

UNIVERSITÉ DE LIMOGES

ÉCOLE DOCTORALE Science – Technologie – Santé

FACULTÉ des SCIENCES et TECHNIQUES

Année : 2009

Thèse N° [43-2009]

Thèse

pour obtenir le grade de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITÉ DE LIMOGES

Discipline : Electronique des Hautes Fréquences et Optoélectronique

Spécialité : Télécommunications

Présentée et soutenue par

Adil BELHOUI

le 19 Octobre 2009

**Etudes théoriques et expérimentales de systèmes de transmissions
MIMO-OFDM**

Mesures actives en environnements réels et maîtrisés dans un contexte WiMAX

Thèse dirigée par Monsieur Bernard JECKO

JURY :

Jean-Marie GORCE	<i>Professeur, INSA de Lyon</i>	<i>Rapporteur</i>
Jean-François DIOURIS	<i>Professeur, Université de Nantes</i>	<i>Rapporteur</i>
Jean-Pierre CANCES	<i>Professeur, Université de Limoges</i>	<i>Président, Examineur</i>
Philippe DUFRANE	<i>Ingénieur R&D, RADIAL SYSTEMS</i>	<i>Examineur</i>
Patrick ROSSON	<i>Ingénieur R&D, CEA-LETI Grenoble</i>	<i>Examineur</i>
Bernard JECKO	<i>Professeur, Université de Limoges</i>	<i>Directeur de thèse</i>
David CARSENAT	<i>Enseignant-Chercheur, 3IL</i>	<i>Co-Encadrant</i>
Cyril DECROZE	<i>Maître de Conférence, Université de Limoges</i>	<i>Co-Encadrant</i>

A mes PARENTS

A mes FRÈRES

A la FEMME de ma vie

Remerciements

Les travaux présentés dans ce manuscrit ont été effectués à l'Institut de Recherche XLIM, unité mixte de recherche CNRS 6172, dirigé par Monsieur Dominique CROS. Ma profonde gratitude lui est adressée.

J'adresse mes sincères remerciements à Monsieur Bernard JECKO, Professeur à l'université de Limoges et responsable du département Ondes et Systèmes Associés (O.S.A), de m'avoir accueilli dans son équipe et pour avoir dirigé mes travaux.

J'exprime ma profonde gratitude à Messieurs Cyril DECROZE, Maître de conférences à l'Université de Limoges, et David CARSENAT, Enseignant-Chercheur à l'Institut d'Ingénierie et d'Informatique de Limoges (3IL) et chercheur à XLIM, pour avoir codirigé cette thèse. Leurs conseils et leurs nombreux encouragements furent précieux pour mener à bien ces travaux.

Je tiens également à remercier Monsieur Jean-Pierre Cances, Professeur à l'université de Limoges, pour m'avoir fait l'honneur de présider le jury de cette thèse ainsi que pour ses conseils.

Monsieur Jean-Marie GORCE, Professeur à l'INSA de Lyon, et Monsieur Jean-François DIOURIS, Professeur à l'Université de Nantes, ont accepté d'être les rapporteurs de ce travail, je les en remercie vivement.

Mes sincères remerciements vont à Monsieur Philippe DUFRANE, Responsable R&D de RADIALL SYSTEMS, et Monsieur Patrick ROSSON, Ingénieur R&D au CEA-LETI Grenoble, pour avoir accepté et pour m'avoir fait l'honneur d'être membres de jury.

Un remerciement à Moctar MOUHAMADOU pour m'avoir fait bénéficier de son expérience, de ses précieux et avisés conseils, mais aussi pour son encouragement et son soutien. Je pense également à Khalil FAKIH pour son travail remarquable, ses conseils et sa gentillesse.

Je tiens à associer à ces remerciements Christophe DALL'OMO et Hervé PARVERY, Ingénieurs R&D à RADIALL SYSTEMS, ainsi que Vahid MEGHDADI, Maître de conférences à l'Université de Limoges, pour leur sympathie et leur aide.

J'exprime ma chaleureuse reconnaissance aux deux secrétaires de l'équipe Patricia LE-ROY et Nadine AYMARD pour leur gentillesse, leur bonne humeur, leur aide précieuse, leur disponibilité...

Un clin d'oeil à Julien DROUET (JOJO pour les intimes) qui a partagé avec moi le bureau. Merci pour l'ambiance et les discussions agréables.

Un grand MERCI à Emilien DOUZON, Nicolas CHEVALIER, Sébastien REYNAUD ingénieurs à CISTEME pour les soirées agréables et leurs soutiens précieux. BRAVO les gars et ...BISOUS.

J'associe à ces remerciements tout mes collègues du département O.S.A ainsi que le personnel CISTEME. A vous tous, grand merci.

Je tiens à exprimer ma profonde gratitude à toutes celles et ceux qui m'ont apporté leur soutien, leur amitié ou leur expérience tout au long de ce travail de thèse.

Il ne saurait être question de ne pas parler ici de celle qui partage ma vie et qui a toujours été là pour moi. Je ne pourrais jamais te remercier assez pour ton soutien et ton amour. MERCI Maïssa. Et bien sûr un ENORME MERCI à mes chers parents et à mes deux frères Mounir et Houssam. Merci pour vos encouragements et votre soutien pendant ces 26 années. Je dédie cette thèse à vous cinq et je vous dis, encore une fois, mille MERCI.

Table des matières

Introduction générale	7
1 ÉTAT DE L'ART	11
1.1 Introduction	13
1.2 Les réseaux sans fil	13
1.2.1 Réseaux personnels sans fil (WPAN)	14
1.2.2 Réseaux locaux sans fil (WLAN)	16
1.2.3 Réseaux métropolitains sans fil (WMAN)	17
1.2.4 Les réseaux étendus sans fil (WWAN)	19
1.3 Le canal de propagation	20
1.3.1 Propagation en espace libre	20
1.3.2 Propagation en environnement réel	21
1.3.3 Modélisation	23
1.3.4 Distorsion d'amplitude	24
1.3.5 Effet Doppler	24
1.3.6 Étalement des retards et Bande de cohérence	25
1.4 Les systèmes OFDM	27
1.4.1 Génération des symboles OFDM	28
1.4.2 Préfixe cyclique	30
1.5 Les systèmes MIMO	33

1.5.1	Les principes du MIMO	33
1.5.2	Modèle du canal MIMO	34
1.5.3	Codage espace-temps en bloc	35
1.6	La norme IEEE 802.16d (WiMAX)	39
1.6.1	Historique du standard IEEE 802.16	39
1.6.2	IEEE 802.16-2004	40
1.6.3	IEEE 802.16-2005	45
1.7	Présentation de l'étude	45
1.8	Conclusion	47
2	LE SIMULATEUR WiMAX	49
2.1	Introduction	51
2.2	WirelessMan-OFDM	51
2.2.1	Structure des symboles	51
2.2.2	Structure des trames	53
2.2.3	La Diversité	54
2.3	La structure du simulateur	56
2.3.1	Chaîne d'émission	58
2.3.2	Chaîne de réception	68
2.3.3	Chaîne multi-antennaires	75
2.4	Les simulations du système WiMAX	77
2.4.1	Les caractéristiques de la liaison WiMAX simulée	77
2.4.2	Les modèles de canaux	77
2.4.3	Les résultats des simulations	79
2.5	Conclusion	82
3	MISE EN PLACE ET MESURE DES PERFORMANCES DU SYSTÈME WiMAX	85
3.1	Introduction	87
3.2	Plateforme Expérimentale	88
3.3	Structure de la chaîne d'émission	89
3.3.1	Codage	89
3.3.2	Modulation	90

3.3.3	Codage Espace Temps (STC)	91
3.3.4	Assemblage	91
3.3.5	Filtrage et Sur-échantillonnage	92
3.3.6	Emission	92
3.4	Structure de la chaîne de réception	93
3.4.1	Filtrage et Sous-échantillonnage	94
3.4.2	Détection de la trame	94
3.4.3	Désassemblage	94
3.4.4	Estimation de canal et Egalisation	94
3.4.5	Synchronisation	94
3.4.6	Décodeur Espace Temps	102
3.5	Validations de la chaîne de transmission WiMAX	102
3.5.1	Validation de la chaîne d'émission	103
3.5.2	Validation de la chaîne de réception	103
3.5.3	Mesures de l'EVM	104
3.6	Mesures en environnements maîtrisés	108
3.6.1	Caractéristiques des antennes	109
3.6.2	Mesures en canal AWGN	109
3.6.3	Mesures en CRBM	116
3.7	Mesures en Extérieur vers Intérieur	128
3.7.1	Description des systèmes d'émission et de réception	130
3.7.2	Mesures à puissance fixe	132
3.7.3	Mesures à puissance variable	137
3.7.4	Comparaison Mesures-Simulations	139
3.8	Conclusion	141
4	INTÉGRATION D'UNE TECHNIQUE DE RELAYAGE AU SYSTÈME WiMAX	143
4.1	Introduction	144
4.2	État de l'art sur les solutions à base de relais	144
4.2.1	Les types de relais	146
4.3	Mise en place des simulations	152
4.4	Simulation des performances sans relais	157

4.4.1	Simulation du système SISO	157
4.4.2	Simulation du système MIMO	159
4.5	Simulations des performances avec relais	160
4.5.1	Relais placé sur la terrasse 1	162
4.5.2	Relais placé sur la terrasse 2	164
4.5.3	Comparaison des performances	167
4.6	Conclusion	168
 Conclusion générale et perspectives		171
 Annexes		175
 A Annexe A		177
 B Annexe B		185
 C Annexe C		193
 D Annexe D		201

INTRODUCTION GÉNÉRALE

Le domaine des télécommunications n'a cessé d'évoluer durant ces dernières décennies. Ces évolutions sont liées à l'apparition et le développement de nombreux services comme la voix sur IP (VoIP), la visioconférence, la vidéo à la demande et d'autres applications multimédia gourmande en termes de débit. Actuellement, un des enjeux dans le monde des télécommunications est de savoir si les réseaux, capables de satisfaire ces exigences, se feront sur des bases filaires, sans-fil ou mixtes ? En effet, les réseaux filaires sont plus fiables alors que la transmission d'informations sans fil est plus susceptible d'être affectée par de nombreux facteurs extérieurs. En même temps, le déploiement d'une liaison sans fil ne nécessite pas de travaux de génie civil et leurs zones de couverture ne sont pas liées à la proximité d'un répartiteur.

La technologie WiMAX pour *World Interoperability for Microwave Access* a été mise en place dans l'optique de répondre à cet enjeu. L'objectif du WiMAX est de fournir un accès à internet haut débit aux zones non couvertes par les technologies filaires classiques. Il a été montré qu'en théorie, cette technologie permet d'obtenir des débits montants et descendants de 70 Mbit/s avec une portée de 50 kilomètres [1]. Le débit réel lors de la présence d'obstacles ne pourra ainsi excéder 20 Mbit/s. Pour une meilleure qualité de service, la technologie WiMAX est associée à des modulations haut débit telle que l'OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) ainsi qu'à des techniques de traitement d'antennes telle que le MIMO (Multiple Input Multiple Output) qui permettent d'exploiter efficacement les ressources radio disponibles.

Le travail présenté dans ce manuscrit porte sur la mise en place théorique et expérimentale d'un système de communications numériques basé sur les spécifications de la norme IEEE 802.16d (WiMAX) dans le but d'évaluer ses performances et ses limitations dans un contexte Extérieur vers Intérieur. Il a été mené au sein de l'équipe "réseaux sans fil" du département OSA (Ondes et Systèmes Associés) de l'institut de recherche XLIM. Les travaux de l'équipe sont consacrés au dimensionnement et à l'optimisation des systèmes sans fil. L'ensemble de ces activités s'appuie sur le savoir faire du département OSA en ce qui concerne la propagation électromagnétique et les antennes associées. Ces études de dimensionnement sont dissociées en 3 axes de recherche étroitement liés ; à savoir : le développement d'outils de simulation de couverture et capacité, l'étude de systèmes à diversité d'antennes et du traitement du signal associé (systèmes MIMO), ainsi que le déploiement de démonstrateurs expérimentaux et des méthodes de mesures associées.

Ce travail s'inscrit dans le cadre de deux projets. Le premier est un projet régional intitulé **SYSMART** initié à Limoges dans le cadre du pôle de compétitivité ELOPSYS. Il porte sur le développement de systèmes antennaires compatibles avec les exigences de propagation des signaux radioélectriques à haut débit de type WIMAX et la réalisation d'un démonstrateur pour valider les solutions retenues et évaluer l'amélioration de la qualité de service. Le deuxième est un projet de l'Agence Nationale de la Recherche (ANR) intitulé **ORIANA** et porte sur l'étude et l'Optimisation des **Réseaux Interopérables** sans fils aux moyens de systèmes multi **AN**tennes et de rel**A**is coopératifs dans les bandes WiFi et WiMax. Les principaux objectifs de ce projet sont :

- l'utilisation de terminaux multi-antennes (à diversité de rayonnement et d'espace) fixes ou mobiles.
- l'utilisation innovante de retransmetteurs (relais) renforçant la diversité (au sens de la micro-diversité et macro-diversité) en plus de la couverture.
- l'utilisation de communications coopératives au travers de relais et du concept de radio multi-standards afin d'acheminer l'information entre la station de base et le terminal client de la meilleure façon possible (principe d'interopérabilité).

Labellisé en 2006, ce projet fait intervenir plusieurs acteurs : RADIALL SYSTEMS, FRANCE TELECOM, CEA-LETI, ETSA, TÉLÉCOM PARIS TECH, CISTEME et XLIM.

Ce travail se décompose en trois parties :

- **L'étape 1** a pour but l'étude de la norme IEEE 802.16d en vue de définir et de comprendre le fonctionnement des blocs numériques constituant ce système.
- **L'étape 2** vise à mettre en place un simulateur modélisant le système étudié dans le but d'évaluer ses performances dans des canaux classiques (AWGN, Rayleigh et Rice) et issus de Réponses impulsionnelles mesurées.
- **L'étape 3** est consacrée à la mise en place expérimentale du système WiMAX-MIMO, à la validation de son implémentation dans des environnements maîtrisés et à l'évaluation de ses performances dans un contexte Extérieur vers Intérieur.
- **L'étape 4** est dédiée à la mise en place d'une solution à base de relais pour remédier aux problèmes de pénétration des signaux WiMAX 3,5GHz à l'intérieur des bâtiments.

Le premier chapitre présentera le contexte de l'étude. Tout d'abord, un état de l'art des systèmes de communications sans fil sera dressé. Ensuite, les différentes notions nécessaires pour mener à bien notre étude seront présentées et leurs principes détaillés. Cela nous conduira à la présentation des différentes versions du standard IEEE 802.16 tout en accordant plus d'intérêt à la norme IEEE 802.16d qui fera l'objet de ce travail.

Le second chapitre sera dédié à la mise en place d'un simulateur, à l'aide de Matlab[®], modélisant le système WiMAX étudié. Ce simulateur sera développé sans avoir recours aux fonctions prédéfinies sur Matlab afin d'obtenir un outil souple et évolutif. Tout d'abord, la couche physique relative à la norme IEEE 802.16d est étudiée dans le but d'identifier et de comprendre les algorithmes régissant le fonctionnement de la partie émission de ce système. Les algorithmes composant la partie réceptrice seront choisis de la littérature et implémentés pour garantir de bonnes performances avec une complexité moindre. Les simulations qui s'en suivront permettront d'évaluer les performances du système dans des canaux de type AWGN, Rayleigh et Rice et dans des configurations mono antenne et multi antennes.

Le troisième chapitre sera consacré à la mise en place expérimentale et à la caractérisation du système WiMAX dans des environnements maîtrisés et réel. Ce banc expérimental sera réalisé en transposant le simulateur étudié dans le chapitre précédent sur une plate-forme composée de générateurs de signaux arbitraires et de numériseurs RF. Une adaptation du programme Matlab à ce contexte sera nécessaire. Le processus de caractérisation du système sera divisé en

trois parties. La première partie sera destinée aux différentes validations des blocs constituant le système. La seconde partie sera consacrée à la caractérisation du système dans des environnements maîtrisés : chambre anéchoïque et chambre réverbérante à brassage de modes. Dans la chambre anéchoïque, le système sera validé dans un canal simple sans propagation multi trajets. Dans la chambre réverbérante à brassage de modes le système sera caractérisé dans des canaux multi trajets maîtrisés et présentant différents niveaux de perturbations (sélectivité en fréquence, doppler, ...). Cette caractérisation se fera à travers une méthode innovante dite "active". La dernière étape sera dédiée à l'évaluation des performances du système en environnement Extérieur vers Intérieur. Dans ce contexte, l'émetteur et le récepteur seront disposés de telle manière à créer des liaisons en visibilité directe (LOS) et en non-visibilité directe (NLOS). Le traitement des résultats obtenus permettra d'identifier les éventuelles limitations du système dans un tel environnement.

Le quatrième et dernier chapitre sera destiné à l'intégration d'une solution à base de relais à amplification directe au système WiMAX. L'évaluation des performances de cette nouvelle structure du système (système WiMAX + relais) permettra de quantifier l'apport de ce type de relais.

