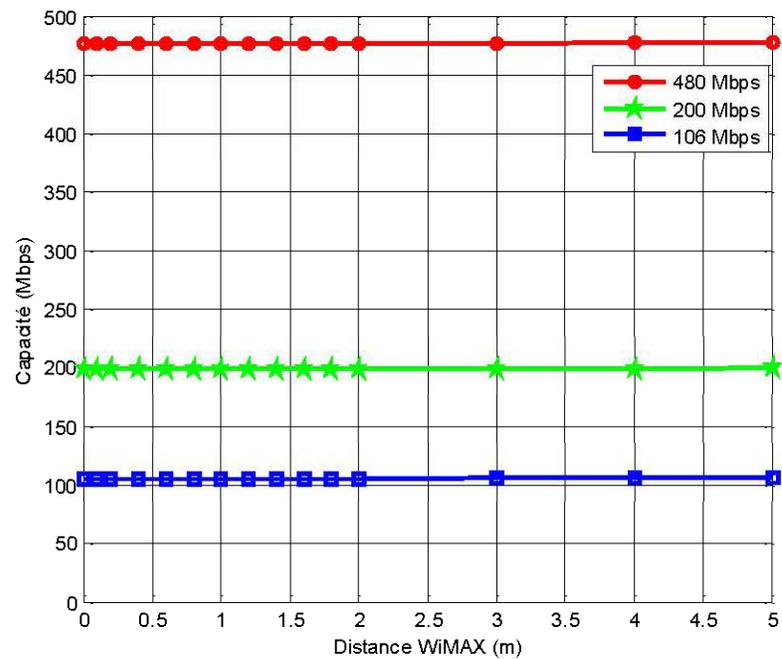


Figure 7-11 Capacité du lien WiMedia dans la mine avec filtre adaptatif RLS.

7.2 LABORATOIRE

7.2.1 *L'environnement laboratoire*

Le laboratoire de recherche Télébec en communications souterraines, à Val-d'Or, illustré à la figure 7.12 est le laboratoire où nos tests ont été effectués.

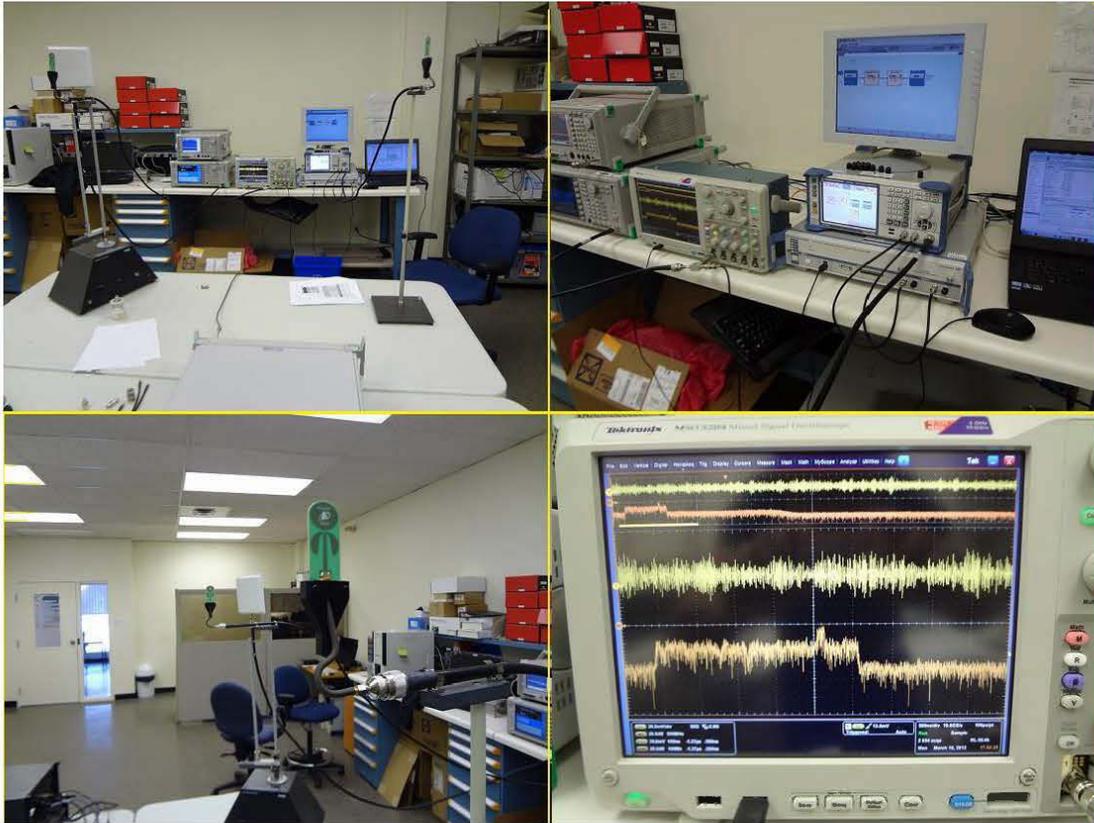


Figure 7-12 L'environnement laboratoire.

7.2.2 *Protocole de mesure*

En prenant en considération les dimensions du laboratoire (10x 6 x4 m), le protocole de mesure a été changé en conséquence. Cependant, le dispositif de mesure est le même que dans la mine.

La première étape consiste à étudier l'influence du WiMAX sur le lien WiMedia. Pour se faire, la longueur du lien WiMedia est fixée à 2 m et le WiMAX est déplacé au milieu du laboratoire sur le même axe que le lien WiMedia. La distance séparant le transmetteur WiMax du récepteur WiMedia varie de 0 à 5 m. Cela est illustré à la figure 7.13.

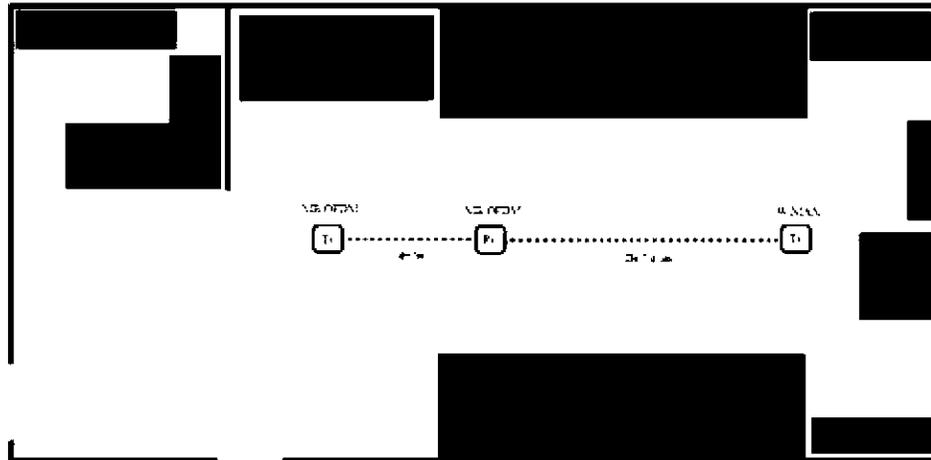


Figure 7-13 Protocole de mesure dans le laboratoire.

La deuxième étape consiste à appliquer un filtre adaptatif RLS à la réception pour tenter d'éliminer les interférences causées par le WiMAX.

7.2.3 Résultats des campagnes de mesure

Le PER et la capacité du lien WiMedia sont les deux paramètres, pris en compte, pour l'analyse des mesures effectuées dans le laboratoire. Pour calculer le PER, 1000 trames, de 2048 octets chacune, sont envoyées du transmetteur au récepteur WiMedia.

Les Figures 7.14 et 7.15 montrent les performances du lien WiMedia en présence du WiMAX pour les 3 différents débits dans laboratoire.

La figure 7.14 représente le PER du lien WiMedia, en présence du WiMAX, en fonction de la distance, entre le transmetteur WiMAX et le récepteur WiMedia et ce pour les trois différents débits : 106, 200 et 480 Mbits/s.

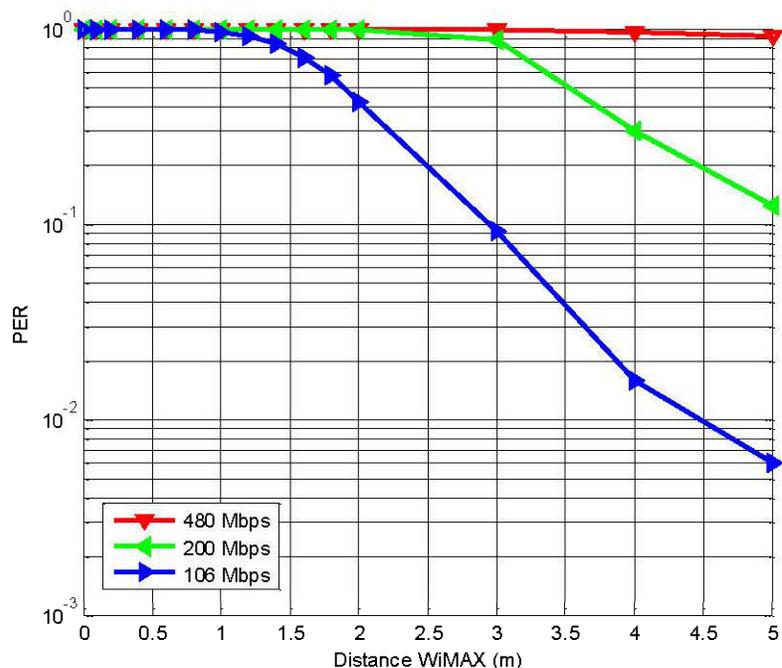


Figure 7-14 Le PER du lien WiMedia dans le laboratoire en présence du WiMAX.

On constate qu'en présence du WiMax, le lien WiMedia se détériore pour les débits 106, 200 et 480 Mbits/s. Le tableau 7.3 résume les différentes distances déduites de la figure 7.14 pour avoir un PER acceptable.

Tableau 7-3 Limite de ligne WiMedia en présence de WiMAX pour différentes combinaisons de mesure.

	Débits (Mbits/s)		
	106	200	480
Distance du lien WiMedia	2 m	2 m	2 m
Distance optimale entre WiMAX et WiMedia (m)	4.5 m	>5 m	Line ne fonctionne pas

Pour 106 Mbits/s, le PER est acceptable quand la distance entre le WiMAX et le lien WiMedia est de 4.5 m pour une distance du lien WiMedia de 2m, ce qui coïncide avec les résultats obtenus à la mine CANMET. Pour le débit 200, il faut que la distance qui sépare le transmetteur WiMAX et le récepteur WiMedia soit

supérieure à 5m [7]. Ceci permet d'avoir un PER qui satisfait les exigences du standard WiMedia, d'après les résultats obtenus dans la littérature. Le lien 480 Mb/s est plus vulnérable aux interférences que les deux autres débits, tel que nous l'avons expérimenté dans la mine.

La figure 7.15 représente la capacité du lien WiMedia, en présence du WiMax, en fonction de la distance, entre le transmetteur WiMAX et le récepteur WiMedia, et ce pour les trois différents débits : 106, 200 et 400 Mb/s.

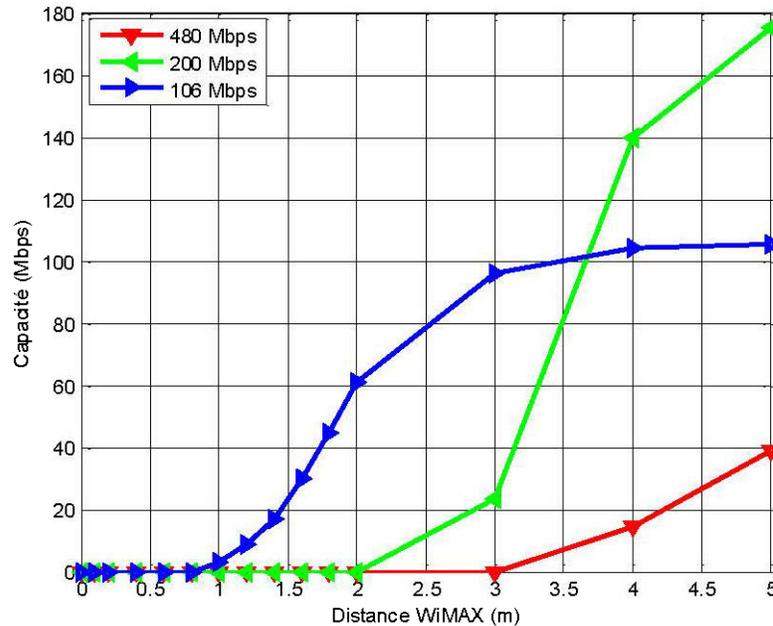


Figure 7-15 La capacité du lien WiMedia dans laboratoire en présence du WiMAX.

Les résultats montrent une diminution de la capacité de transmission du lien WiMedia avec l'augmentation de la distance de séparation entre l'émetteur WiMAX et le récepteur WiMedia, tel que dans la mine.

Une légère augmentation du niveau d'interférences est observée, au laboratoire, par rapport à la mine. Cela est dû à la forte présence d'appareils sans fils dans le milieu.

Les résultats obtenus, dans le laboratoire, ne favorisent toujours pas l'application visée dans ce projet car les deux technologies WiMAX et WiMedia ne peuvent pas être implémentées dans un même dispositif.

Les figures 7.16 et 7.18 montrent les performances du lien WiMedia en utilisant le filtre adaptatif RLS, pour les 3 différents débits, dans le laboratoire.

La figure 7.16 représente le PER du lien WiMedia, en fonction de la distance, entre le transmetteur WiMAX et le récepteur WiMedia, en appliquant le filtre adaptatif RLS pour les trois différents débits : 106, 200 et 480 Mbits/s.

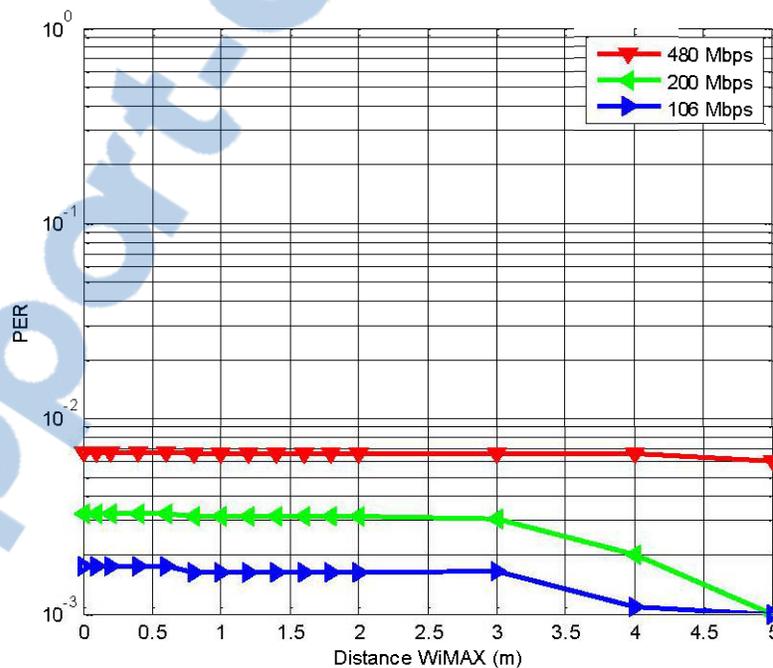


Figure 7-16 PER du lien WiMedia dans laboratoire avec filtre adaptatif RLS.