Nous concluons ce manuscrit en dressant un bilan de ce travail et en proposant quelques perspectives de recherches.

ÉTAT DE L'ART

Sommaire

1.1	Introduction	13
1.2	Les réseaux sans fil	13
1.2.1	Réseaux personnels sans fil (WPAN)	14
1.2.1.1	Bluetooth	15
1.2.1.2	HomeRF	15
1.2.1.3	ZigBee	15
1.2.1.4	Liaisons infrarouges	15
1.2.2	Réseaux locaux sans fil (WLAN)	16
1.2.2.1	WiFi	16
1.2.2.2	HiperLAN	16
1.2.3	Réseaux métropolitains sans fil (WMAN)	17
1.2.3.1	LMDS	17
1.2.3.2	HiperMAN	18
1.2.3.3	WiMAX	18
1.2.4	Les réseaux étendus sans fil (WWAN)	19
1.3	Le canal de propagation	20
1.3.1	Propagation en espace libre	20
1.3.2	Propagation en environnement réel	21
1.3.3	Modélisation	23
1.3.4	Distorsion d'amplitude	24

1.3.5	Effet Doppler	24
1.3.6	Étalement des retards et Bande de cohérence	25
1.4	Les systèmes OFDM	27
1.4.1	Génération des symboles OFDM	28
1.4.2	Préfixe cyclique	30
1.5	Les systèmes MIMO	33
1.5.1	Les principes du MIMO	33
1.5.2	Modèle du canal MIMO	34
1.5.3	Codage espace-temps en bloc	35
1.5.3.1	Le cas MISO	36
1.5.3.2	Le cas MIMO	37
1.6	La norme IEEE 802.16d (WiMAX)	39
1.6.1	Historique du standard IEEE 802.16	39
1.6.1.1	IEEE 802.16-2001	39
1.6.1.2	IEEE 802.16a-2003	40
1.6.1.3	IEEE 802.16c-2002	40
1.6.2	IEEE 802.16-2004	40
1.6.2.1	Les trames	41
1.6.2.2	Modulation adaptative	44
1.6.3	IEEE 802.16-2005	45
1.7	Présentation de l'étude	45
1.8	Conclusion	47

1.1 Introduction

Dans ce chapitre, nous commençons par dresser un état de l'art des réseaux sans fil existants. Le fonctionnement de ces réseaux peut être plus ou moins perturbé en fonction des environnements dans lesquels ils ont été déployés. Cela est dû aux différents phénomènes physiques que subit l'information lors de son passage par le canal de propagation. Il est, donc, nécessaire de rappeler ces phénomènes pour mieux comprendre leurs impacts sur la qualité de liaison. Nous enchaînons, ensuite, par une présentation de la modulation OFDM qui se manifeste comme une technique simple à implémenter et capable de réduire les effets néfastes du canal sur le signal propagé. De plus, son association à une technique MIMO (Multiple Input Multiple Output) permet d'améliorer les performances de la liaison et d'étendre la portabilité des réseaux sans fil. Le standard WiMAX IEEE 802.16 profite, notamment, de cette association pour couvrir des zones, jusque-là, inaccessibles par les technologies filaires classiques tout en leur garantissant un accès haut débit. Les différentes versions de ce standard sont présentées. Nous porterons un intérêt particulier à la version IEEE 802.16d qui fait l'objet de cette étude.

1.2 Les réseaux sans fil

Un réseau sans fil est un réseau dans lequel deux terminaux ou plus peuvent communiquer sans liaison filaire. Grâce aux réseaux sans fil, un utilisateur a la possibilité de rester connecté tout en se déplaçant dans un périmètre géographique plus ou moins étendu.

Les réseaux sans fil se divisent en plusieurs catégories différentes selon la taille de la zone géographique à couvrir [2]. On distingue les réseaux personnels sans fil (**WPAN**), les réseaux locaux sans fil (**WLAN**), les réseaux métropolitains sans fil (**WMAN**) et les réseaux étendus sans fil (**WWAN**). Chacune de ces catégories regroupe différents standards de communication permettant de relier très facilement des équipements distants d'une dizaine de mètres à quelques kilomètres. Dans l'intention de toujours offrir au client une large gamme de services tout en garantissant un débit et une qualité de service meilleurs, les constructeurs cherchent à proposer des terminaux mobiles intégrant différents standards et capables de gérer cette cohabitation.

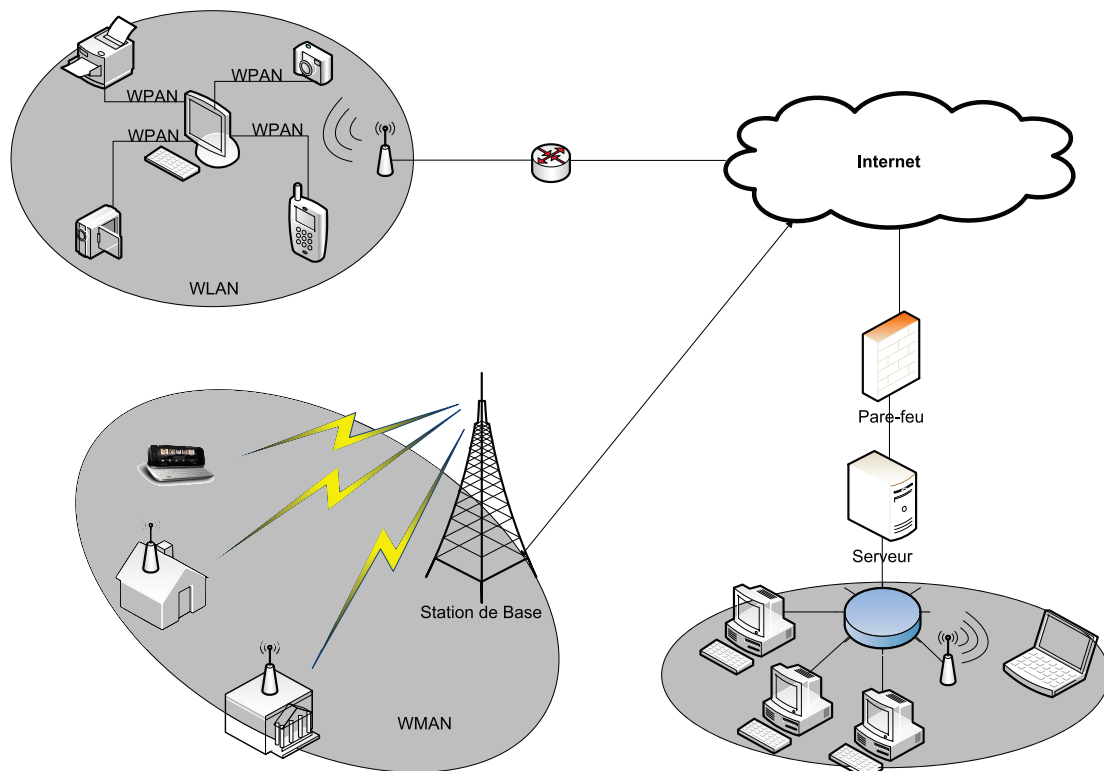


FIGURE 1.1 : Exemple d'architecture de réseaux sans fil

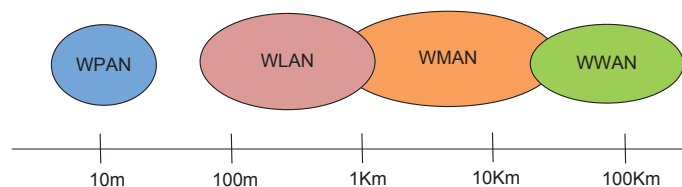


FIGURE 1.2 : Classification des réseaux sans fil

1.2.1 Réseaux personnels sans fil (WPAN)

Le réseau personnel sans fil (WPAN pour Wireless Personal Area Network) concerne les réseaux sans fil d'une faible portée : de l'ordre de quelques dizaines de mètres. Ce type de réseau est adapté à relier des périphériques (imprimante, téléphone portable,...) ou un assistant personnel (PDA) à un ordinateur sans liaison filaire ou bien à permettre la liaison sans fil entre deux machines très peu distantes. Il existe plusieurs technologies utilisées pour les WPAN :

1.2.1.1 Bluetooth

La principale technologie WPAN est la technologie Bluetooth [3], lancée par Ericsson en 1994, proposant un débit théorique de 1 Mbps pour une portée maximale d'une trentaine de mètres. Bluetooth est le nom commercial relatif à la norme IEEE 802.15.1. Sa faible consommation en énergie, la rend particulièrement adaptée à une utilisation au sein de petits périphériques.

1.2.1.2 HomeRF

HomeRF (pour Home Radio Frequency) [4], lancée en 1998 par le HomeRF Working Group (formé notamment par les constructeurs Compaq, Hewlett-Packard, Intel, Siemens, Motorola et Microsoft) propose un débit théorique de 10 Mbps avec une portée d'environ 50 à 100 mètres sans amplificateur. La norme HomeRF soutenue notamment par Intel, a été abandonnée en janvier 2003, notamment car les fondeurs de processeurs misent désormais sur les technologies Wi-Fi embarquées (via la technologie Centrino, embarquant au sein d'un même composant un microprocesseur et un adaptateur Wi-Fi).

1.2.1.3 ZigBee

La technologie ZigBee (nom commercial relatif à la norme IEEE 802.15.4) permet d'obtenir des liaisons sans fil à très bas prix et avec une très faible consommation d'énergie, ce qui la rend particulièrement adaptée pour être directement intégrée dans de petits appareils électroniques. La technologie Zigbee, opérant sur la bande de fréquences des 2,4 GHz et sur 16 canaux, permet d'obtenir des débits pouvant atteindre 250 Kb/s avec une portée maximale de 100 mètres environ.

1.2.1.4 Liaisons infrarouges

Les liaisons infrarouges permettent de créer des liaisons sans fil de quelques mètres avec des débits pouvant monter à quelques mégabits par seconde. Cette technologie est largement utilisée pour la domotique (télécommandes, . . .) mais souffre toutefois des perturbations dues aux interférences lumineuses. L'association IrDA (infrared data association) formée en 1995 regroupe plus de 150 membres.

1.2.2 Réseaux locaux sans fil (WLAN)

Le réseau local sans fil (WLAN pour Wireless Local Area Network) est un réseau permettant de couvrir l'équivalent d'un réseau local d'entreprise, soit une portée d'environ une centaine de mètres. Ayant un fonctionnement cellulaire, il permet de relier entre eux les terminaux présents dans la zone de couverture à partir de points d'accès reliés à un réseau fixe.

1.2.2.1 WiFi

Nom commercial relatif à la norme IEEE 802.11b, le WiFi [5] [6](pour *Wireless Fidelity*) est une technologie intéressante pour de nombreuses sociétés liées au monde des télécoms et d'Internet. Les collectivités locales et surtout les particuliers profitent de la facilité d'accès à Internet haut débit liée à cette norme. Par abus de langage, il désigne, maintenant, les différentes déclinaisons de la norme IEEE 802.11. Il offre un débit théorique de 11 Mb/s pour une portée de 50 mètres.

Dans le souci d'apporter des améliorations en termes de débit, sécurité, QoS, ... différentes déclinaisons de la norme 802.11 ont vu le jour. Parmi lesquelles on retrouve :

- 802.11a : Grâce à la technologie OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing), elle peut atteindre un débit de 54Mb/s dans la gamme de fréquence des 5GHz.
- 802.11g : Elle est la norme la plus répandue actuellement. Elle offre un haut débit (54 Mbit/s théoriques, 25 Mbit/s réels) sur la bande de fréquences des 2,4 GHz.
- 802.11n : Grâce aux technologies MIMO (Multiple Input Multiple Output) et OFDM, cette norme prévoit un débit théorique pouvant atteindre les 600 Mbit/s (débit réel de 100 Mbit/s dans un rayon de 90 mètres).

1.2.2.2 HiperLAN

Travaillant à 5 GHz, la norme HiperLAN (pour *High Performance Radio LAN*) a été lancée par l'ETSI (European Telecommunications Standards Institute). Elle existe en deux versions, HiperLAN1 et HiperLAN2 qui offrent respectivement des débits théoriques de 20 Mb/s pour une portée de 50 mètres et 54 Mbits/s pour une portée de 200 mètres. Une troisième version existe également mais est destinée, plutôt, aux réseaux WMAN. Contrairement au succès qu'a connu le WiFi, la norme HiperLAN n'a jamais reçu de soutien pour le marché américain.

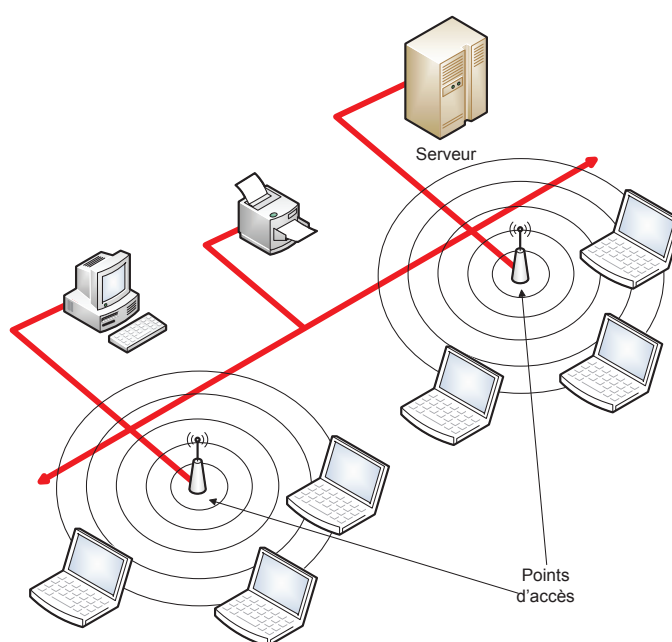


FIGURE 1.3 : Exemple d'architecture WLAN

1.2.3 Réseaux métropolitains sans fil (WMAN)

Les réseaux métropolitains sans fil (WMAN pour Wireless Metropolitan Area Network) sont des réseaux destinés à connecter aussi bien des entreprises que des particuliers à leurs opérateurs (téléphonie fixe, internet, télévision...). Cette connexion s'étend sur l'échelle d'une métropole par voie hertzienne. Connus également sous le nom Boucle Local Radio (BLR), les WMAN cherchent à offrir à leurs abonnés les mêmes performances (débit, QoS,...) que les réseaux filaires classiques tout en minimisant les coûts des installations.

1.2.3.1 LMDS

Le LMDS (pour *Local Multipoint Distribution System*) est un système de télécommunication sans fil point multipoint dédié aux services multimédia, offrant une importante bande passante [7]. L'exploitation des hautes fréquences de travail allouées par l'ETSI (40,5-43,5GHz) permettent à cette technologie de garantir du très haut débit (jusqu'à 155Mbits/s partagés) avec un nombre de nœuds important ainsi que de très larges bandes passantes autorisant de nombreuses applications : Internet, téléphonie, télévision numérique,... La couverture s'étend sur des distances pouvant atteindre 8 kilomètres mais rapidement limitée par les perturbations atmosphériques (pluie, brouillard) [7, 8].

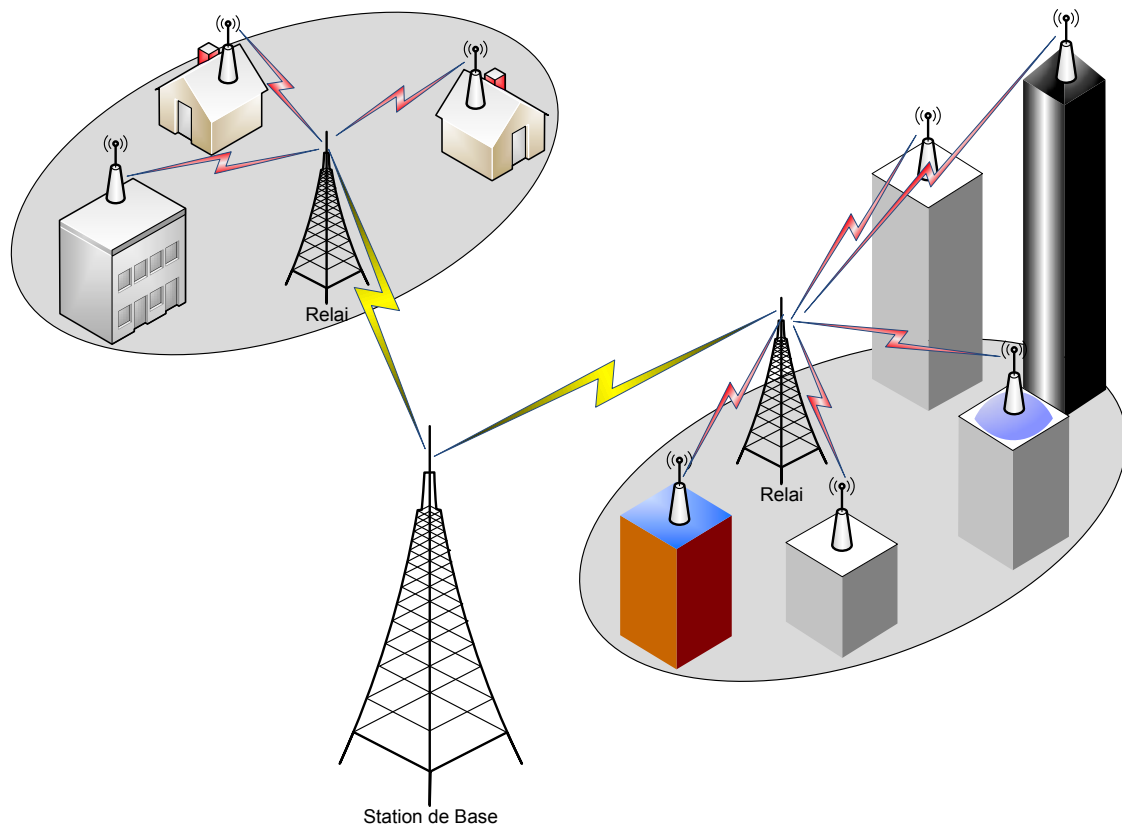


FIGURE 1.4 : Boucle Local Radio (BLR)

1.2.3.2 HiperMAN

HiperMAN (pour High performance radio Metropolitan Area Network) est l'évolution de la norme HiperLAN introduite par l'ETSI. Il permet d'avoir des liaisons à très haut débit du type point à multipoints avec une portée de 5 km [9].