Pour les trois débits, le PER est inférieur à 10%, ce qui permet d'utiliser le lien WiMedia au maximum de sa capacité qui est 480 Mbits/s même si le WiMAX est dans le même dispositif. Une légère augmentation du PER par rapport à la mine est, aussi, observée; cependant, il reste toujours inférieur au seuil toléré par le standard WiMedia.

La figure 7.17 représente la capacité du lien WiMedia, en fonction de la distance, entre le transmetteur WiMAX et le récepteur WiMedia, en appliquant le filtre adaptatif RLS et ce pour les trois différents débits : 106, 200 et 480 Mbits/s.

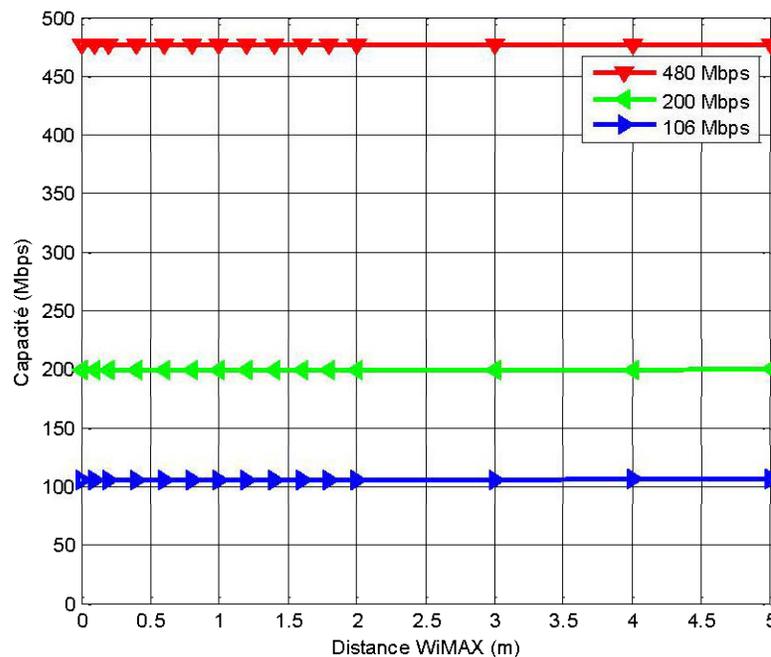


Figure 7-17 La capacité du lien WiMedia dans le laboratoire avec filtre adaptatif RLS.

L'utilisation du filtre RLS assure, dans ce cas, la qualité de service et le PER inférieur à 10 %, du standard WiMedia. Cela permet d'utiliser les 3 différents débits, au maximum de leur capacité. Finalement les résultats obtenus dans le laboratoire

montrent que l'utilisation du filtre adaptatif RLS permet d'avoir les deux technologies WiMAX et WiMedia dans un même dispositif.

CHAPITRE 8

CONCLUSION

Les technologies sans fil sont de plus en plus intégrées dans les réseaux de communications. La tendance montre, clairement, que les prochaines recherches sur les réseaux sans fil seront un mélange de différentes technologies d'accès sans fil [4-10].

Ce travail de recherche visait à fournir une solution fondamentale pour une interopérabilité robuste qui permet de fournir des services mobiles à large bande, en particulier, pour la transmission vidéo en temps réel dans des environnements industriels, difficiles, hostiles ou confinés. Dans notre cas, le milieu étudié est un environnement minier. Parmi les applications les plus pertinentes dans un environnement minier, on trouve les applications robotiques hauts débits, la vidéo surveillance de l'évolution des travailleurs et des véhicules et le contrôle à distance en temps réel des véhicules et engins mobiles...etc.

L'application visée dans ce travail était la mise en place d'un réseau maillé dans lequel chaque unité mobile aurait un WPAN (Wireless Personal Area Network) de type WiMedia, dont les nœuds sont capables de supporter un flux vidéo en haute vitesse. Pour le même mobile, ces flux sont acheminés par un collecteur de réseau sans fil, backhaul, qui couvre une plus grande surface et fournit la qualité de service requise. L'émergence des services mobiles sans fil WiMAX, conformes à la norme IEEE 802.16e, sont capable de fournir des débits élevés avec des mécanismes flexibles pour gérer la qualité de service, QoS. Le WiMAX permet de supporter un trafic vidéo en temps réel à partir d'un réseau personnel sans fil à grande vitesse.

Notre étude de l'interopérabilité entre ces deux technologies de communications ne s'est pas contentée de proposer une solution pour relayer le trafic issu d'un WPAN vers un réseau collecteur WiMAX mobile. Ce projet visait également à concevoir un réseau mesh hybride, dont la plupart des unités de communications disposent des deux technologies.

La combinaison de ces deux technologies permet de concevoir une unité de communications d'un nouveau réseau maillé, robuste, optimal et capable de transporter des flux vidéo en temps réel pour différentes applications. La solution proposée pour permettre l'interopérabilité, facilite la circulation de l'information par l'une ou l'autre de ces technologies. Autrement dit, si le lien WiMAX ne fonctionne pas pour des raisons de non-disponibilité de la ligne de vue, LOS, le lien WiMedia est utilisé pour acheminer les informations vers un nœud capable de l'envoyer vers sa destination finale.

Dans ce travail, les deux technologies, WiMAX et WiMedia, ainsi que les interférences liées à leur coexistence ont été étudiées. Une simulation des technologies WiMedia et WiMAX a été réalisée en utilisant MATLAB. Une campagne de mesure d'interférences a, ensuite, été effectuée pour étudier le comportement d'un système WiMedia en présence du WiMAX. Enfin, une méthode pour permettre une bonne cohabitation de ces deux technologies dans un même appareil est proposée.

Les résultats obtenus montrent que la solution proposée est efficace car elle permet d'éliminer l'effet de l'interférence du WiMAX sur un système WiMedia. Enfin, l'objectif de ce travail qui était de permettre une meilleure coexistence et la coopération entre ces deux technologies, a été atteint. Cela permet l'intégration des technologies, WiMAX et WiMedia, sur le même appareil.

ANNEXE A

SPÉCIFICATIONS DES APPAREILS DE MESURE

B.1 Tektronix MSO5204 Mixed Signal Oscilloscope



- 2 GHz de bande passante.
- 10 GS/s (4 canaux).
- Microsoft ® Windows 7 Système.
- USB, LAN (LXI-C).

B.2 Vector Signal Generator MG3700A



- Prise en charge des fréquences de 250 kHz à 6.0 GHz.
- Génère des signaux en bande de base de large 120 MHz.
- Sorties signaux modulés pour différentes méthodes de communication, y compris LTE FDD, LTE-Advanced FDD, TDD LTE (TD-LTE), WLAN et WiMAX mobile.

B.3 R&S® AFQ100B UWB Signal and I/Q Modulation Generator



- 528 MHz de bande passante.
- WinIQSIM2™ option pour génération de signal UWB (ECMA-368) (R&S® AFQ-K264).
- Excellente gamme dynamique sans parasite (SFDR) de type 78 dBc.

B.4 R&S® SMJ100A Générateur de signaux vectoriels



- Options de fréquence de 100 kHz à 6 GHz.
- Modulateur I/Q extérieur à 528 MHz de bande passante.
- Gamme -144 dBm à +13 dBm.

B.5 Antenne UWB



- Forme d'onde rayonnée : 500ps monocycle; 1 ns waveform.
- Modèle: Omni in azimuth to +/- 1.5dB
- Polarisation: VSWR~1.75:1; S11~-12 dB.
- Gain: Théoriquement ~3dBi.
- Réponse en phase: linéaire.
- Efficacité: Théoriquement ~ 90%.

ANNEXE B

SPÉCIFICATION DES LOGICIELS

B.1 WinIQSIM2

WinIQSIM2 a été utilisé pour générer des signaux UWB. L'interface graphique offre un moyen pratique de créer une forme d'onde UWB standard et conforme.

Les trois figures montrent les différentes étapes pour créer les signaux MB-OFDM. La figure 1 représente la première étape qui consiste à choisir la bande de fréquence, le TFC code et le nombre de trames désiré.

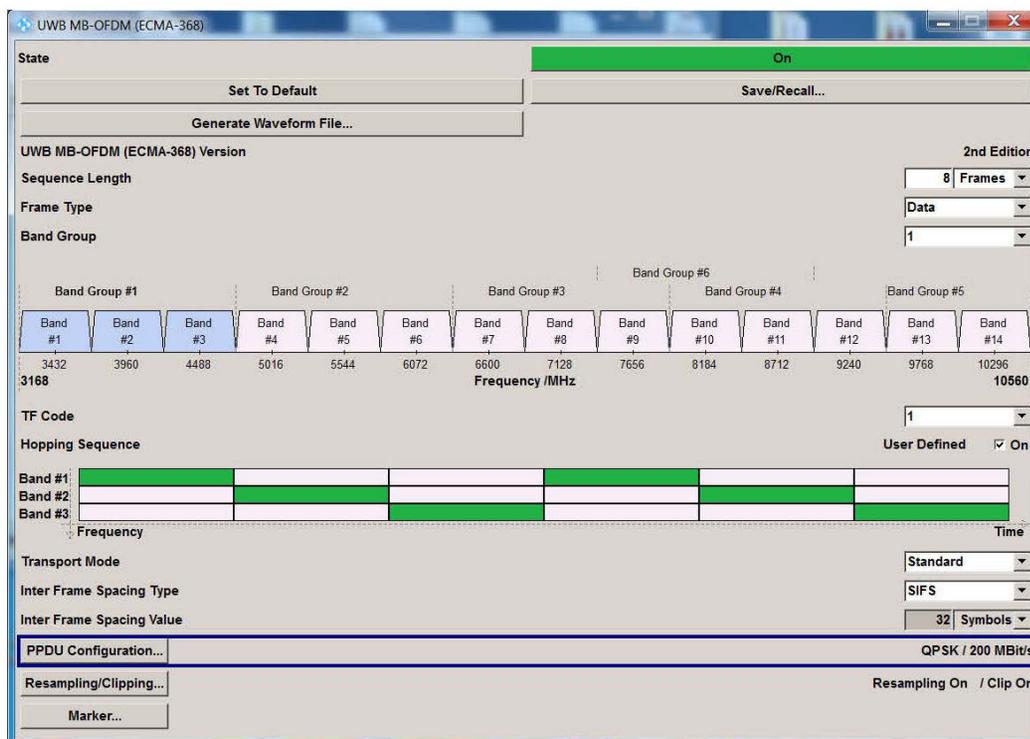


Figure B-1 Étape 1.

La figure 2 qui consiste à choisir le débit, la taille et le type de données, représente la deuxième étape.

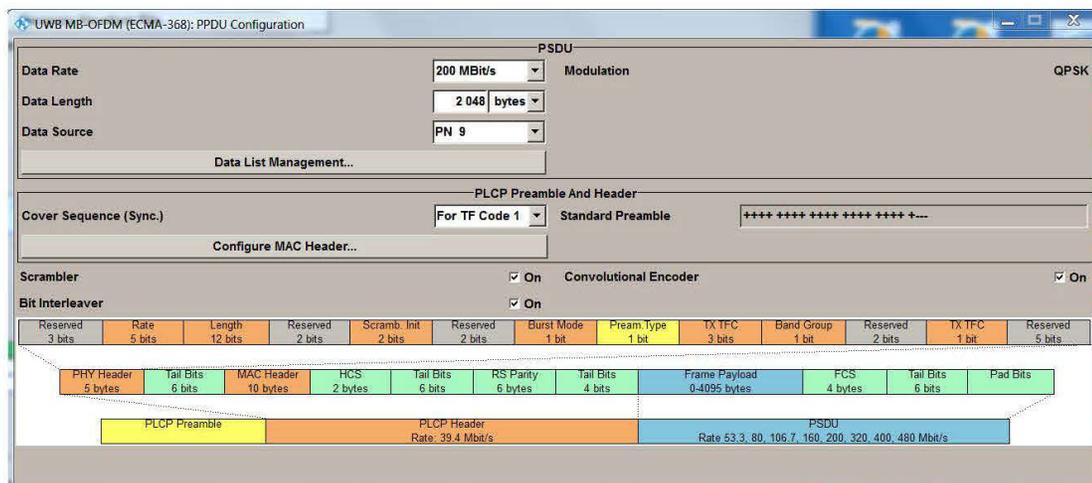


Figure B-2 Étape 2.

La figure 3, représentant la troisième étape, consiste à vérifier le spectre UWB créé par le logiciel avant de l'envoyer vers le générateur.

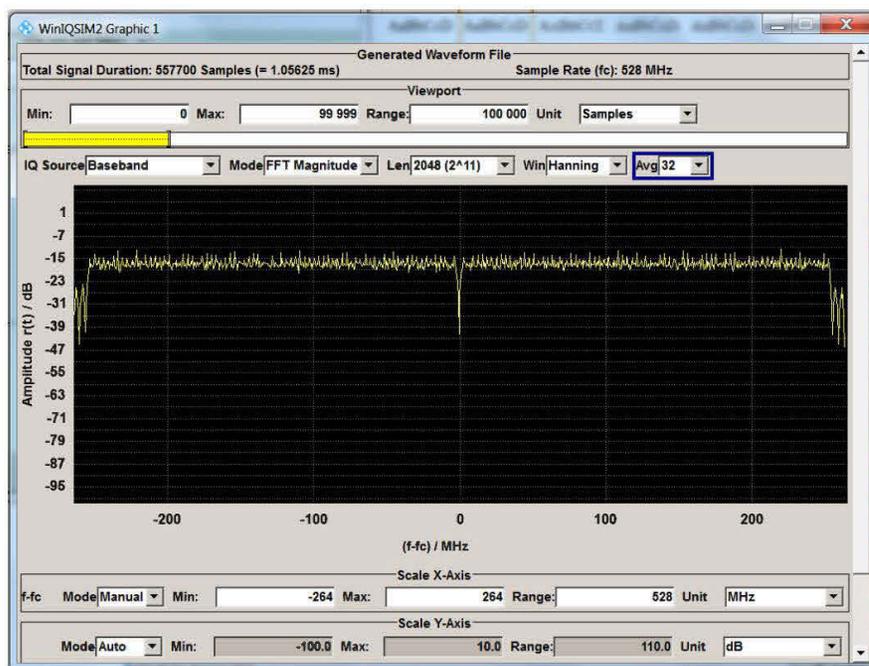


Figure B-3 Étape 3.

ANNEXE C

Publication

B. Zouggari, N. Hakem, G.Y. Delisle, “ Coexistence of OFDM systems for underground communications,” in IEEE Wireless Communications in Unusual and Confined Areas (ICWCUCA), 2012 International Conference, Clermont-Ferrand, France, Août 28-31 , 2012 pp. 1-6.

Coexistence of OFDM systems for underground communications

B. Zouggari, N. Hakem, G.Y. Delisle
 Université du Québec en Abitibi-Témiscamingue (UQAT)
 Laboratoire de recherche Télébec en communications souterraines (LRTCS)
 Val d’Or, Québec, Canada, J9P 1S2
 (boualem.zouggari, nadir.hakem, gilles.delisle@uqat.ca)

Abstract—This paper presents the design of an adaptive filter which minimizes the effect of interference between two OFDM systems. The proposed adaptive filter can recover a real WiMedia OFDM signal from a WiMedia signal interfered by a WiMAX OFDM signal in order to achieve a good coexistence and cooperation between these two communication technologies. Cooperation means integration of both OFDM signals into a device able to use efficiently these two different OFDM links. To study the performance of the proposed filter, both WiMAX and WiMedia OFDM signals are modeled and simulated on MATLAB and, in order to define its effectiveness, the BER analysis of the WiMedia is given according to the interfering WiMAX signal power.