1.2.3.3 WiMAX

Comme l'est le WiFi pour la norme 802.11, Le WiMAX (pour *Worldwide Interoperability for Microwave Access*) [10] est le nom commercial relatif à la norme IEEE 802.16. Le standard 802.16a validé fin 2002 permet d'émettre et de recevoir des données dans les bandes de fréquences radio de 2 à 11GHz avec un débit maximum de 70Mbits/s sur une portée de 50 km. En pratique, cela permet d'atteindre 12Mbits/s sur une portée de 20 km.

Dans la suite de ce manuscrit, nous présenterons, d'une manière globale, les différentes normes WiMAX. Ensuite, seront présentés, d'une manière plus détaillée, les spécifications de

la norme WiMAX IEEE Std 802.16-2004 [11] ainsi que les paramètres importants régissant son fonctionnement.

1.2.4 Les réseaux étendus sans fil (WWAN)

Nous avons vu précédemment que les réseaux WLAN permettent à l'utilisateur d'accéder aux services offerts dans une zone limitée. Les réseaux WWAN (pour Wireless Wide Area Network) [12], quand à eux, couvre une zone s'étendant sur une échelle nationale, voir mondiale, pour offrir cet accès. Grâce à cela, l'abonné peut avoir accès à une multitude de services (aller sur internet, consulter ses courriels, . . .) presque partout où il se trouve. Ces réseaux sont plus connus comme étant les réseaux cellulaires mobiles. L'espace est donc découpé en zone de couverture, appelée cellule (cf. figure 1.5), dont la forme et la taille sont variables.

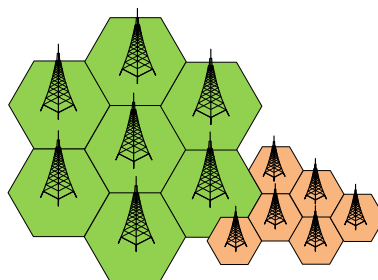


FIGURE 1.5 : Exemple de découpage en cellules

Les technologies utilisées sont classées en générations. Les systèmes de 1^{ère} génération (**1G**) ont été réalisés en technologie dite “analogique” pour des applications vocales, alors que les 2G et 3G sont de type numérique, pour des applications voix et données. Le standard le plus répandu des systèmes 2G est le **GSM** (**G**lobal **S**ystem for **M**obile communications). Conçu initialement pour le transport de la parole, le GSM a connu une première évolution permettant le transport de données en mode paquet avec des débits maximum avoisinant les 115kbit/s. Cependant, les débits réels constatés sont de l'ordre de 30 à 50kbit/s seulement. Cette évolution fait partie de la génération 2,5G et a été baptisée **GPRS** (**G**eneral **P**acket **R**adio **S**ervices). Une seconde évolution du GSM permettant d'atteindre des débits compatibles avec des applications haut débit de type multimédia est connue sous le nom **EDGE** (**E**nhanced **D**ata rate for **G**sm **E**volution).

En 1998, la 3^{ème} génération des systèmes de communications mobiles a vu le jour à travers le standard **UMTS** (**U**niversal **M**obile **T**elecommunications **S**ystem). Ce standard a été conçu

pour la transmission simultanée de la voix et des données avec des débits atteignant 384kbit/s pour une grande mobilité de l'utilisateur et 2Mbit/s pour une mobilité réduite.

Aujourd'hui, vu l'importante évolution des applications multimédia, la nécessité de développement des systèmes de 4ème génération s'impose fortement. Cela permettra de répondre aux fortes contraintes de débit et de mobilité, tout en offrant d'avantage de robustesse dans les transmissions avec une meilleure efficacité spectrale. Cependant, ces performances peuvent être plus ou moins optimales selon le type de "canal de propagation". En effet, le changement des propriétés de la liaison entre l'émetteur et le récepteur, engendre un comportement différent de l'onde électromagnétique lors de sa propagation.

1.3 Le canal de propagation

Trois éléments forment, principalement, les systèmes de communications sans fil : L'émetteur, le récepteur et le support de propagation de l'onde électromagnétique. Ce support est désigné par le terme "Canal de Propagation". Ce canal peut être présenté sous la forme d'un ensemble de phénomènes contribuant à la dégradation de la qualité du signal lors de son transport entre l'émetteur et le récepteur. L'effet de ces phénomènes peut, plus ou moins, s'accroître en fonction de la nature de l'environnement dans lequel sont placés l'émetteur et le récepteur ainsi que des positions respectives de ces derniers [13].

1.3.1 Propagation en espace libre

La propagation en espace libre se produit lorsque l'émetteur a une vue directe et dégagée de tout obstacle du récepteur. Ce type de propagation est qualifié, également, par propagation en vue directe ou *LOS* (Line Of Sight).

Un système de communication respectant ces spécifications peut être schématisé comme le montre la figure 1.7.

A la réception, la puissance du signal subit une atténuation A inversement proportionnelle au carré de la fréquence de travail ainsi qu'à la distance séparant l'émetteur et le récepteur. D'après l'équation de transmission de FRIIS, la puissance reçue s'écrit de la manière suivante :

$$P_r = \frac{P_e \cdot G_e \cdot G_r \cdot \lambda^2}{(4\pi d)^2} \quad (\text{Watt}) \quad (1.1)$$

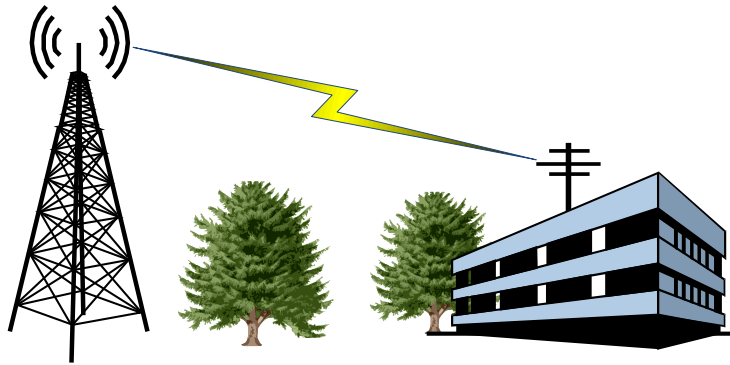


FIGURE 1.6 : Propagation en espace libre

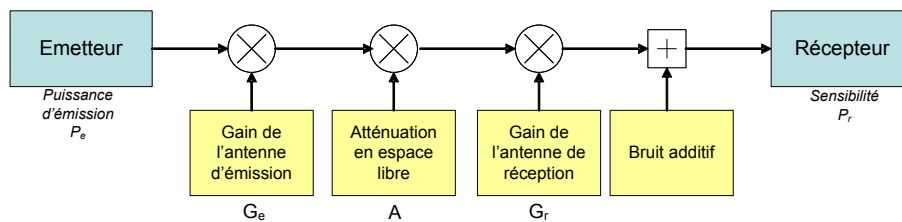


FIGURE 1.7 : Système de communication avec un canal à bruit additif

où G_e et G_r sont respectivement les gains des antennes à l'émission et à la réception exprimés en dBi, d est la distance entre les deux antennes exprimée en mètre, et λ est la longueur d'onde en mètre. L'atténuation donnée par le rapport entre la puissance P_e du signal émis et la puissance P_r du signal reçu s'écrit :

$$A = \frac{1}{G_e \cdot G_r} \cdot \frac{\lambda^2}{(4\pi d)^2} \quad (dB) \quad (1.2)$$

λ est reliée à la fréquence de travail f_p par la relation suivante : $\lambda = \frac{c}{f_p}$ avec c célérité de la lumière ($3 \cdot 10^8 m/sec$).

En considérant les gains des antennes d'émission et de réception fixés à $0dB$, des courbes d'atténuation en espace libre sont illustrées en fonction de d à différentes fréquences.

1.3.2 Propagation en environnement réel

La propagation en espace libre n'est pas toujours rencontrée dans les situations réelles. Généralement, le signal transmis par une source se propage dans l'espace en suivant plusieurs chemins radios, avant d'être reçu par le destinataire. Ce type de propagation est appelé *NLOS* (Non Line Of Sight) si l'émetteur et le récepteur ne sont pas en vue directe. Si une visibilité directe existe entre ces derniers, les propagations *LOS* et *NLOS* peuvent coexister (cf. figure

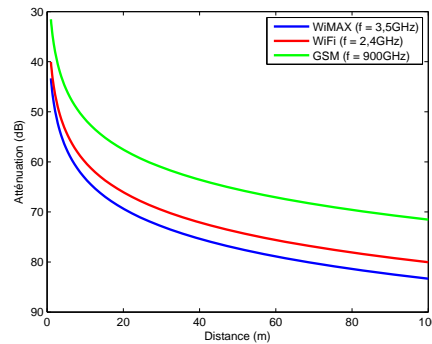


FIGURE 1.8 : Atténuation en espace libre

1.9). En fonction de la nature de l'environnement de propagation et de la taille des obstacles, il est sujet à l'influence de divers phénomènes physique [14] [15] [16] [17] à savoir :

- la **réflexion** et la **transmission** qui se produisent sur des obstacles de grandes dimensions par rapport à la longueur d'onde. La réfraction décrit l'onde transmise à travers l'obstacle. Si l'obstacle est parfaitement conducteur, il n'y a pas de transmission de l'onde, ce qui signifie que toute l'énergie est réfléchi. Si la surface est totalement lisse, ou du moins que les irrégularités sont de dimension négligeable par rapport à la longueur d'onde, la réflexion et la réfraction sont régies par les lois de Snell-Descartes et de Fresnel. Les coefficients de réflexion et de réfraction dépendent des propriétés électromagnétiques de l'obstacle, de la polarisation, de la fréquence et de la direction de l'onde incidente.
- la **diffraction** qui se produit sur l'arrête d'obstacle de grandes dimensions par rapport à la longueur d'onde ou sur des obstacles dont certaines dimensions sont de l'ordre de la longueur d'onde. Le principe de Huygens, qui dit que chaque point éclairé de l'obstacle peut s'apparenter à une source repropageant l'onde sous forme sphérique, permet de prendre en compte et calculer la diffraction. On peut citer, par exemple, la diffraction par dessus les toits ou sur les coins des bâtiments. La diffraction permet d'éclairer des zones qui seraient considérées comme zones d'ombre par l'optique géométrique. Généralement, l'énergie diffractée est de plus en plus faible au fur et à mesure que l'on se rapproche de l'obstacle et que la fréquence devient plus grande. Beaucoup d'études sur les pertes de puissance dans le contexte radiomobile se font à partir de modèles prenant en compte la diffraction.
- la **diffusion** peut se produire quand une onde rencontre un obstacle dont la surface n'est pas parfaitement plane et lisse. C'est le cas des couches ionisées, de la surface du sol

dans les régions vallonnées (pour les longueurs d'ondes les plus grandes) ou de la surface des obstacles (falaises, forêts, constructions...) pour les ondes ultracourtes (au-dessus de quelques centaines de mégahertz)

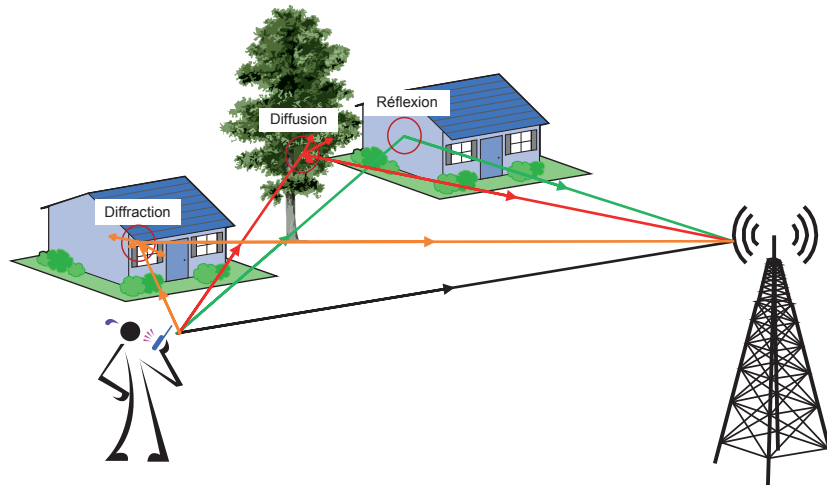


FIGURE 1.9 : Phénomènes de réflexion, diffraction et diffusion

Au niveau de la réception, les trajets arrivent avec une certaine atténuation en amplitude et une rotation de phase ainsi qu'avec un certain retard qui dépend de la longueur du trajet parcouru. Ils se recombinaient, ensuite, au niveau du récepteur pour constituer le signal reçu total.

Un système de communication peut être schématisé dans le cas d'une propagation en environnement réel comme le montre la figure 1.7.

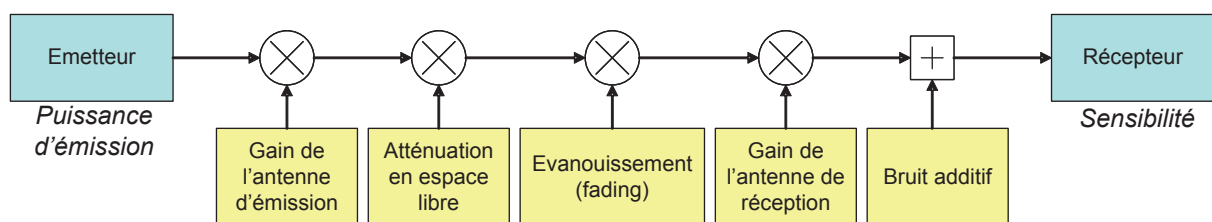


FIGURE 1.10 : Système de communication avec un canal réel

1.3.3 Modélisation

Soit un canal radio mobile caractérisé par L trajets et par des retards associés à ces trajets. On peut donc considérer ce canal comme un filtre linéaire ayant une réponse impulsionnelle $h(t, \tau)$ qui est une fonction du temps et des retards des trajets.

La réponse impulsionnelle d'un canal à multi-trajets large bande peut être exprimée par :

$$h(t, \tau) = \sum_{l=1}^L \alpha_l(t) e^{-j(2\pi f_c \tau_l(t))} \delta(\tau - \tau_l(t)) \quad (1.3)$$

avec $\alpha_l(t)$ et $\tau_l(t)$ sont respectivement l'amplitude complexe et le retard du nième trajet à l'instant t .

Cette propagation par trajets multiples est à l'origine de plusieurs problèmes qui affectent les trois paramètres (amplitude, phase et fréquence) de l'onde émise de la façon suivante :

- distorsion d'amplitude par l'évanouissement
- décalage en fréquence par effet Doppler
- distorsion de phase par l'étalement des retards

1.3.4 Distorsion d'amplitude

Comme cela a été précisé précédemment, les trajets se recombinent au niveau du récepteur pour constituer le signal reçu. Ces recombinaisons peuvent être sous forme de superpositions constructives, en phase, ou destructives, en opposition de phase, des différents rayons réfléchis, diffusés ou réfractés vers le récepteur, donnant lieu à des distorsions du signal. On parle, alors, de distorsion d'amplitude ou *fading*. La distribution de ces évanouissements dépend de la présence ou de l'absence d'un trajet LOS. En absence de ce trajet, le canal est représenté par la somme d'un grand nombre de valeurs aléatoires indépendantes et l'atténuation d'amplitude résultante suit une loi de Rayleigh [18]. Cependant, si le canal entre l'émetteur et le récepteur est formé par un trajet direct et une infinité de trajets indirects, la distribution de l'atténuation est modélisée comme une loi de Rice [18].