Keywords-component; adaptive filter; interference; design; cooperation; OFDM signal; WiMax; WiMedia; BER.

INTRODUCTION

The wireless mesh networks are very important research fields, thanks to their many applications. The advantages of this type of networks could be enhanced if it is possible to support both the mobility of adjoining units and the exploitation of many wireless technologies. Specifically, the objective is to generalize the concept of the mesh networks by integrating two communication technologies, a priori heterogeneous, the WiMAX and the WiMedia UWB in order to have the required interoperability to support the highly innovative secured applications for the industrial confined

environments, including underground mines. For the implementation of a robust network supporting demanding applications in terms of QoS (Quality of Service), a study of interferences between the WiMAX and the WiMedia is necessary [1-3].

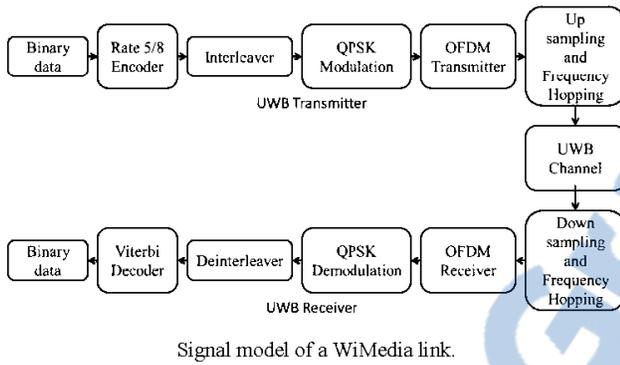
Ultra Wide Band (UWB) is a wireless technology that has revolutionized short-range applications of less than 10 m [4]. The WiMedia UWB is a radio frequency technique characterized by a very wide frequency band. It can reach a very high rate up to 1 Gb/s. The Worldwide Interoperability for Microwave Access (denoted WiMAX), also known frequently quoted by its standard name of IEEE 802.16e, is a wireless communication system that operates at different frequencies [5]. The WiMAX is intended to provide a wireless broadband data over a wide area, superior to 8 km, and a broadband access for fixed and mobile stations. The coexistence of these two technologies gives rise to interference that each exert on the other because both technologies use the OFDM modulation and both operate in the same frequency range, from 3.49 to 3.51 GHz for the WiMAX and from 3 to 10 GHz for the WiMedia UWB [6]. In other words, the deployment of WiMax in the 3.5 GHz band is sensitive to interferences from UWB devices operating in the group of bands from 3.168 GHz to 4.752 GHz as specified in WiMedia [7].

In this work, an adaptive filter is proposed to reduce the effect of the interfering WiMAX on a WiMedia system in order to improve the coexistence between these two communication technologies and make possible their integration in one device. To evaluate the effectiveness of this adaptive filter, a MATLAB simulation is done to study the BER of the WiMedia system interfered by WiMAX signal.

SIMULATION MODEL

UWB MultiBand-OFDM Model

Figure 1 represents the signal model of the WiMedia transmitter and receiver.



It is shown that for the WiMedia transmitter, a random binary source is used as a source of information. This information is encoded using a convolutional code. Subsequently, it is interleaved and mapped with QPSK modulation. The OFDM transmitter block contains a pilot, a channel-estimation sequence insertion and a zero-padding filter prior to the IFFT operation, followed by guard periods and the frame synchronization. Then, in the frequency hopping and filtering block, the signal is up-sampled by 6, filtered and multiplied by the TFC code (Time-Frequency Codes) to get the FCC spectral mask. The TFC code gives sequence offsets of 528 MHz.

At the WiMedia receiver, the offset and the down sampling by 6 of the received signal is used while the frequency dehoping and filtering block have been removed. After that, guard periods, frame synchronization, zero-padding and channel estimation sequences are removed by the OFDM receiver block. The resulting signal is demapped by the QPSK demodulation and deinterleaved. The Viterbi decoder block is used in order to decode the signal. The MB-OFDM transmitted signal is given by

$$s_m(t) = \sum_{q=-\infty}^{+\infty} \sum_{k=0}^{N_m-1} x_{k,q} \phi_k(t - qT_m) e^{j2\pi f_m t} \quad (1)$$

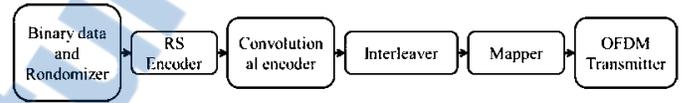
where f_m , N_m , T_m and $x_{k,q}$ are the carrier frequency, the number of subcarriers, the OFDM symbol duration and the transmitted QPSK symbols. k and q subscript represent the MB-OFDM symbol and subcarrier index respectively.

$$\phi_k(t) = \begin{cases} \frac{1}{\sqrt{D_m}} e^{j2\pi Q_m k(t-C_m)} & , t \in [0, T_m] \\ 0 & , else \end{cases} \quad (2)$$

where W_m , $Q_m = W_m/N_m$, C_m and $D_m = T_m - C_m$ are the bandwidth of transmission, the bandwidth per subcarrier, the durations of the guard interval and the data-carrying part of the OFDM symbol, respectively, cf. Table 1.

WiMAX Model

Figure 2 presents the signal model of the WiMAX transmitter.



In Figure 2, at the WiMAX transmitter, the random binary source is used as a source of information. The data is converted by a serial to parallel conversion into lower rate sequences, and they are randomized. These data are encoded and punctured with a Reed-Solomon codes and convolutional codes. After that, the data are interleaved and mapped by M-QAM modulation. The OFDM modulation block contains a pilot and zero-padding insertion prior to the IFFT operation. After the IFFT operation, the cyclic prefix and the frame synchronization are inserted in the signal. The WiMax transmitted signal is given by

$$s_n(t) = \sum_{d=-\infty}^{+\infty} \sum_{a=0}^{N_n-1} z_{d,a} \theta_a(t - lT_n) e^{j2\pi f_n t} \quad (3)$$

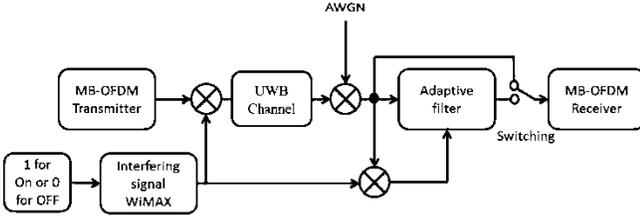
where $z_{d,a}$ are the modulated symbols.

In this work, only QPSK is considered although the same analyse approach may be applied to more advance QAM modulation schemas. The QPSK modulation basis function for *each* subcarrier is given by

$$\phi_d(t) = \begin{cases} \frac{1}{\sqrt{D_n}} e^{j2\pi Q_n d(t-C_n)} & , t \in [0, T_n] \\ 0 & , else \end{cases} \quad (4)$$

Interference Model

Figure 3 shows the block diagram of a WiMedia link interfered by the WiMAX. If these two technologies WiMAX and WiMedia are integrated into one device, the interference is modeled by an additive noise [8].



The model of a WiMedia link interfered by the WiMAX.

The interfering WiMAX possesses a bandwidth of 20 MHz. In this scheme, the interfering WiMAX is up-sampled by square root filter and the low-pass filter is used to limit the bandwidth. The exact location of the interference is determined by Phase/Frequency Offset block. The gain block is used for varying the transmitted power of the WiMAX in order to simulate the distance between the WiMedia victim and the WiMax transmitter. These transmitted powers -40dBm, -30dBm, -20 dBm, -10dBm, 0dBm and 10dBm represent the distances 5m, 4m, 3m, 2m, 1m and 0m respectively. This is added to the output of the WiMedia transmission block and the resulting signal passes through an 802.15.3a channel model [9], based on Saleh and Valenzuela approach [10], and finally received by the WiMedia reception block.

As we demonstrated in [12] the WiMAX interference can be considered as additive noise. In this work, WiMAX interference model is assumed to be additive interference. And for simplicity, we consider a single-tap WiMAX channel with phase offset α and amplitude A . The received signal is given by

$$r(t) = [s_m(t) \otimes h(t)]e^{-j2\pi f_m t} + i(t) + n(t) \quad (5)$$

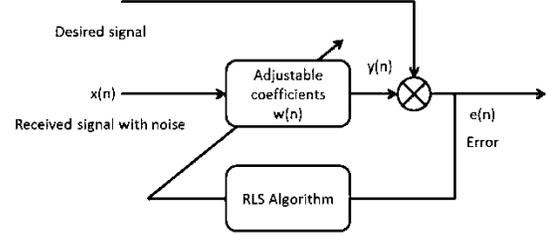
where $h(t)$, $n(t)$ are the impulse response of UWB channel and the complex additive white Gaussian noise (AWGN). The interference term $i(t)$ is given by

$$i(t) = Ae^{j\alpha} s_X(t - \tau) e^{-j2\pi f_m t} \quad (6)$$

The interfering WiMAX can be added or not by switching between 0 and 1. If it is 0, the effect of the interfering WiMAX is removed, and if it is 1, WiMAX is added. The adaptive filter has two inputs and one output. The WiMedia signal interfered by the WiMAX is the first filter input. The second filter input represents the WiMedia signal without the interfering WiMAX; this second input is defined as a subtraction of the WiMAX signal from the interfered WiMedia signal. The filter can be used or not as commanded by a switch.

The adaptive filter, used in this work, is an RLS adaptive filter, of order 2, which requires knowledge of the noise.

The RLS adaptive filter is devised into two parts, as shown in Figure 4. The first part is a numeric filter with adjustable coefficients. The second part is an RLS algorithm.



The principle of an RLS adaptive filter.

The objective of this algorithm is the estimation of w parameters of the numerical filter by using the least squares criterion.

$$\varepsilon(n) = \sum_{i=0}^n \lambda^{n-i} \cdot e(i) = \sum_{i=0}^n \lambda^{n-i} (d(i) - w^T(n) \cdot x(i)) \quad (7)$$

$$\sum_{i=0}^n \lambda^{n-i} (d(i) - w^T(n) \cdot x(i)) x(i) = 0 \quad (8)$$

where λ is an exponential weighting factor, being always positive $\lambda=0.01$ [11]. The coefficients $w(n)$ are determined by minimizing $\varepsilon(n)$ and they can be written as follow:

$$w(n) = w(n-1) + \frac{\lambda^{-1} R^{-1}(n-1) x(n)}{1 + \lambda^{-1} x^T(n) R^{-1}(n-1) x(n)} e(n) \quad (9)$$

with:

$$e(n) = d(n) - x^T(n) w(n-1) \quad (10)$$

where $d(n)$, $x(n)$ are the desired signal and the received signal with WiMAX noise.

To evaluate the WiMAX interference the probability of error for subcarrier k are calculated using properties of the Laplace transform [12]. This probability is given by

$$\begin{aligned} P_{e,k} &= Prob\{(i_k + n_k) < -g_k\} = \int_{-\infty}^{-g_k} p_{i_k+n_k}(x) dx \\ &= \frac{1}{2\pi j} \int_{c-j\infty}^{c+j\infty} \Phi_{i_k+n_k}(s) e^{-g_k s} \frac{ds}{s} \end{aligned} \quad (11)$$

where $p_{i_k+n_k}(x)$ and $\Phi_{i_k+n_k}(s) \triangleq E\{e^{-s(i_k+n_k)}\}$ denote the probability density function of $(i_k + n_k)$ and its Laplace transform.

SIMULATION RESULTS

For the WiMedia link, the transmit power is fixed while the power level of the WiMAX varies in order to obtain the

BER of the WiMedia link according to the WiMAX power. In Table I, the specification of the WiMAX and the WiMedia signal used in the simulation are shown.

SIMULATION PARAMETERS

	WiMax	UWB MB-OFDM
Centre Frequency	$f_n=3.5$ GHz	$f_m=3.432$ GHz
Modulation schemes	QPSK (3/4)	QPSK (5/8)
Number of subcarriers	$N_n=256$ subcarriers	$N_m=128$ subcarriers
Channel Bandwidth	$W_n=20$ MHz	$W_m=528$ MHz
OFDM symbol duration	$T_n=16$ us	$T_m=312.5$ ns
Guard interval	$C_n=3.2$ us	$C_m=70.07$ ns
Data-carrying part of the OFDM symbol	$D_n=12.8$ us	$D_m=242.43$ ns
Bandwidth per subcarriers	$Q_n=78.125$ KHz	$Q_m=4.125$ MHz

Figure 5 and Figure 6 represent the BER of the interfered WiMedia link without filtering for line of sight UWB CM1 channel model and non line of sight UWB CM3 channel model cases, respectively.

Several WiMAX powers are taken. In Figure 5 and Figure 6, it can be noted that the increase of the WiMAX power causes an increase of the BER.

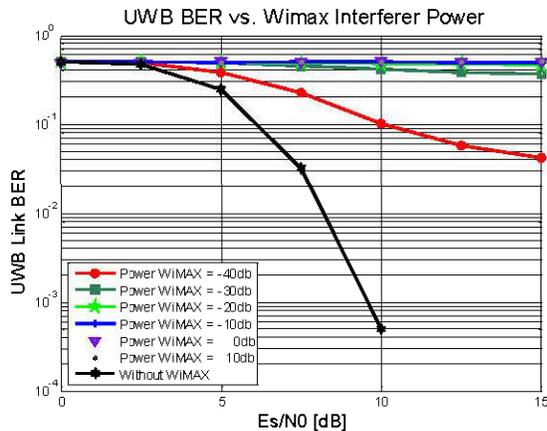
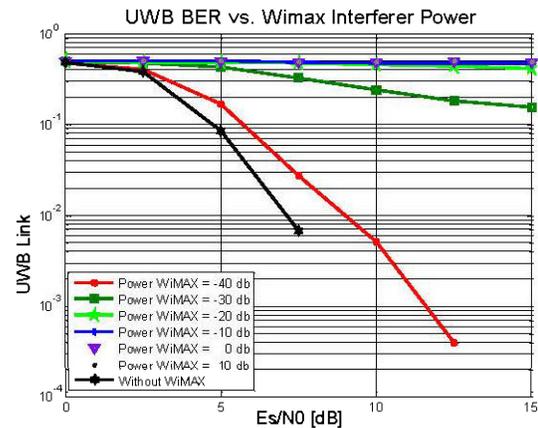


Figure 5. The BER without adaptive filter on LOS UWB CM1 channel model.

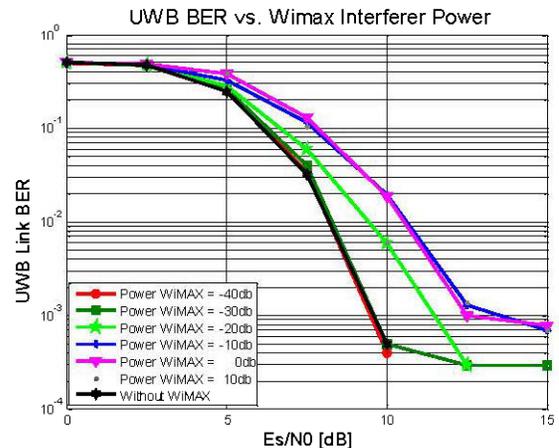
In presence of the WiMAX signal, at Figure 5, the bit error rate of the WiMedia link deteriorates, meaning that the WiMedia signal can not be demodulated correctly.