1.3.5 Effet Doppler

La mobilité de l'émetteur, du récepteur ou même d'un ou des objets environnants à une certaine vitesse engendre un décalage fréquentiel f_d . On parle alors de décalage Doppler ou étalement spectral du signal transmis. La valeur de ce décalage peut être calculée à partir de l'équation suivante :

$$f_d = f \frac{v}{c} \cos(\theta) \quad (1.4)$$

Avec v la vitesse du mobile, f la fréquence du travail, c la célérité de la lumière et θ l'angle formé par la direction du vecteur vitesse du mobile avec celle du vecteur de propagation de l'onde transmise. Cet angle est aléatoire à cause du caractère imprévisible des angles des différents trajets qui peuvent changer dans le temps compte tenu des différents objets environnants. La bande de fréquence dans laquelle f_d varie est

$$[f - f_{dmax} \quad f + f_{dmax}] \quad \text{avec} \quad f_{dmax} = f \frac{v}{c}$$

A partir de cet effet Doppler, le temps de cohérence du canal T_c est défini comme étant inversement proportionnel à la valeur efficace (RMS) de f_d [19]. Il permet de mesurer la rapidité des fluctuations du canal. Ainsi, plus grand est T_c , plus lentes sont les fluctuations.

1.3.6 Étalement des retards et Bande de cohérence

Comme mentionné précédemment, selon l'environnement de propagation, un signal émis est porté par un certain nombre de trajets. En fonction des parcours empruntés par ces trajets, chaque copie de ce signal est reçue par le récepteur avec une puissance et un retard propres. Cela donne naissance à un certain profil de retards et de puissances caractérisant le canal. En anglais ce profil est connu sous la terminologie *Power Delay Profile* (PDP). Dans le but de comparer différents canaux multi-trajets, certains paramètres ont été mis en place [20] [19] :

- Le retard moyen : Le retard moyen est le moment du premier ordre du PDP. Il est défini par :

$$\bar{\tau} = \frac{\sum_k P(\tau_k) \tau_k}{\sum_k P(\tau_k)} \quad (1.5)$$

- L'étalement RMS : La valeur efficace (RMS) de l'étalement des retards est définie comme étant la racine carrée du moment de second ordre du PDP. Elle s'écrit :

$$\sigma_\tau = \sqrt{\overline{\tau^2} - (\bar{\tau})^2} \quad (1.6)$$

Avec

$$\overline{\tau^2} = \frac{\sum_k P(\tau_k) \tau_k^2}{\sum_k P(\tau_k)} \quad (1.7)$$

Ces retards sont relatifs au premier trajet arrivant sur le récepteur à τ_0 . Les équations 1.5 et 1.7 ne font pas référence à la puissance absolue du signal $P(\tau)$ mais plutôt à la puissance $P(\tau_k)$ relative à chaque trajet k reçu. Les valeurs typiques de cet étalement sont de l'ordre de la microseconde pour des canaux de type *Outdoor* et de l'ordre de la nanoseconde pour des canaux de type *Indoor*.

- Le retard maximal : Le retard maximal τ_{max} est défini comme étant le retard relatif au trajet k ayant un niveau de puissance égal à un certain seuil XdB . Ce seuil est fixé par rapport à la puissance maximale reçue (qui n'est pas forcément celle du 1^{er} trajet). Ainsi, $\tau_{max} = \tau_k - \tau_0$.

On appelle bande de cohérence, la bande de fréquence dans laquelle les comportements des signaux radiofréquence sont encore fortement corrélés. Elle est inversement proportionnelle à l'étalement RMS et s'écrit :

$$B_c \approx \frac{1}{\sigma_\tau} \quad (1.8)$$

Lorsque $B_c \leq B_s$, avec B_s la bande de fréquence du signal modulé, le canal est dit *sélectif en fréquence*. Inversement, le canal est dit *non sélectif en fréquence* ou *plat*.

En combinant cet effet de sélectivité avec l'effet Doppler, qui agit plutôt sur la rapidité des évanouissements, on peut lister quatre types de canaux à savoir :

- Canal non sélectif en fréquence à évanouissement lent (*Flat Slow Fading* en anglais) où $B_c > B_s$ et $T_c > \tau_{max}$.
- Canal non sélectif en fréquence à évanouissement rapide (*Flat Fast Fading* en anglais) où $B_c > B_s$ et $T_c < \tau_{max}$.
- Canal sélectif en fréquence à évanouissement lent (*Frequency Selective Slow Fading* en anglais) où $B_c < B_s$ et $T_c > \tau_{max}$.
- Canal sélectif en fréquence à évanouissement rapide (*Frequency Selective Fast Fading* en anglais) où $B_c < B_s$ et $T_c < \tau_{max}$.

En passant dans un canal "plat", toutes les composantes spectrales du signal atteignent le récepteur avec, approximativement, le même gain et une phase linéaire. Ces composantes sont atténuées différemment dans le cas d'un canal "sélectif en fréquence". De plus, ce phénomène de sélectivité entraîne l'apparition d'interférences entre symboles (IES).

De nombreuses techniques pouvant remédier à ces problèmes tout en exploitant les domaines spatiales et fréquentielles existent. Parmi elles, nous nous intéressons à la technique de

modulations multi-porteuses dans laquelle un bloc d'information est modulé par une transformée de Fourier. Elle est connue sous le nom d'OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing*) [21].

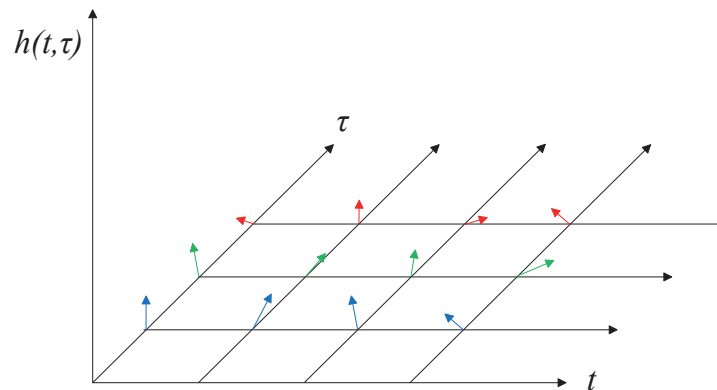


FIGURE 1.11 : Exemple de représentation d'un canal de propagation

1.4 Les systèmes OFDM

Les techniques de modulations classiques sont sensibles aux IES dans le cas d'un canal à trajets multiples. Pour compenser cet effet négatif, des processus d'égalisation sont utilisés. Cependant, leur mise en place s'est avérée d'une grande complexité surtout lorsque le canal varie beaucoup dans le temps ou suivant la fréquence du signal.

Les techniques de modulations multi-porteuses sont, donc, apparues pour remédier à ce problème en éliminant les IES et en simplifiant l'égalisation. L'information est, alors, répartie sur un grand nombre de sous-porteuses. Ainsi dans un canal de transmission avec des chemins multiples où certaines fréquences seront détruites à cause de la combinaison destructive de chemins, le système sera tout de même capable de récupérer l'information perdue sur d'autres fréquences porteuses qui n'auront pas été affectées [21]. Dans ce manuscrit, nous nous intéressons, plus particulièrement, à l'OFDM.

En OFDM, les porteuses sont conçues de manière à ce qu'elles soient orthogonales entre elles [22]. Le spectre relatif à chaque porteuse voit, alors, ses zéros correspondre aux fréquences centrales des autres porteuses. Cela leur permet d'être placées très proches les unes des autres sans interférence. De plus, chacune de ces porteuses opère sur une bande très étroite dans laquelle le canal est plat (Flat Fading) (cf. figure 1.12).

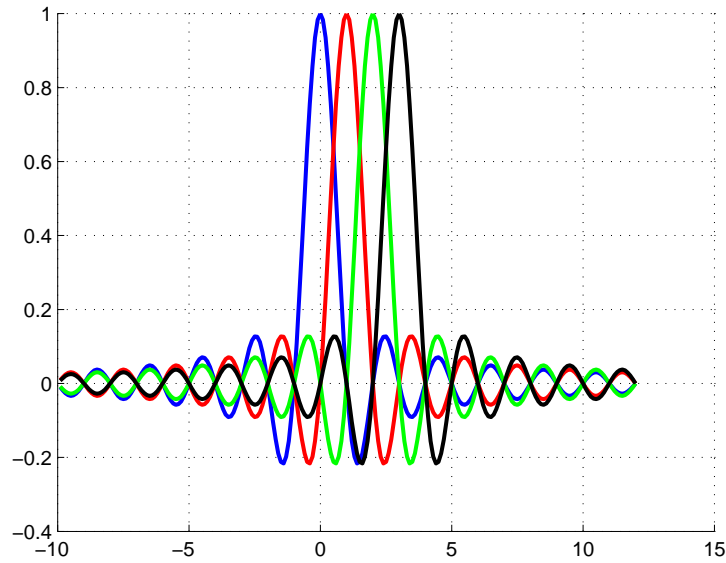


FIGURE 1.12 : Spectres de quatre porteuses orthogonales

De part sa structure, l'OFDM permet, également, d'améliorer l'efficacité spectrale d'un système de communication. D'autres avantages, entre autres, qui justifient l'intérêt qu'on lui porte actuellement sont la simplicité de sa mise en place (utilisation des fonctions duales IFFT-FFT) et l'utilisation d'un intervalle de garde pour lutter contre l'IES.

Cependant, comme toute modulation numérique, il présente quelques défauts qui nécessitent d'être corrigés. Nous en citons la perte en termes de bande utile occupée et de débit dus à l'utilisation de cet intervalle de garde. Par exemple, 20% de la bande allouée est consommée par cet intervalle dans la norme IEEE802.11a. De même, sa structure le rend très sensible aux décalages fréquentiels et au bruit de phase des équipements qui pourront causer la perte de l'orthogonalité entre les sous-porteuses et donc l'apparition d'IES.

1.4.1 Génération des symboles OFDM

Les systèmes OFDM transmettent les données par blocs (symboles OFDM). Chaque bloc comporte un ensemble de N sous-porteuses orthogonales dont les fréquences centrales f_k sont espacées d'un multiple de l'inverse de la période symbole $\Delta f = 1/NT_s$. L'ensemble est centré autour de f_p la fréquence de travail.

Les données d'entrée d'un système OFDM sont sous la forme d'un flux binaire mis en série. Des symboles complexes X sont, ensuite, définis à partir de ces éléments binaires selon une

constellation typiquement de modulation BPSK, QPSK ou QAM. Cela entraîne une réduction du débit binaire initial R à une quantité égale à $\frac{R}{\log_2(M)}$ avec M la taille de la constellation. Les données passent dans un buffer permettant de les convertir de série en parallèle. Après cela, elles sont converties au domaine temporel à l'aide d'une transformée de Fourier inverse discrète (IDFT) ou rapide (IFFT). La IDFT (ou IFFT) accomplit cette transformation en préservant l'orthogonalité entre les différentes sous-porteuses. Cette étape caractérise ce qu'on appelle la *modulation OFDM*. Le schéma de principe du modulateur OFDM est présenté sur la figure.

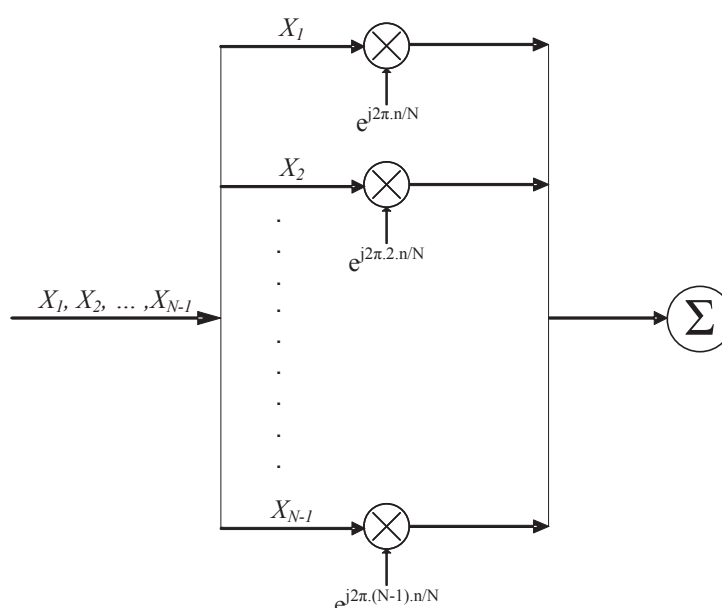


FIGURE 1.13 : Schéma de principe du modulateur OFDM

Ainsi, Le signal relatif au $m^{\text{ème}}$ symbole OFDM s'écrit :

$$x_{m,n} = IDFT\{X_{m,k}\} = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} X_k e^{j2\pi k \frac{n}{N}} \quad n = 0, \dots, N-1 \quad (1.9)$$

D'un point de vue matriciel, x_m s'écrit

$$x_m = F^H [X_{m,0} \quad X_{m,1} \quad \dots \quad X_{m,N-1}]^T \quad (1.10)$$

avec $F = \frac{1}{\sqrt{N}} \left[e^{-j(2\pi/N)nk} \right]_{n,k=0,\dots,N-1}$ et $(\cdot)^H$ l'opérateur transposée conjuguée.

Cette séquence $x_{m,n}$ correspond à la somme $x_m(t)$ des signaux, répartis sur les N sous-porteuses du $m^{\text{ème}}$ symbole OFDM, échantillonnée aux instants $t = nT_s/N$, avec $n = 0, \dots, N$.

$$x_m(t) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} X_k e^{j2\pi k \frac{t}{T_s}} \quad 0 \leq t \leq T_s \quad (1.11)$$

La forme des données est ensuite convertie de parallèle en série. A la réception, le signal reçu $y_{m,n}$ est le résultat de filtrage du signal émis $x_{m,n}$ par un canal h . De là, $y_{m,n}$ s'écrit de la façon suivante :

$$y_{m,n} = h * x_{m,n} + b \quad (1.12)$$

Avec b un bruit additif blanc gaussien.

A la réception, les données passent dans un buffer les convertissant de série en parallèle pour pouvoir les transformer, à nouveau, dans le domaine fréquentiel. Cette transformation est effective en utilisant une transformée de Fourier discrète (DFT) (ou rapide (FFT)).

1.4.2 Préfixe cyclique

Considérons que h comporte L trajets se caractérisant, respectivement, par τ_l et λ_l les retards et les atténuations relatifs à chaque trajet l . A cause de la mémoire du canal, les L dernières composantes du bloc OFDM x_{m-1} interfèrent avec les L premières composantes du bloc OFDM x_m . Cela donne naissance à un phénomène d'IES qui vient dégrader la qualité de la liaison. Une astuce, appelée préfixe cyclique [21] [23], est utilisée dans les systèmes OFDM actuels

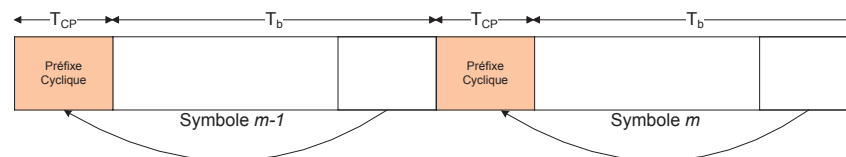


FIGURE 1.14 : Principe du préfixe cyclique

dans le but d'éliminer ce phénomène d'IES. Le but est d'introduire de la redondance et de structurer celle-ci afin de transformer le produit de convolution classique de l'équation (1.12) en un produit de convolution circulaire. Elle consiste, alors, à ajouter un espace entre les symboles OFDM d'une durée supérieure à l'étalement des délais. Ainsi les derniers échos du symbole OFDM d'indice m auront lieu durant cet intervalle dit *de garde*, et le symbole OFDM suivant

d'indice $m + 1$ ne sera plus perturbé par le précédent. En pratique, ajouter un préfixe cyclique de taille D , telle que $D \geq L - 1$, consiste à étendre le symbole OFDM en copiant les D dernières composantes et les placer à l'avant de ce même symbole (cf. figure 1.14). Le bloc temporel se transforme, alors, de $\{x_{m,0}, x_{m,1}, \dots, x_{m,N-1}\}$ à $\{x_{m,N-D+1}, \dots, x_{m,N-1}, x_{m,0}, x_{m,1}, \dots, x_{m,N-1}\}$.