The BER without adaptive filter on NLOS UWB CM3 channel model.

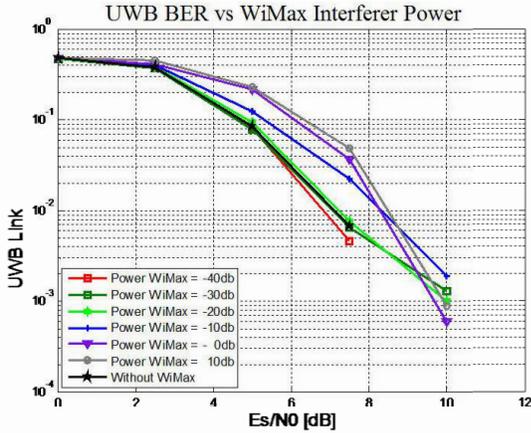
When the WiMAX power is equal to -40 dB (Figure 6), the error rate is the lowest; the WiMedia signal can then be demodulated. On the other side, when the WiMAX power is greater than -30dB, the BER is close to 0.5, meaning that there is 50 % of error; the WiMedia signal cannot be demodulated.

Figure 7 and Figure 8 present the BER of the interfered WiMedia link with adaptive filtering for line of sight UWB CM1 channel model and non line of sight UWB CM3 channel model cases, respectively. The same WiMAX powers used without filtering are taken.



The BER with adaptive filter on LOS UWB CM1 channel model.

In Figure 7, by applying the filter, there is less errors for all WiMAX powers. Also, for both -40 and -30 dB powers, the adaptive proposed filter has completely eliminated the interference and for the other powers, the BER is close to zero. This shows that this filter is effective.



The BER with adaptive filter on NLOS UWB CM3 channel model.

In Figure 8, the filter has the same performance observed in Figure 7.

The adaptive proposed filter gives satisfactory results and the interference can be totally canceled in line of sight CM1 channel model and non line of sight CM3 channel model cases. These results justify pursuing the physical implementation of the proposed system and carrying experimental measurements in the next stage of this work.

PRELIMINARY EXPERIMENTAL RESULTS

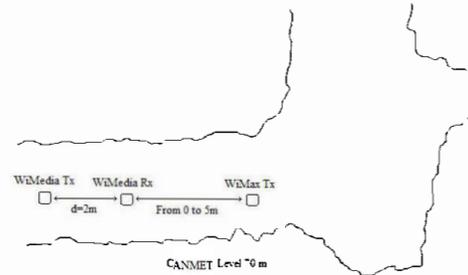
Scenario under analysis

The scenario considered in this analysis is a complex mining environment where the WiMedia is operating in the presence of the WiMAX. This scenario is illustrated in Figure 9. This underground scenario is located in the experimental mine CANMET, Val-d'Or, Canada at the -70m level. The mine is a hostile environment; his ceiling and walls are irregular rough surfaces.



The BER with adaptive filter on NLOS UWB CM3 channel model.

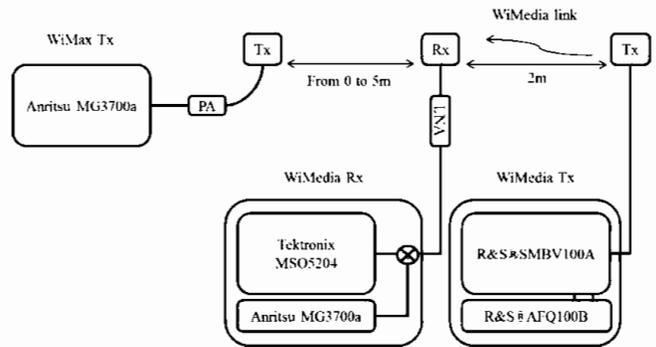
Figure 10 shows the measurement configuration. The measurements are conducted in the middle of the gallery over 5 m in a line of sight case. Measurements are done by keeping both the WiMedia Tx and Rx fixed at 2m and shifting the WiMAX Tx in the middle of the gallery from 0 to 5m by a step of 1m.



The BER with adaptive filter on NLOS UWB CM3 channel model.

Measurement set-up

Figure 11 shows the experimental hardware setup. This setup consists of a point-to-point WiMedia MB-OFDM UWB link following the ECMA-368 standard [3]. The WiMedia signal is generated with a R&S-AFQ100B baseband generator with a 528MHz bandwidth and the R&SSMBV100A vector generator is used to get the central frequency at 3.423 GHz. At the WiMedia reception, the Tektronix MSO5204 oscilloscope with LNA are combined with an Anritsu MG3700a local oscillator and the has a notch for signals form 0 to 2GHz. An IEEE 802.16e WiMAX interferer is located behind the UWB Rx in line-of-sight direction. This WiMax signal is generated with an Anritsu MG3700a vector generator and amplified. UWB performance is measured for different interferer distances of WiMAX and the degradation of UWB link is evaluated by measuring the Bit error rate parameter using an Agilent 89600 VSA and MATLAB to demodulate the signal.



The BER with adaptive filter on NLOS UWB CM3 channel model.

Result

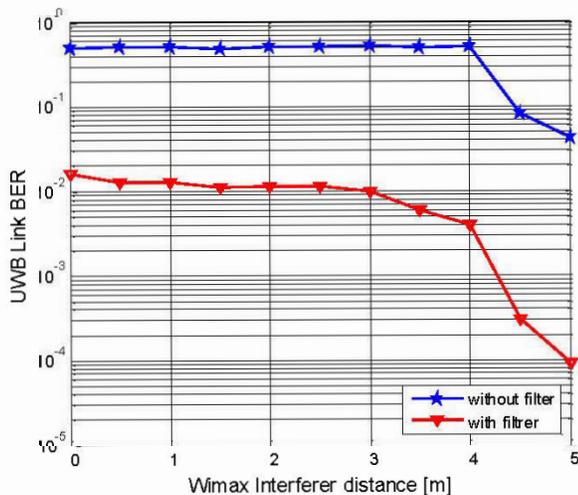
Figure 12 shows an example of the UWB received spectrum (200 Mbit/s bit rate) in the presence of the WiMAX (20 MHz BW) with a separation distance of 5m.



UWB received spectrum in the presence of WiMAX with separation distance of 5m.

Figure 13 shows the bit error rate of the WiMedia communication according to the distance of the WiMAX with and without the RLS filtering, respectively.

From 0 to 4m, the BER of the WiMedia signal is saturated, which means that the WiMedia communication is completely interfered by the WiMax. Moreover, there is a diminution of the BER above 4m. Finally, it is noted that by applying the adaptive filter, there is a considerable improvement of the BER and the WiMedia signal can be demodulated.



The bit error rate of the WiMedia communication according to the distance of the WiMAX with and without the RLS filtering.

I. CONCLUSION

This paper presents a solution to recover a real WiMedia OFDM signal from a WiMedia signal interfered by the WiMAX OFDM signal. In order to study the effect of the interfering WiMAX, a simulation of these two technologies is performed using MATLAB. From this, an adaptive filter is proposed and the BER according to the WiMAX power of the two cases, with and without filtering, is given in order to define the effectiveness of this filter. Results show that without filtering, the WiMedia signal is altered by the WiMAX signal when its power is greater than -30 dB. With the use of an adaptive filter, the BER of the WiMedia signal is close to zero. This leads us to say that the adaptive proposed filter is effective since it eliminates the effect of the WiMAX interference on a WiMedia system. Finally, the aim of this work is to allow a better coexistence and cooperation between these two technologies, therefore integration on the same device is possible.