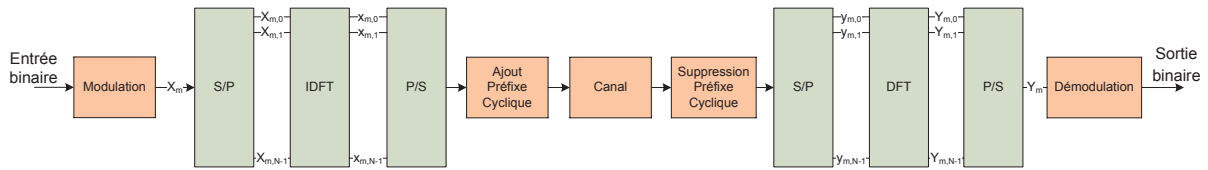


FIGURE 1.15 : Schéma d'un système OFDM

En considérant une transmission sans bruit additif, le symbole OFDM reçu après le passage par le canal s'écrit :

$$\begin{bmatrix} q_{m,0} \\ q_{m,1} \\ \vdots \\ q_{m,N+D-1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_0 & 0 & \dots & \dots & \dots & 0 \\ \vdots & \ddots & \ddots & & & \vdots \\ h_{L-1} & & \ddots & \ddots & & \vdots \\ 0 & \ddots & & \ddots & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & & \ddots & 0 \\ 0 & \dots & 0 & h_{L-1} & \dots & h_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{m,N-D+1} \\ \vdots \\ x_{m,N-1} \\ x_{m,0} \\ \vdots \\ x_{m,N-1} \end{bmatrix} \left. \begin{array}{l} \text{Préfixe cyclique} \\ \text{Données utiles} \end{array} \right\} \quad (1.13)$$

Les D premiers échantillons du symbole OFDM reçu contiennent les interférences avec le bloc précédent. Ils sont, donc, écartés dans la suite du calcul. Ainsi, le système peut se réécrire :

$$\begin{bmatrix} q_{m,D} \\ q_{m,D+1} \\ \vdots \\ q_{m,N+D-1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} y_{m,0} \\ y_{m,1} \\ \vdots \\ y_{m,N-1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_0 & 0 & 0 & h_{L-1} & \dots & h_1 \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots \\ h_{L-1} & & \ddots & \ddots & \ddots & h_{L-1} \\ 0 & \ddots & & \ddots & \ddots & 0 \\ \vdots & \ddots & \ddots & & \ddots & 0 \\ 0 & \dots & 0 & h_{L-1} & \dots & h_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{m,0} \\ x_{m,1} \\ \vdots \\ x_{m,N-1} \end{bmatrix} \quad (1.14)$$

D'après [24], toute matrice circulante est diagonalisable dans une base de vecteurs propres de Fourier. Ainsi :

$$\begin{bmatrix} h_0 & 0 & 0 & h_{L-1} & \cdots & h_1 \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots \\ h_{L-1} & & \ddots & \ddots & \ddots & h_{L-1} \\ 0 & \ddots & & \ddots & \ddots & 0 \\ \vdots & \ddots & \ddots & & \ddots & 0 \\ 0 & \cdots & 0 & h_{L-1} & \cdots & h_0 \end{bmatrix} = F^H \begin{bmatrix} H_0 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & \ddots & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & 0 \\ 0 & \cdots & 0 & H_{N-1} \end{bmatrix} F \quad (1.15)$$

Avec $\text{diag}([H_0, \dots, H_{N-1}]) = F [h_0 \dots h_{L-1} 0 \dots 0]^T$ est la transformée de Fourier du canal et H_k le coefficient du canal plat associé à la $k^{\text{ème}}$ sous-porteuses. D'après les équations (1.10) et (1.15), la transformée de Fourier du symbole OFDM reçu y_m s'écrit :

$$\begin{bmatrix} Y_{m,0} \\ Y_{m,1} \\ \vdots \\ Y_{m,N-1} \end{bmatrix} = F \begin{bmatrix} y_{m,0} \\ y_{m,1} \\ \vdots \\ y_{m,N-1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} H_0 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & \ddots & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & 0 \\ 0 & \cdots & 0 & H_{N-1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_{m,0} \\ X_{m,1} \\ \vdots \\ X_{m,N-1} \end{bmatrix} \quad (1.16)$$

De là, l'égalisation devient très simple à mettre en place. En effet, en opérant dans le domaine fréquentiel, des inversions scalaires suffisent à compenser l'effet du canal au lieu des inversions matricielles nécessaires dans les systèmes mono-porteuses.

Après avoir présenté les avantages de l'OFDM, ses défauts ainsi que les détails de sa mise en place, nous nous intéressons, dans le paragraphe suivant, à une autre technique utilisée actuellement. Appelée **MIMO** (Multiple Input Multiple Output), cette technique est basée sur l'utilisation de plusieurs antennes aux niveaux de l'émetteur et du récepteur. Son association à l'OFDM permet, dans certaines conditions, une amélioration considérable des performances d'un système de communications numériques.

1.5 Les systèmes MIMO

Les techniques MIMO sont apparues dans les années 90 grâce à Gerard. J. Foschini [25]. Le but étant d'augmenter le débit et la portée des réseaux sans fil, elles se basent sur l'utilisation de plusieurs antennes aussi bien du côté de l'émetteur que celui du récepteur.

La mise en place d'une telle structure permet au système utilisé d'atteindre des débits importants et cela sans changer la largeur de la bande alloué au signal ni sa puissance d'émission. De plus, le fait d'utiliser plus d'une antenne des deux côtés du système permet d'apporter de la diversité. Concrètement, plusieurs répliques de la même information sont transmises sur plusieurs canaux ayant des puissances comparables et des évanouissements indépendants, et donc, il est fort probable qu'au moins un, ou plus, des signaux reçus ne soit pas atténué à un moment donné, rendant possible une transmission de bonne qualité. Cela a pour conséquence l'amélioration du rapport signal à bruit (en anglais *Signal to Noise Ratio (SNR)*) et donc du taux d'erreurs binaires [25–27].

1.5.1 Les principes du MIMO

Comme cela a été expliqué précédemment, la principale source des perturbations, que subit un signal lors de sa propagation, est le canal. En effet, à cause des phénomènes de propagation multi-trajets, le signal subit des évanouissements, des décalages fréquentiels ou même temporels. Contrairement aux systèmes *classiques*, les systèmes à diversité prennent avantage de ces types de propagation pour améliorer les performances du système. Pour mettre en place ces améliorations, les systèmes MIMO exploitent les technique de :

- diversité d'espace : Aussi connue sous le nom de diversité d'antenne
- diversité fréquentielle : Cette technique demande l'envoi du même signal sur des fréquences différentes. Il faut toutefois faire attention à la largeur de bande cohérente et à l'étendue fréquentielle due aux multi-trajets et aux distances à franchir par la transmission.
- diversité temporelle : Lorsque l'on sépare l'envoi du même signal par le temps cohérence du canal, il est possible de profiter de la diversité temporelle. Tout dépend également de la vitesse de déplacement du mobile et de la fréquence porteuse.

Un système MIMO se caractérise par l'utilisation de plusieurs antennes à l'émission ainsi qu'à la réception. Lorsqu'un tel système comprend, seulement, une seule antenne à l'émission et plusieurs antennes à la réception, il est nommé *SIMO* (Single Input Multiple Output). De même, lorsqu'il comprend plusieurs antennes à la réception et une seule antenne à l'émission, il est nommé *MISO* (Multiple Input Single Output). Finalement, si les deux côtés comptent une antenne chacun, le système est dit *SISO* (Single Input Single Output) [28] (cf. figure 1.16).

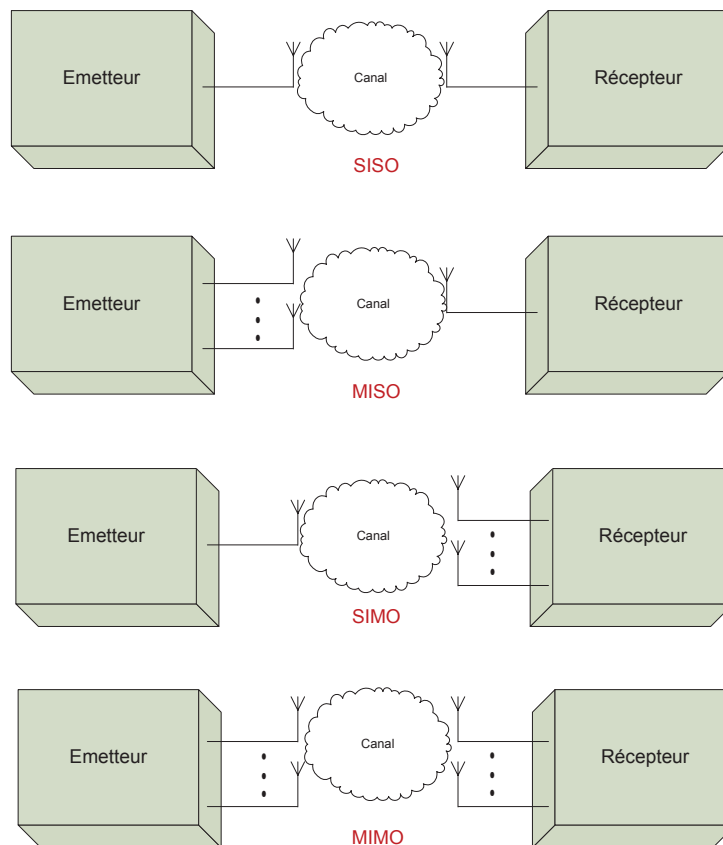


FIGURE 1.16 : Schémas représentatifs du *SISO*, *MISO*, *SIMO* et *MIMO*

1.5.2 Modèle du canal MIMO

Considérons un système MIMO composé de N_T antennes à l'émission et N_R antennes à la réception. L'information est émise par les N_T antennes à la fois. Lors de sa propagation, elle est portée par plusieurs canaux reliant chacun une antenne d'émission à une autre en réception. A la réception on détecte un signal $y(t) \in \mathbb{C}^{N_R \times 1}$ qui s'écrit :

$$y(t) = Hx(t) + b(t) \quad (1.17)$$

Avec $H \in \mathbb{C}^{N_R \times N_T}$ la matrice du canal, $x(t) \in \mathbb{C}^{N_T \times 1}$ le signal émis et $b(t) \in \mathbb{C}^{N_R \times 1}$ un bruit blanc additif gaussien.

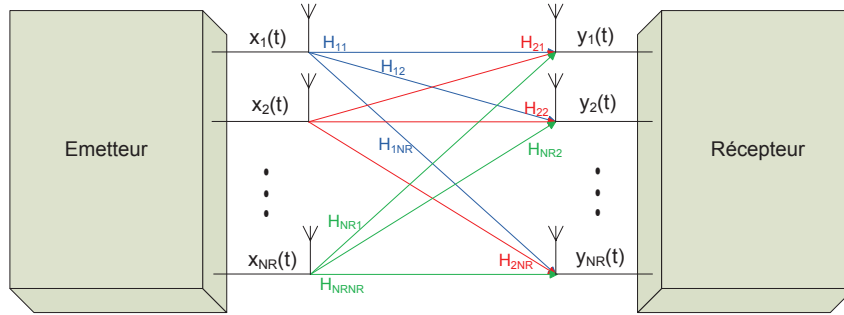


FIGURE 1.17 : Système MIMO

Les équations (1.18) et (1.19) comportent l'écriture matricielle des éléments composant ce système.

$$\begin{aligned} x(t) &= \begin{bmatrix} x_1(t) & x_2(t) & \cdots & x_{N_T}(t) \end{bmatrix} \\ y(t) &= \begin{bmatrix} y_1(t) & y_2(t) & \cdots & y_{N_R}(t) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (1.18)$$

Avec $x_i(t)$ et $y_j(t)$ représentent, respectivement, le signal relatif à la $i^{\text{ème}}$ antenne d'émission et celui relatif à la $j^{\text{ème}}$ antenne de réception.

$$H = \begin{bmatrix} H_{11} & H_{12} & \cdots & H_{1N_T} \\ H_{21} & H_{22} & \cdots & H_{2N_T} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ H_{N_R1} & H_{N_R2} & \cdots & H_{N_RN_T} \end{bmatrix} \quad (1.19)$$

Avec H_{ij} le coefficient complexe du canal entre la $i^{\text{ème}}$ antenne d'émission et la $j^{\text{ème}}$ antenne de réception. En fonction de l'environnement de propagation, de l'espacement entre les antennes ou même de leurs polarisations, ces coefficients peuvent être plus ou moins corrélés entre eux.

1.5.3 Codage espace-temps en bloc

Dans le but d'exploiter, encore plus, la diversité qu'offre un système MIMO, différents algorithmes de codage/décodage ont été développés. Nous en citons quelques-uns comme les techniques de combinaison par ratio maximal [29], de water-filling [26], de codage espace-temps en treillis [30] [31] et de codage espace-temps en bloc [32] [33]. Dans la suite, nous nous intéressons à celle du codage espace-temps en bloc.

Le codage espace-temps en bloc (en anglais *Space-Time Bloc Coding*) a été présenté, pour la première fois par Alamouti en 1998 [33]. Cette approche prend avantage des phénomènes de propagations multi-trajets, dans le but d'améliorer l'efficacité spectrale des systèmes MIMO. Le principe consiste à introduire une redondance d'information entre deux antennes d'émission et améliorer ainsi la robustesse pour une même puissance d'émission mais sans gagner du débit. Alamouti a présenté son code avec, au plus, deux antennes réceptrices. Le codage est fait en prenant en compte les dimensions spatiale et temporelle d'où son nom.

1.5.3.1 Le cas MISO

Le schéma d'un codage espace-temps appliqué à un système MISO avec deux antennes en émission et une seule en réception est illustré sur la figure 1.18

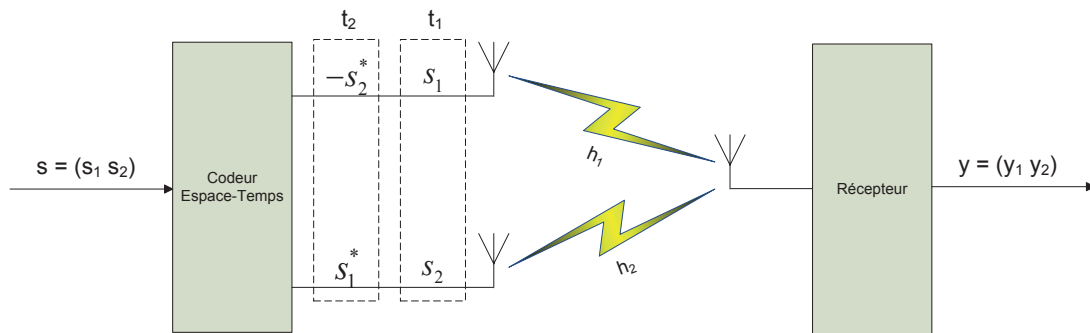


FIGURE 1.18 : Schéma d'un système MISO 2x1 avec codage d'Alamouti

A la sortie du codeur espace-temps, les antennes d'émission Tx_1 et Tx_2 envoient, respectivement, les symboles s_1 et s_2 , durant le premier temps symbole t_1 . A temps symbole d'après, les symboles $-s_2^*$ et s_1^* sont émis. Les canaux h_1 et h_2 sont supposés statiques durant t_1 et t_2 .

Au niveau du récepteur, le signal reçu est la combinaison des symboles reçus affectés par les différents canaux. De là :

$$y = S.h + b \quad (1.20)$$

avec $y = [y_1 \ y_2]^T$ le vecteur signal reçu, $h = [h_1 \ h_2]^T$ le vecteur canal, $b = [b_1 \ b_2]^T$ le vecteur bruit et S la matrice des symboles codés :

$$S = \begin{bmatrix} s_1 & s_2 \\ s_2^* & -s_1^* \end{bmatrix}$$

Le développement des éléments de l'équation (1.20) mène au système d'équations suivant :

$$\begin{aligned} y_1 &= s_1 h_1 + s_2 h_2 + b_1 \\ y_2 &= -s_2^* h_1 + s_1^* h_2 + b_2 \end{aligned} \quad (1.21)$$

En conjuguant la deuxième équation du système, on peut écrire :

$$\begin{aligned} y_1 &= s_1 h_1 + s_2 h_2 + b_1 \\ y_2^* &= s_1 h_2^* - s_2 h_1^* + b_2^* \end{aligned} \quad (1.22)$$

$$\begin{bmatrix} y_1 \\ y_2^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_1 & h_2 \\ h_2^* & -h_1^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} b_1 \\ b_2^* \end{bmatrix} \quad (1.23)$$

Alamouti a considéré, dans son article, que les canaux h_1 et h_2 sont orthogonaux. Concrètement, il scinde le canal MISO en deux canaux indépendants pour garantir une diversité d'ordre 2. Mathématiquement, cela veut dire que :

$$H_c H_c^H = H_c^H H_c = (|h_1|^2 + |h_2|^2) I_2 \quad \text{avec} \quad H_c = \begin{bmatrix} h_1 & h_2 \\ h_2^* & -h_1^* \end{bmatrix} \quad (1.24)$$

avec I_2 la matrice identité.

Cette hypothèse simplifie le calcul des symboles \hat{s}_1 et \hat{s}_2 estimés à la réception. On peut écrire alors :

$$\begin{bmatrix} \hat{s}_1 \\ \hat{s}_2 \end{bmatrix} = H_c^H \begin{bmatrix} y_1 \\ y_2^* \end{bmatrix} = (|h_1|^2 + |h_2|^2) \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \end{bmatrix} + H_c^H \tilde{b} \quad (1.25)$$

Avec $\tilde{b} = [b_1 \quad b_2^*]^T$ le vecteur de bruit résultant.

1.5.3.2 Le cas MIMO

Comme mentionné précédemment, Alamouti a considéré un système MIMO avec deux antennes en émission et deux en réception. Le traitement appliqué à l'antenne de réception dans le cas MISO est appliqué à chacune des deux antennes de réception dans ce cas.

Les canaux h_1 et h_2 définis précédemment sont, cette fois-ci, des vecteurs contenant les coefficients des canaux établis, respectivement, entre l'antenne Tx_1 et Tx_2 et les deux antennes de réception. On écrit alors $h_1 = [h_{11} \quad h_{12}]$ et $h_2 = [h_{21} \quad h_{22}]$.

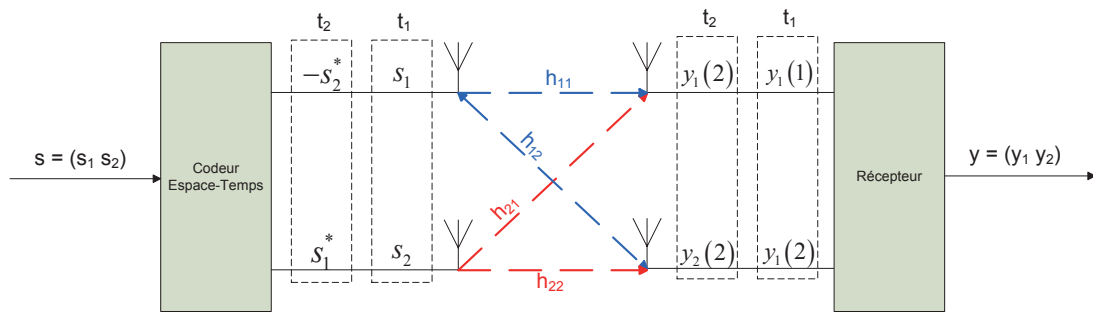


FIGURE 1.19 : Schéma d'un système MIMO 2x2 avec codage d'Alamouti

A la réception $y = [y_1 \ y_2]^T = [y_1(1) \ y_1(2) \ y_2(1) \ y_2(2)]^T$ avec $y_1(1)$ et $y_1(2)$ les symboles reçus sur l'antenne Rx_1 , respectivement, durant t_1 et t_2 . De même, les symboles $y_2(1)$ et $y_2(2)$ sont reçus sur l'antenne Rx_2 , respectivement, durant les deux temps symboles.

En reprenant le calcul effectué dans le cas MISO et en l'adaptant à cette configuration, on écrit :

$$\begin{bmatrix} y_1(1) \\ y_1(2) \\ y_2^*(1) \\ y_2^*(2) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{21} \\ h_{12} & h_{22} \\ h_{21}^* & -h_{11}^* \\ h_{22}^* & -h_{12}^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1(1) \\ n_1(2) \\ n_2^*(1) \\ n_2^*(2) \end{bmatrix} \quad (1.26)$$

et donc

$$\begin{bmatrix} \hat{s}_1 \\ \hat{s}_2 \end{bmatrix} = H_c^H \begin{bmatrix} y_1(1) \\ y_1(2) \\ y_2^*(1) \\ y_2^*(2) \end{bmatrix} + H_c^H \begin{bmatrix} b_1(1) \\ b_1(2) \\ b_2^*(1) \\ b_2^*(2) \end{bmatrix} \quad \text{avec} \quad H_c = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{21} \\ h_{12} & h_{22} \\ h_{21}^* & -h_{11}^* \\ h_{22}^* & -h_{12}^* \end{bmatrix} \quad (1.27)$$

Le MIMO permet donc d'envoyer plusieurs signaux différents sur des antennes différentes à des fréquences proches pour augmenter le débit ou la portée du réseau. Sa particularité passe donc par l'utilisation simultanée de plusieurs antennes, émettrices et réceptrices. Ainsi il permet d'améliorer les performances des appareils, qui aujourd'hui connaissent des problèmes liés à la nature des ondes et à leur comportement suivant l'environnement, ce qui diminue la qualité de transmission et donc le débit ainsi que la portée.

Plusieurs standards, tels que le WiFi et le WiMAX, associent le MIMO à d'autres techniques comme l'OFDM dans le but d'améliorer encore plus les performances des systèmes.

1.6 La norme IEEE 802.16d (WiMAX)

Le standard IEEE 802.16 contient les spécifications relatives à la couche Physique (PHY) (transmission des données) ainsi qu'à la couche MAC¹ (le contrôle d'accès au support) pour les communications sans fil à haut débit de type WMAN [34]. Pour promouvoir ce standard, les sociétés Intel et Alvarion sont à l'origine, en 2002, d'une association, le *WiMAX Forum*. Ce groupement compte aujourd'hui une centaine de membres. En plus de la promotion de cette technologie, le but de cette association est de faciliter la certification des équipements, afin de garantir leur compatibilité.

La première version du standard, IEEE 802.16-2001, a vu le jour en Décembre 2001. Elle a ensuite subi plusieurs modifications pour l'adapter aux nouvelles fonctionnalités et services apparues. La version IEEE 802.16-2004 (appelé aussi IEEE 802.16d), a été approuvée en Septembre 2004 et réunie toutes les spécifications existantes dans les versions précédentes du standard [11]. Pour permettre une meilleure compréhension de la norme, son évolution, à travers les autres versions antérieures, est présentée dans la suite.

1.6.1 Historique du standard IEEE 802.16

1.6.1.1 IEEE 802.16-2001

Cette première version du standard définit un ensemble de caractéristiques relatives aux couches PHY et MAC dans le but de mettre en place des réseaux d'accès fixes à haut débit. Ces réseaux ont soit une topologie point-à-point (PTP pour Point-to-Point) ou point-à-multipoint (PTM pour Point-to-Multipoint) [35]. Au niveau de la couche physique, une modulation mono porteuse est utilisée sur la bande de fréquence de 10 à 66 Ghz.

Les modulations utilisées, la durée ainsi que les moments où une émission de l'information doit avoir lieu sont gérés par la station de base (BS pour Base Station). Ces paramètres sont, également, partagés avec tous les nœuds du réseau sous forme de liaisons montantes et descendantes. Les abonnés doivent pouvoir communiquer seulement avec la BS avec laquelle ils sont connectés et non avec les autres nœuds du réseau. Les stations clientes (SS pour Subscriber Station) ont la capacité de négocier l'allocation de la bande utile du signal selon un principe dit *Burst-à-Burst* garantissant une certaine flexibilité.

1. Medium Acces Control

Les modulations disponibles dans cette version sont la QPSK, 16-QAM et 64-QAM. En fonction de la qualité du lien établi entre la BS et la SS, le type de modulation peut changer d'une trame à une autre et même d'une SS à une autre. Les techniques de duplexage supportées sont le duplexage temporel (TDD pour Time Division Duplexing) et le duplexage fréquentiel (FDD pour Frequency Division Duplexing). Il faut noter que cette norme est valable seulement pour les communications en milieu extérieur et dans le cas d'une liaison en vue directe (LOS pour Line Of Sight).

1.6.1.2 IEEE 802.16a-2003

Cette version est l'amélioration de la norme IEEE 802.16-2001. elle permet d'augmenter la capacité de la couche MAC à gérer plusieurs paramètres au niveau de la couche physique. Elle a été approuvée en Janvier 2003 par le groupe de travail IEEE 802.16. Cette version rallonge la bande de travail au niveau de la couche physique pour inclure la bande de fréquences de 2-11GHz. Cela permet d'accroître la largeur de la bande et donc la couverture du réseau. Ainsi, l'information atteint des récepteurs se trouvant même à des endroits sans visibilité directe (NLOS) avec la BS. Ces liaisons NLOS donnent naissance à des phénomènes d'interférences, dus à la propagation multi-trajets, qui viennent perturber le signal comme nous l'avons détaillé en 1.3. Des techniques de gestion de puissance et d'utilisation d'antennes intelligentes sont prévues pour lutter contre ces interférences. L'utilisation d'une modulation multiporteuses (OFDM) a été, également, considérée comme une alternative à la modulation monoporteuse.

La sécurité des systèmes a été améliorée en rendant l'application de plusieurs techniques de sécurisation obligatoire alors qu'elle était facultative dans le cas de la norme IEEE 802.16-2001.

1.6.1.3 IEEE 802.16c-2002

En Décembre 2002, le *IEEE Standards Board* a certifié la version IEEE 802.16c. Dans cette version, des profils de système travaillant sur la bande 10-66GHz ont été ajoutés et plusieurs erreurs de l'ancienne version rectifiées.

1.6.2 IEEE 802.16-2004

L'ensemble de toutes les rectifications apportées aux normes IEEE 802.16-2001, 802.16a-2003 et 802.16c-2002 ont été regroupées pour créer la norme IEEE 802.16-2004. Au début, cette

version a été annoncée comme une révision des anciennes normes et a été baptisée 802.16REVd, mais elle a été rapidement changée en version complète avec la qualification 802.16-2004 (ou 802.16d).

La version 802.16d définit une couche MAC commune et 5 couches physiques, chacune étant spécifique à une bande de fréquence ou à un type d'application. Les 5 couches physiques sont nommées *WirelessMan-SC*, *WirelessMan-SCa*, *WirelessMan-OFDM*, *WirelessMan-OFDMA* et *WirelessMan-Human*. Afin de garantir une certaine compatibilité entre les équipements, le consortium WiMAX Forum² préconise des profils à utiliser. Le consortium préconise l'utilisation de l'interface *WirelessMan-OFDM* pour les applications fixes et nomades et l'interface *WirelessMan-OFDMA* pour les applications mobiles. Chacun de ces profils supporte le mode de duplexage temporel (TDD) et fréquentiel (FDD). Les industriels favorisent le mode TDD, qui est plus simple à mettre en œuvre (utilisation d'une seule fréquence pour l'émission et la réception), et qui permet d'utiliser la réciprocité du canal pour les systèmes intelligents. La norme prévoit également l'utilisation de systèmes multi-antennaires (MIMO, AAS (*Adaptive Antennas System*)).

Dans la suite de cette partie, nous présentons la structure de la trame WiMAX en plus des éléments la constituant. Les caractéristiques de la couche physique seront données au chapitre 2.

1.6.2.1 Les trames

La transmission de signaux WiMAX se fait sous forme de trames. La trame est un arrangement bien structuré des informations à transmettre. Elle comporte deux sous-ensembles, un pour la liaison descendante (DL) entre la station de base (BS) et la station cliente (SS) et un pour la liaison montante (UL). Les éléments définissant une trame sont :

- le burst ou slot temporel : ressource attribuée à un utilisateur (UL) ou à un profil (DL). Sa durée est définie en nombre entier de slots physiques et peut contenir un ou plusieurs symboles.
- le symbole : combinaison de bits de données. Sa longueur dépend de la modulation utilisée.

2. <http://www.wimaxforum.org>

- le slot physique (PS) : unité de base temporelle de la trame, sa valeur est variable et dépend du mode de transmission des données spécifié par la couche physique utilisée. Il est défini par les relations suivantes :

WirelessMan-SCa	$PS = 4 \times \text{durée du symbole}$
WirelessMan-OFDM	$PS = 4/F_s$
WirelessMan-OFDMA	$PS = 4/F_s$

A titre indicatif pour l'interface WirelessMan-OFDM avec un canal de largeur spectrale (BW) de 7 MHz, le signal est échantillonné à 8 MHz et la durée d'un PS sera de 0,5 s.

Pour les différentes interfaces air définies par la norme, deux modes de duplexage sont possibles, soit temporel (TDD), soit fréquentiel (FDD). Le mode TDD est néanmoins préféré au mode FDD pour les raisons suivantes :

- la conception de la tête RF est plus simple (seulement un circuit avec un commutateur)
- il est possible d'estimer le canal par réciprocité pour permettre une adaptation plus aisée de la liaison aux techniques de systèmes à antennes intelligentes
- la gestion du spectre fréquentiel est meilleure
- l'allocation dynamique des ressources de la voie descendante (DL) et montante (UL), le trafic peut devenir plus facilement asymétrique (adaptation en fonction du trafic)

Concernant le duplex fréquentiel, deux modes sont possibles : le "full duplex", ou le "half duplex", noté HFDD. Dans ce dernier cas, l'équipement client(en anglais *CPE* pour *Customer Premised Equipment* ne peut pas émettre et recevoir en même temps.

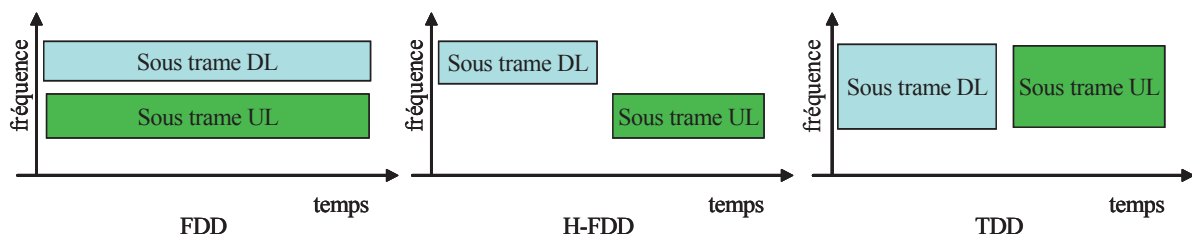


FIGURE 1.20 : Représentation fréquentielle et temporelle des différents modes de duplexage

1.6.2.1.1 Duplex TDD

En mode TDD, la trame est séparée en deux sous-trames successives, la première pour le lien descendant et la seconde pour la voie montante. La durée totale d'une trame est constante et est comprise entre 2 et 20 ms (la durée est fixée par l'opérateur lors de la mise en place du

réseau). Cependant le ratio entre la partie descendante et montante est adaptatif en fonction du trafic sur le réseau. Ce partage de la trame entre les deux voies est paramétré au niveau des couches réseaux. Par exemple les équipements actuels de Redline Communications proposent deux configurations : ratio équitable, 50/50 entre DL et UL ou bien un ratio de 75/25.

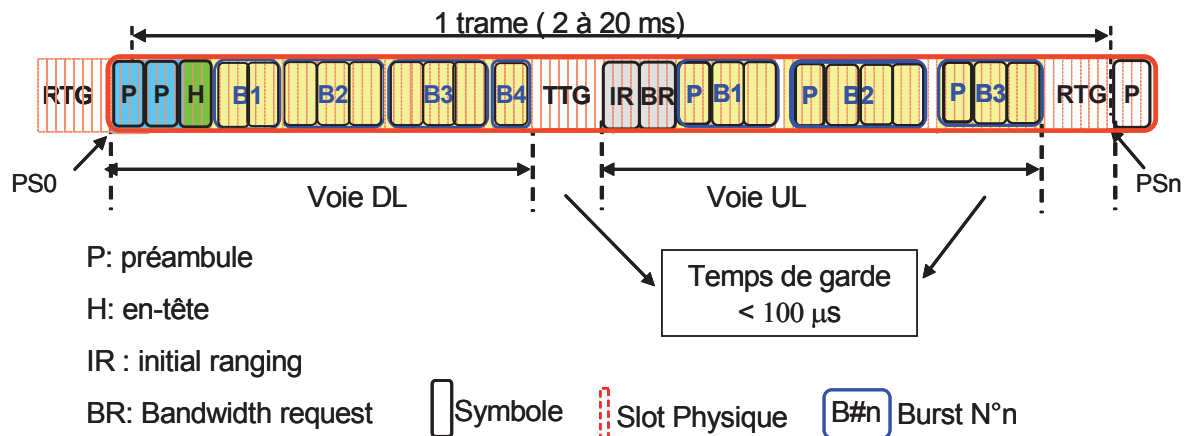


FIGURE 1.21 : Structure d'une trame TDD

Le nombre de slot physiques d'une trame, n , est défini par la relation suivante :

$$n = \frac{\text{débit} \times \text{durée de la trame}}{4} \quad (1.28)$$

Le premier slot physique est numéroté PS0 et il commence au début du préambule de la voie descendante. Les slots physiques permettent de déterminer la position des différents bursts et leur durée dans la trame. Pour le lien descendant un burst est associé à un profil de transmission, ainsi dans le burst sont regroupées les données à transmettre pour plusieurs SS. Un profil de transmission correspond à un type de modulation et un codage canal (par exemple 64 QAM $\frac{3}{4}$ est un profil). Sur la liaison montante, un burst est associé à un SS particulier.

Des temps de transitions sont nécessaires entre les changements d'états (montant et descendant) pour permettre aux équipements de passer du mode d'émission au mode de réception et inversement. Ces temps sont appelés respectivement TTG (Transmit Transition Gap) et RTG (Receive Transition Gap) et ne sont pas forcément d'égale durée. La durée de ces temps de transition est fixée en nombre entier de slots physiques et doit être inférieure à 100µs.