REFERENCES

- Wenshuo, Z., Z. Weixia, et al, "On coexistence between UWB and OFDM-MIMO systems," IEEE International Conference on Ultra-Wideband. ICUWB, pp. 1-4, 2010.
- Rahim, A., S. Zeisberg, et al, "Coexistence Study between UWB and WiMax at 3.5 GHz Band," IEEE International Conference on Ultra-Wideband. ICUWB, pp. 915-920, 2007.
- Sangmin, L., J. Yunho, et al, "Efficient Interference Detection Scheme for MB-OFDM Based UWB Systems," IEEE Vehicular Technology Conference. VTC Fall, pp. 1-5, 2009.
- ECMA-368 International Standard: "High rate ultra wideband PHY and MAC Standard," 2007.
- Jeffrey G. Andrews, Arunabha Ghosh, Rias Muhamed, "Fundamentals of WiMAX Understanding Broadband Wireless Networking," Prentice Hall, 2007.
- FCC 02-48, "Revision of Part 15 of the Commission's Rules regarding ultra-wideband transmission systems," April 2002.
- Perez, J., M. Beltran, et al, "Experimental Analysis of 3.5 GHz WiMAX 802.16e Interference in WiMedia-defined UWB Radio Transmissions," IEEE Vehicular Technology Conference, VTC Spring, pp. 1-5, 2009.
- Perez, J., M. Beltran, et al, "Protection margins for joint operation of WiMAX 802.16e and WiMedia-defined UWB radio in personal area networks," IEEE International Conference on Ultra-Wideband. ICUWB, pp. 723-727, 2009.
- A. Molisch, "Ultrawideband propagation channels-theory, measurement, and modeling," IEEE Trans. Veh. Technol., vol. 54, no. 5, pp. 1528-1545, Sept. 2005.
- A. A. M. Saleh and R. A. Valenzuela, "A statistical model for indoor multipath propagation," IEEE J. Select. Areas Commn., vol. SAC-5, no. 2, pp. 128-137, Feb. 1987.
- S. Haykin, Adaptive Filter Theory, Prentice Hall, Englewood Cliffs, NJ, 4th edition, 2002.
- B. Hu and N. C. Beaulieu, "Performance of an Ultra-Wideband Communication System in the Presence of Narrowband BPSK- and QPSK-Modulation OFDM Interference," IEEE Trans. Signal Processing, vol. 55, no. 3, pp. 1118-1128, Mar. 2007.

RÉFÉRENCES

- [1] Standard ECMA-369, "MAC-PHY interface for ECMA-368," 1st edition, Dec.2005, 2nd edition, Dec. 2007.
- [2] IEEE Std 802.16-2004, "Part 16: Air Interface for Fixed Broadband Wireless Access Systems," Oct. 2004.
- [3] Khaled Letaief; Wei Zhang, "Cooperative Communications for Cognitive Radio Networks," Proceedings of the IEEE, vol.97, no.5, pp.878, 893, May 2009.
- [4] Perez, J.; Beltran, M.; Morant, M.; Llorente, R.; Rahim Biswas, A.; Piesiewicz, R.; Cotton, M.; Fuhrer, D.; Selva, B.; Bucaille, I.; Zeisberg, S., "Experimental Analysis of 3.5 GHz WiMAX 802.16e Interference in WiMedia-defined UWB Radio Transmissions," Vehicular Technology Conference, 2009. VTC Spring 2009. IEEE 69th , vol., no., pp.1,5, 26-29 April 2009
- [5] Zhimeng Xu; Hong Nie; Zhizhang Chen; Khani, H.; Lun Yu, "Nonlinear Blind Narrowband Interference Mitigation for Energy Detection Based UWB Receivers," Communications Letters, IEEE , vol.16, no.10, pp.1596,1599, October 2012.
- [6] Dong Heon Lee; Wha Sook Jeon; Dong Geun Jeong; GwangZeen Ko, "Self-coexistence techniques for cognitive radio LANs/PANs," Personal Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC), 2010 IEEE 21st International Symposium on , vol., no., pp.1516,1520, 26-30 Sept. 2010.
- [7] Lu Feng; Bin Li; Weixia Zou; Zheng Zhou; Xiaojun Huang, "Interference analysis for UWB coexistence with 3.5GHz WiMAX system," Communications and

Information Technologies (ISCIT), 2010 International Symposium on , vol., no., pp.788,792, 26-29 Oct. 2010.

[8] Jung Nam Bae; Young Hoon Choi; Jin Young Kim; Jang Woo Kwon; Dong In Kim, "Efficient interference cancellation scheme for wireless body area network," Communications and Networks, Journal of , vol.13, no.2, pp.167,174, April 2011.

[9] Wenshuo Zhang; Weixia Zou; Bin Li; Zheng Zhou; Feng Zhao; Zhiwei Wang, "On coexistence between UWB and OFDM-MIMO systems," Ultra-Wideband (ICUWB), 2010 IEEE International Conference on , vol.2, no., pp.1,4, 20-23 Sept. 2010.

[10] Young-Keun Yoon, "Effective method of interference mitigation for UWB cooperation with WiMAX," Advanced Communication Technology (ICACT), 2010 The 12th International Conference on , vol.1, no., pp.329,332, 7-10 Feb. 2010.

[11] Bukhari, S.Q., "The Analysis of WiMAX and UWB Interference Issues and Solution for the Future Advancements," Wireless Communications, Networking and Mobile Computing, 2008. WiCOM '08. 4th International Conference on , vol., no., pp.1,4, 12-14 Oct. 2008.

[12] FCC. First report and order, revision of part 15 of the commission's rules regarding ultra-wideband transmission systems. Technical report, Feb. 2004.

[13] A. Batra, J. Balakrishnan, and A. Dabak, "Multiband OFDM physical layer proposal for IEEE 802.15 task group 3a," July 2003.

[14] 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.

- [15] Batra, A.; Balakrishnan, J.; Aiello, G.R.; Foerster, J.R.; Dabak, A., "Design of a multiband OFDM system for realistic UWB channel environments," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on* , vol.52, no.9, pp.2123,2138, Sept. 2004.
- [16] Durantini, A.; Giuliano, R.; Mazzenga, F.; Vatalaro, F., "Performance Evaluation of Detect and Avoid Procedures for Improving UWB Coexistence with UMTS and WiMAX systems," *Ultra-Wideband, The 2006 IEEE 2006 International Conference on* , vol., no., pp.501,506, 24-27 Sept. 2006.
- [17] Bo Hu; Beaulieu, N.C., "Performance of an ultra-wideband communication system in the presence of narrowband BPSK- and QPSK-modulated OFDM interference," *Communications, IEEE Transactions on* , vol.54, no.10, pp.1720,1724, Oct. 2006.
- [18] Snow, C.; Lampe, L.; Schober, R., "Impact of WiMAX interference on MB-OFDM UWB systems: analysis and mitigation," *Communications, IEEE Transactions on* , vol.57, no.9, pp.2818,2827, September 2009.
- [19] Haykin, Simon (1996). 'Adaptive Filter Theory, Upper Saddle River, NJ, Prentice-Hall, Inc., Third Edition,p. 365-587.
- [20] J. Foerster, "Channel modeling sub-committee report final," Technical report, IEEE802.15-02/490, 2003.
- [21] B. Nkakanou, G. Y. Delisle, and N. Hakem, "Experimental Characterization of Ultra-Wideband Channel Parameter Measurements in an Underground Mine," *Journal of Computer Networks and Communications*, vol. 2011, Article ID 157596, 7 pages, 2011.

[22] Somayazulu, V.S.; Foerster, J.R.; Roberts, R.D., "Detect and Avoid (DAA) Mechanisms for UWB Interference Mitigation," *Ultra-Wideband, The 2006 IEEE 2006 International Conference on*, vol., no., pp.513,518, 24-27 Sept. 2006.