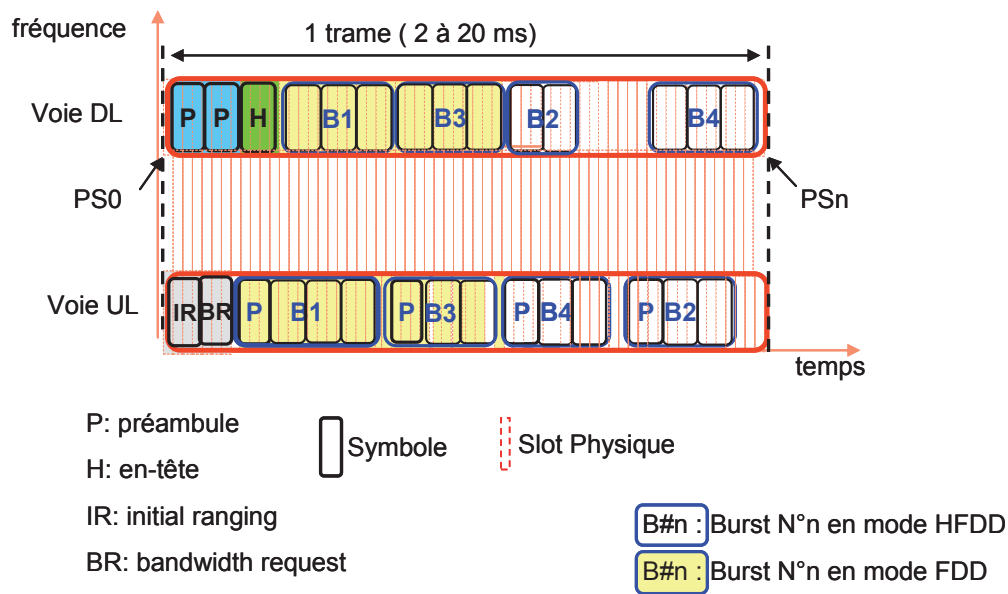


FIGURE 1.22 : Structure d'une trame FDD

1.6.2.1.2 Duplex FDD

En mode FDD, les liens DL et UL utilisent un canal fréquentiel différent. La durée de la trame est fixe et les voies UL et DL utilisent la durée totale de la trame. Comme dans le cas du mode TDD des bursts sont alloués à chacune des SS pour structurer la trame. Certaines stations clientes ne fonctionnent pas en mode FDD classique, mais utilisent le mode HFDD. Les équipements fonctionnant avec ce mode ne peuvent pas émettre et recevoir simultanément. Dans ce cas l'allocation de bande passante de la voie montante pour un terminal particulier ne pourra pas lui être attribuée en même temps qu'il reçoit des données. De plus il faut considérer le temps de transition nécessaire à celui-ci pour passer du mode réception au mode émission (SSRTG) et inversement (SSTTG).

1.6.2.2 Modulation adaptative

Les bits de données à transmettre sont préalablement codés puis modulés sous forme de symboles utiles. Ces symboles sont ensuite transmis sur une ou plusieurs porteuses RF. La modulation utilisée pour former ces symboles utiles est adaptative en fonction de la qualité du lien radio afin de garantir un Taux d'Erreurs Binaires (TEB) minimum. Ainsi les bursts attribués à chacune des stations clientes utiliseront une modulation différente suivant leur position par rapport à la station de base, le type de modulation est précisé dans le profil du burst. Ce profil est établi par la BS en accord avec la qualité du signal reçu par les SS (information donnée par

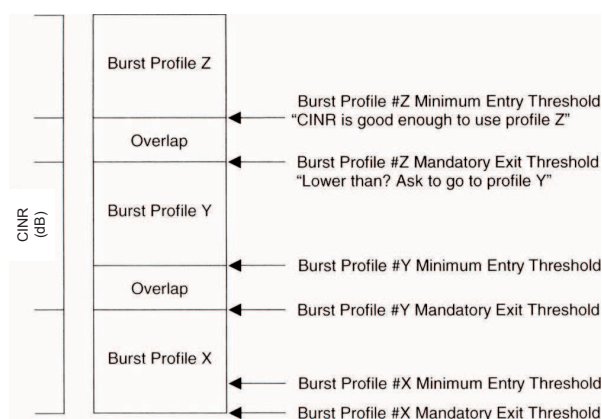


FIGURE 1.23 : Définition des profils des bursts

le CINR³). La qualité du lien est définie par le CINR, et les changements d'état se font par des seuils préalablement fixés. Plus la qualité du lien sera bonne plus le nombre de bits utilisés par symboles augmentera.

1.6.3 IEEE 802.16-2005

La norme IEEE 802.16-2005 (également appelée 802.16e) a été rajouter à la version actuelle du standard, IEEE 802.16d, en décembre 2005. Elle apporte des améliorations aux niveaux des couches PHY et MAC pour permettre un usage fixe et mobile dans la bande de travail.

1.7 Présentation de l'étude

La demande d'un accès sans fil haut débit s'est faite croissante grâce au développement de nombreux services comme la visio-conférence, la téléphonie sur IP (VoIP) et bien d'autres. Cela implique la conception de nouveaux types de réseaux de communication sans fil permettant de satisfaire ces conditions. La technologie WiMAX a été mise en place dans cette optique. L'objectif du WiMAX est de fournir un accès haut débit aux zones non couvertes par les technologies filaires classiques. Dans la réalité le WiMAX ne permet de franchir que de petits obstacles tels que des arbres ou une maison mais ne peut en aucun cas traverser les collines ou les immeubles. Il a été montré qu'en théorie, cette technologie permet d'obtenir des débits montants et descendants de 70 Mbit/s avec une portée de 50 kilomètres [1]. Le débit réel lors de la présence

3. Carrier-to-Interference-and-Noise-Ratio

d'obstacles ne pourra ainsi excéder 20 Mbit/s. Le WiMAX fait appel à des techniques comme l'OFDM et le MIMO dans le but de satisfaire ces conditions.

Parmi les standards IEEE 802.16, nous nous intéressons, plus particulièrement, à la norme IEEE 802.16d. Notons qu'en Europe, les systèmes compatibles avec cette norme fonctionnent à une fréquence de 3,5GHz. Comme le montre la figure 1.24, cette norme est prévue pour assurer des liaisons fixes. En effet, les liaisons sont de type "Extérieur" et s'établissent soit entre deux stations de base, ou entre une station de base et un abonné avec une antenne montée sur un toit, à la manière d'une antenne TV. Le fait que les connexions soient possibles en NLOS a ouvert la voie vers un autre type de liaison à savoir "Extérieur vers Intérieur". Le but étant d'utiliser des terminaux d'intérieur, facilement installables par l'utilisateur final car ne nécessitant pas l'installation d'antennes extérieures. Le problème majeur qui se pose dans cet environnement est la difficulté de pénétration des signaux à l'intérieur des bâtiments. En effet, lors du franchissement du bâtiment, le niveau du signal RF chute brusquement. La portée de ce signal est, ainsi, considérablement limitée. Des études doivent donc être menées dans le but de proposer des solutions optimales à ce problème.

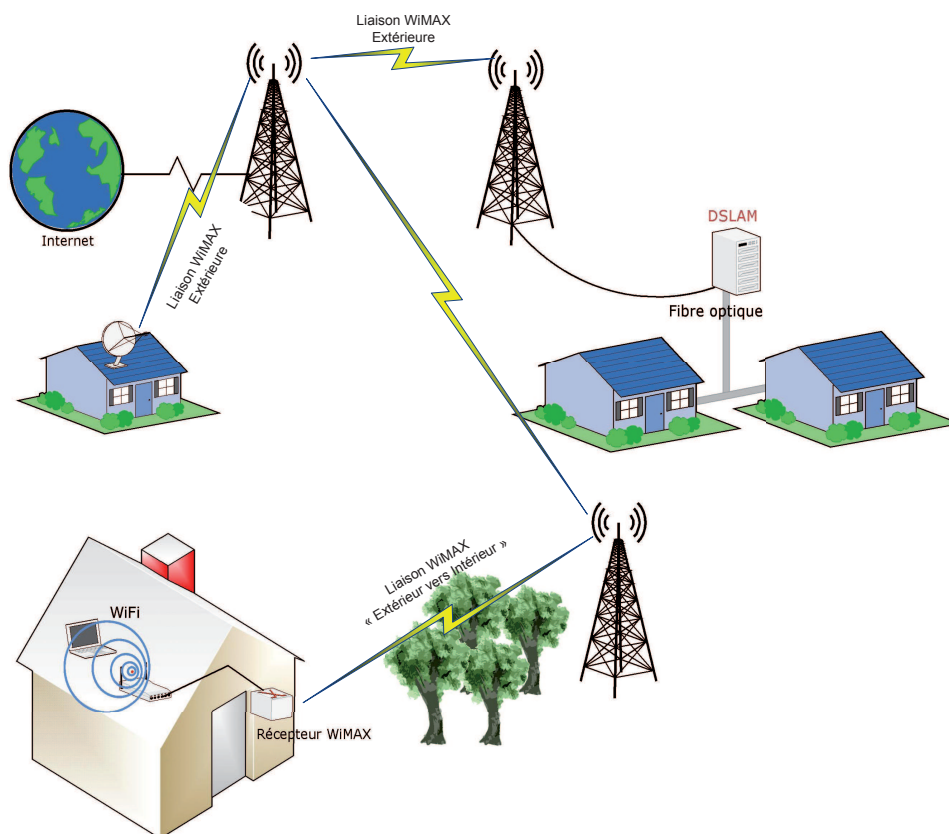


FIGURE 1.24 : Applications fixes du WiMAX (IEEE 802.16d)

S'inscrivant dans ce registre, les travaux de cette thèse portent sur la mise en place et la caractérisation d'un système WiMAX à 3,5GHz dans un environnement de type "Extérieur vers Intérieur". Cette caractérisation consistera à évaluer les performances de ce système et définir ces éventuelles limitations dans un tel environnement.

La première étape de cette étude vise à mettre en place un simulateur à l'aide de Matlab[®] modélisant le système WiMAX. Ce simulateur permettra d'évaluer les performances d'un tel système dans des canaux classiques (AWGN, Rayleigh et Rice) et avec différentes configurations antennaires (SISO, MISO et MIMO).

La seconde étape consiste à mettre en place et caractériser notre système en environnement Extérieur vers Intérieur. Pour cela, le simulateur sera transposé sur une plateforme de mesures générique, comprenant deux générateurs de signaux arbitraires à l'émission et deux numériseurs à la réception. Mais avant d'entamer les campagnes de mesures dans cet environnement, le comportement du système sera, d'abord, validé dans des environnements maîtrisés : chambre anéchoïque et chambre réverbérante à brassage de modes. Dans la chambre anéchoïque, le système sera validé dans un canal simple sans propagation multi-trajets. Dans la chambre réverbérante à brassage de modes le système sera, également, validé mais, cette fois-ci, dans des canaux multi-trajets maîtrisés et présentant différents niveaux de perturbations (sélectivité en fréquence, doppler, ...). Ces validations nous permettront de passer directement à la phase de caractérisation en environnement réel avec des canaux en LOS et NLOS.

Nous concluons cette étude par l'intégration d'une solution à base de relais à amplification directe dans le but d'étendre la couverture du système WiMAX et d'améliorer ces performances. Ce relais sera placé dans le même environnement réel et permettra de répéter le signal qu'il reçoit en l'amplifiant à un certain niveau. L'évaluation des performances de cette nouvelle structure du système (système WiMAX + relais) permettra de quantifier l'apport de ce type de relais.

1.8 Conclusion

Dans ce chapitre, le contexte de l'étude a été présenté en commençant par un état de l'art des différents réseaux sans fil existants dans le but de faire une projection sur l'objectif de l'étude. Ensuite, les caractéristiques des différents types de canaux de propagation ont été rap-

pelées. Cela nous a menés à la présentation d'une des techniques de modulations multiporteuses (l'OFDM) permettant, d'un côté, de lutter contre les perturbations qu'entraînent ces canaux et, d'un autre côté, d'améliorer l'efficacité spectrale des systèmes. Toujours dans le contexte des techniques améliorant les performances, nous avons présenté le MIMO qui permet d'augmenter la capacité des systèmes, en utilisant plusieurs antennes à l'émission et à la réception. De même le MIMO augmente la diversité en utilisant des techniques de codage espace-temps. Nous avons enchaîné avec une présentation du standard IEEE 802.16 (WiMAX) et de ces différentes normes. Lors de cette dernière partie, nous nous sommes intéressés, plus particulièrement, à la norme IEEE 802.16d qui fait l'objet de ces travaux de thèse.

Dans le chapitre suivant, nous allons nous intéresser à la couche physique de la norme IEEE 802.16d et présenter ces caractéristiques. Ensuite le système WiMAX sera implémenté sur Matlab à travers une chaîne d'émission respectant ces caractéristiques et une chaîne de réception duale.

LE SIMULATEUR WiMAX

Sommaire

2.1	Introduction	51
2.2	WirelessMan-OFDM	51
2.2.1	Structure des symboles	51
2.2.2	Structure des trames	53
2.2.2.1	Lien descendant (<i>DownLink</i>)	53
2.2.2.2	Lien montant (<i>UpLink</i>)	54
2.2.3	La Diversité	54
2.3	La structure du simulateur	56
2.3.1	Chaîne d'émission	58
2.3.1.1	Le codage de canal	58
2.3.1.2	Modulation	62
2.3.1.3	Génération des pilotes	63
2.3.1.4	Assemblage	64
2.3.1.5	IFFT	65
2.3.1.6	Insertion du Préfixe Cyclique	65
2.3.1.7	Génération du préambule	65
2.3.1.8	Filtrage et sur-échantillonnage	66
2.3.2	Chaîne de réception	68
2.3.2.1	Filtrage et Sous-échantillonnage	68
2.3.2.2	FFT	68

2.3.2.3	Désassemblage	68
2.3.2.4	Estimation de canal	69
2.3.2.5	Egalisation	70
2.3.2.6	Estimation de l'EVM et du SNR	71
2.3.2.7	Démodulation	73
2.3.2.8	Décodage de canal	73
2.3.3	Chaîne multi-antennaires	75
2.3.3.1	Codage espace-temps	76
2.4	Les simulations du système WiMAX	77
2.4.1	Les caractéristiques de la liaison WiMAX simulée	77
2.4.2	Les modèles de canaux	77
2.4.3	Les résultats des simulations	79
2.5	Conclusion	82

2.1 Introduction

Au cours du premier chapitre, les principales notions nécessaires pour mener à bien notre étude ont été présentées et détaillées. Les différentes versions du standard IEEE 802.16 ont été, également, présentées. Parmi ces versions, nous nous sommes intéressés, notamment, à la norme IEEE 802.16d qui fait l'objet de ces travaux de thèse. La structure des trames relatives à cette norme ont été, ainsi, détaillées.

Dans ce chapitre, un système de communications numériques basé sur les spécifications de la norme IEEE 802.16d sera caractérisé à travers des simulations réalisées sur Matlab[®].

Tout d'abord, les spécifications de la couche PHY WirelessMan-OFDM relative à la norme utilisée seront étudiées. Cela permettra de définir et de comprendre l'ensemble des blocs nécessaires à la mise en place du système. Chacun de ces blocs sera, ensuite, implémenté sur Matlab à travers un code que nous développerons sans avoir recours aux fonctions prédéfinies sur ce logiciel. Nous procéderons de la sorte dans le but d'obtenir, au final, un système souple, évolutif et modulable. Notons que la norme IEEE 802.16d ne fournit aucune recommandation concernant les algorithmes et les techniques régissant la réception des signaux WiMAX. Les blocs constituant la chaîne de réception seront donc choisis pour garantir de bonnes performances avec une complexité moindre.

La caractérisation de ce système se fera, ensuite, à travers une évaluation de ses performances dans différents canaux (AWGN, Rice et Rayleigh) et dans différentes configurations antennaires (SISO, MISO et MIMO). Ainsi, l'efficacité des algorithmes implémentés pourra être vérifiée.

La finalité de ce simulateur est d'être implémenté sur une plateforme de mesure que nous décrirons au chapitre 3. Les courbes de performances obtenues serviront, alors, de référence lors de la validation de cette plateforme.

2.2 WirelessMan-OFDM

2.2.1 Structure des symboles

Comme nous l'avons expliqué au chapitre 1, l'OFDM est une technique de transmission du signal qui consiste à utiliser de multiples sous-porteuses orthogonales pour transmettre les

symboles utiles et donc de s'affranchir en partie des problèmes liés à la propagation des ondes (sélectivité en fréquence et interférences dues aux multiples trajets) et ainsi améliorer l'efficacité spectrale du système. Dans le domaine fréquentiel, le nombre total de sous-porteuses utilisées est noté N_{FFT} . Celles-ci sont réparties de la façon suivante :

- des sous-porteuses utiles : pour transmettre les données (N_u)
- des sous-porteuses pilotes : pour obtenir les informations sur le canal (N_p)
- des sous-porteuses à valeurs nulles (pas de signal transmis) : utilisées pour les intervalles de garde et le DC

La couche PHY WirelessMan-OFDM relative à la norme 802.16, stipule l'utilisation de 256 sous-porteuses (N_{FFT}). Cependant 200 sous-porteuses sont réellement utilisées, les 56 autres servant pour les intervalles de garde afin d'éviter les recouvrements entre canaux adjacents et le continu (porteuses non utilisées). Parmi les sous-porteuses utilisées, 8 sont des sous-porteuses pilotes (N_p) et les 192 autres (N_u) sont réellement utilisées pour la transmission des données.

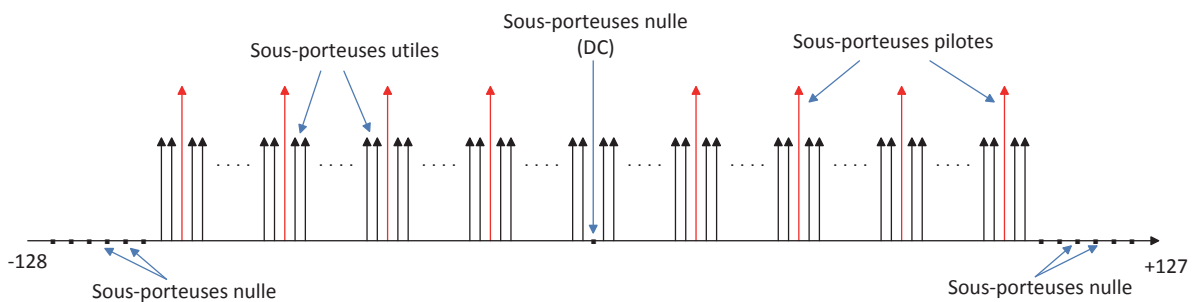


FIGURE 2.1 : Représentation fréquentielle d'un symbole OFDM

La durée du préfixe cyclique est une valeur paramétrable (un ratio du temps symbole-OFDM) qui peut prendre les valeurs suivantes : $G = 1/4$; $1/8$; $1/16$; $1/32$. Plus le canal présentera un nombre de trajets importants et espacés dans le temps, plus le préfixe cyclique devra être grand. L'augmentation de la durée du préfixe cyclique se fait au détriment du débit réel de la transmission. Dans la bande licenciée, les canaux peuvent avoir les largeurs de bande passante (BW) suivantes : 1,75MHz ; 3MHz,5MHz ; 7MHz et 14MHz. Le facteur d'échantillonnage est généralement de $8/7$. Typiquement pour un canal de 7MHz, cela correspond à une fréquence d'échantillonnage de 8MHz.

Ainsi la durée d'un symbole n'est pas la même suivant la largeur du canal et la longueur du CP mais est comprise entre $16,5\mu s$ ($BW = 14\text{MHz}$ et $G=1/32$) et $160\mu s$ ($BW = 1,75\text{MHz}$ et $G = 1/4$).

2.2.2 Structure des trames

La structure des trames est identique en mode TDD ou FDD.

2.2.2.1 Lien descendant (*DownLink*)

La sous-trame DL (*DownLink*) débute toujours par un préambule constitué de 2 symboles OFDM (préambule long), qui permet à la station cliente (SS) de se synchroniser avec la station de base (BS) et de démarrer le processus pour établir une liaison. Les préambules utilisent la modulation QPSK et sont transmis avec une puissance supérieure par rapport aux autres données de la trame (+6dB pour le premier symbole et +3dB pour le second), cela facilite leurs détections par les SS. Le premier symbole utilise seulement les sous-porteuses multiples de 4 (50 sous-porteuses utiles), le second utilise les sous-porteuses paires (100 sous-porteuses utiles). Dans le domaine temporel, la forme d'onde résultante consiste en un segment de 64 échantillons répétés 4 fois pour le premier symbole et d'un segment de 128 échantillons répétés 2 fois pour le second afin de rester sur une durée constante de temps symbole OFDM.

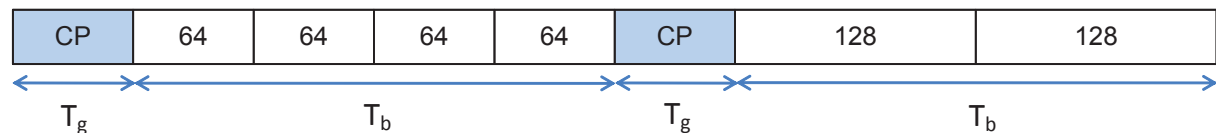


FIGURE 2.2 : Structure temporelle du préambule relatif à la voie descendante

Le préambule est suivi par un en-tête, le FCH (Frame Control Header) d'une durée d'un symbole OFDM transmis en utilisant la modulation la plus robuste, BPSK avec un codage d'un rapport 1/2. Cet en-tête contient les informations sur la composition de la trame :DL-MAP, et UL-MAP, ces messages contiennent le profil des bursts (le type de modulation et de codage, leurs positions dans la trame et les messages DCD et UCD, ces messages contiennent des informations sur les caractéristiques physiques du canal).

Dans la sous-trame descendante chaque burst correspond à un profil (type de modulation et codage utilisé). L'ordonnancement des bursts dans la trame se fait de la modulation la plus robuste vers la moins robuste, ainsi l'ordre de transmission des bursts est le suivant : QPSK, 16QAM, 64QAM. La modulation BPSK est également utilisée mais seulement pour les sous-porteuses pilotes qui sont transmises avec une puissance supérieure de 3 dB par rapport aux autres sous-porteuses afin de faciliter leurs détections. Plus de détails concernant la génération

du préambule, des données pilotes et des différentes modulations seront donnés plus tard dans ce chapitre.

Dans la sous-trame descendante il peut également y avoir une zone où les bursts sont codés par un codage spatio-temporel (STC). Si tel est le cas, cela est précisé dans l'en-tête qui doit contenir une information précisant le début de la zone STC dans la trame. Cette zone se terminant à la fin de la trame. La zone STC de la trame débute par un préambule spécifique puis un FCH suivi d'un DL-MAP pour le premier burst.

2.2.2.2 Lien montant (*UpLink*)

Chaque trame en lien montant débute par un slot de contention réservé pour l'initialisation (initial ranging) permettant à de nouvelles stations clientes d'accéder au réseau et un slot de contention réservé aux requêtes de bande passante (bandwidth request) nécessaire à la station abonée pour demander une allocation de ressource. Les slots de contention sont suivis par un ou plusieurs bursts (un burst par station client). Chaque burst débute également par un préambule court (1 symbole OFDM) permettant à la station de base d'adapter sa synchronisation avec la station client. Entre deux bursts se trouvent un gap de transition d'une durée de quelques PS (environ $1\mu s$).

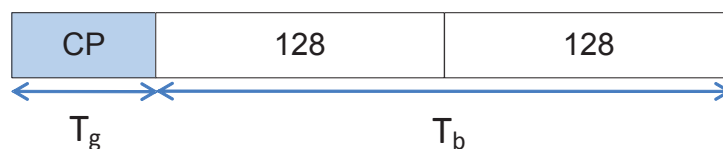


FIGURE 2.3 : Structure temporelle du préambule relatif à la voie montante

La durée d'une trame est comprise entre 2,5 et 20 ms et peut prendre les valeurs suivantes : 2,5ms; 4ms; 5ms; 8ms; 10ms; 12,5ms et 20ms. La figure 2.4 montre la structure générale d'une trame en mode TDD.

La figure 2.5 récapitule les principales caractéristiques listées précédemment.

2.2.3 La Diversité

L'interface OFDM peut utiliser de manière *optionnelle* la diversité en émission. Ainsi, le système de communication se trouve dans une configuration MISO. Les techniques de codage et

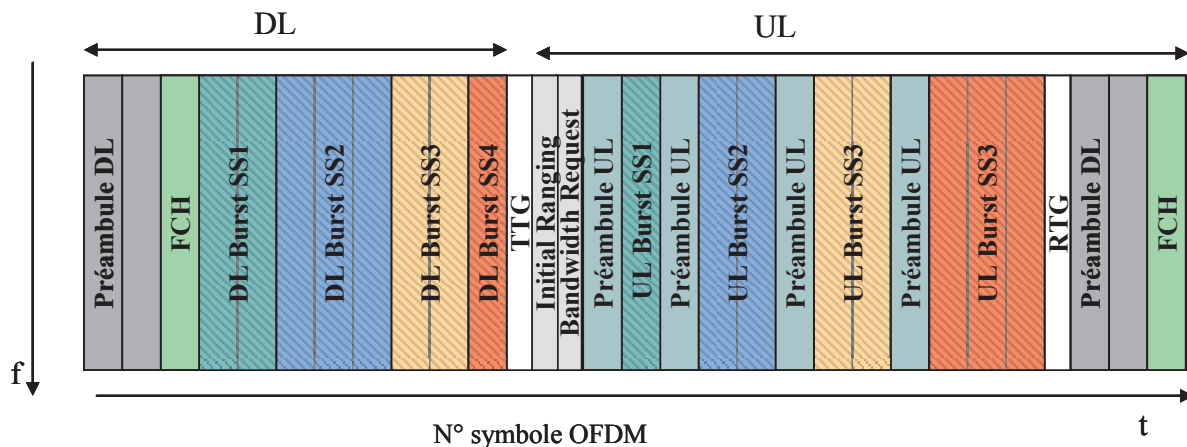


FIGURE 2.4 : Structure des trames OFDM en mode TDD

Type de la transmission	OFDM
Fréquence porteuse (GHz)	3.5
Modèle du canal	LOS/NLOS
Codage	Reed-Solomon + Convolutif
Modulation	BPSK, QPSK, 16QAM, 64QAM
Bande passante (MHz)	1.75, 3.5, 7, 14
Nombre de sous-porteuses	256
Taille de la IFFT/FFT	256
Sous-porteuses utiles	192
Sous-porteuses pilotes	8
Sous-porteuses nulles	56
Taille du Préfix cyclique	1/4, 1/8, 1/16, 1/32

FIGURE 2.5 : Récapitulatif des principales caractéristiques de la couche PHY

de décodage utilisées sont de type espace-temps (STC) et sont basées sur le schéma d'Alamouti [33].

Il est à noter que chaque antenne d'émission du côté de la BS possède sa propre chaîne de modulation OFDM. De plus, les symboles OFDM sont envoyés simultanément des deux antennes d'émission et pourraient appartenir à des bursts PHY différents et pourraient même utiliser des constellations différentes.

Considérant un symbole pilote $p[l, k]$ relatif au $l^{\text{ème}}$ symbole OFDM et à la $k^{\text{ème}}$ sous-porteuse. Si le bloc STC est composé de deux symboles OFDM d'indices l et $l + 1$, alors la sous-porteuse d'indice k est modulée de la façon suivante :

Dans le cadre de ces travaux de thèse, nous nous sommes basés sur ces caractéristiques pour développer une chaîne de communications numériques complète (émission et réception). Dans le but de concevoir un outil souple et modulable, cette chaîne a été entièrement implémentée

Symbole OFDM l	Symbole pilot $p[l, k]$ sur l'antenne 1 Symbole pilot $p[l, k]$ sur l'antenne 2
Symbole OFDM $l + 1$	Symbole pilot $-p[l + 1, k]$ sur l'antenne 1 Symbole pilot $p[l + 1, k]$ sur l'antenne 2

sur Matlab. Les performances de ce système sont, alors, évaluées et validées dans des canaux classiques (AWGN, Rice, Rayleigh).

Dans la suite, nous présenterons la structure de ce simulateur à travers les différents blocs numériques le composant. Le fonctionnement de chacun de ces blocs sera détaillé.

2.3 La structure du simulateur

Dans ce paragraphe, nous présenterons la structure d'un simulateur WiMAX à travers les blocs numériques le constituant. Entièrement développé sur Matlab, ce simulateur comprend une chaîne d'émission basée sur les spécifications de la norme IEEE 802.16d et une chaîne de réception duale. Notons que cette norme ne donne aucune recommandation concernant les algorithmes numériques à utiliser du côté du récepteur. Cela nous laisse un certain degré de liberté pour choisir les algorithmes présentant le meilleur compromis entre de bonnes performances et une complexité moindre. Dans le chapitre 3, ce système sera implémenté sur une plateforme de mesure. Cette souplesse dans le développement des modules de réception dont nous disposons permettra d'adapter la structure du système à l'environnement dans lequel sera placée cette plateforme.

Le but de ce simulateur est d'évaluer et de valider les performances du système WiMAX dans différents canaux à travers la caractérisation des niveaux de TEB en fonction du SNR. Le TEB est calculé, pour un SNR donné, à partir de l'équation suivante : $TEB = \frac{N_e}{N}$ avec N le nombre de bits envoyés et N_e le nombre de bits erronées à la réception. Pour pouvoir tracer les courbes $TEB=f(SNR)$, le SNR varie dans un intervalle $[SNR_{min} \quad SNR_{max}]$ défini selon le scénario simulé. En général, la puissance du signal est considérée fixe tandis que la puissance du bruit est variable de telle façon à avoir un SNR variant dans cet intervalle [36]. Dans notre cas, nous fixerons le niveau de bruit à -140dBm/Hz (le niveau de bruit du banc de mesure utilisé (cf. chapitre 3)) et nous faisons varier la puissance du signal. Nous avons procédé ainsi dans le but d'utiliser une configuration commune entre les simulations et la plateforme de mesures. Le SNR est, ensuite, estimé à l'aide d'une méthode que nous décrirons dans la suite.

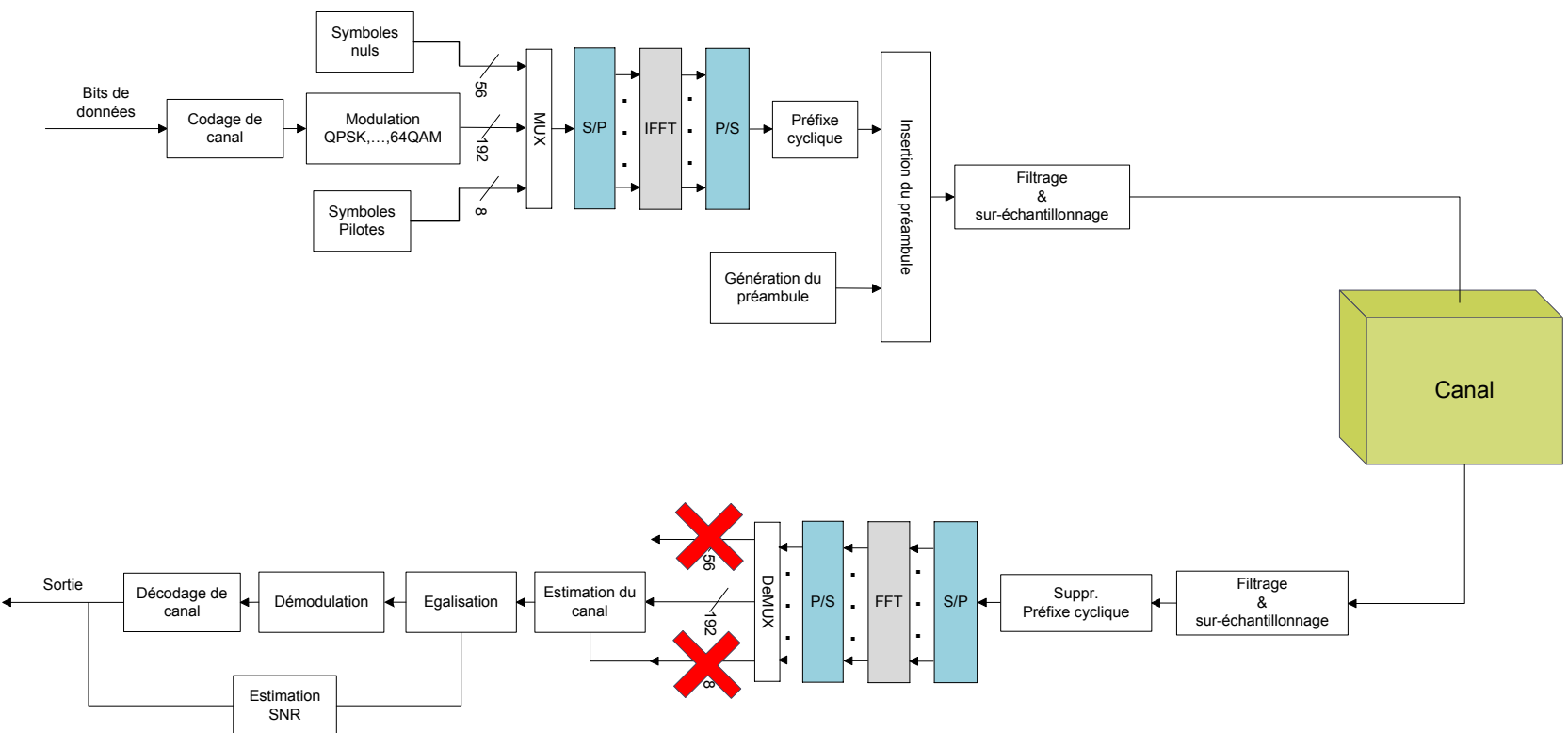


FIGURE 2.6 : Chaîne de communications numériques basée sur les spécifications de la norme IEEE 802.16d

Dans la suite, nous détaillerons chacun des blocs par ordre de leurs apparitions dans la chaîne.

2.3.1 Chaîne d'émission

L'élément d'entrée de notre chaîne est un train binaire qui peut correspondre soit à des données spécifiques à émettre ou bien à des données générées aléatoirement.

2.3.1.1 Le codage de canal

Le codage de canal, introduit à l'émission avant le modulateur OFDM, permet de prévenir les données contre les erreurs en les arrangeant différemment et en introduisant de la redondance. Selon la norme IEEE 802.16d, le processus de ce codage est la concaténation d'une fonction d'embrouillage, de codage correcteur d'erreurs et d'entrelacement.

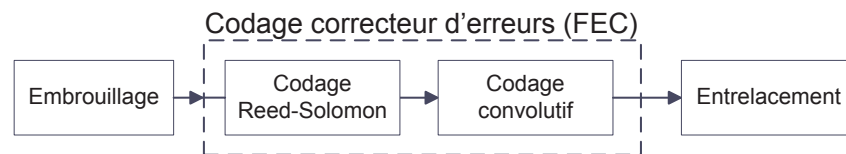


FIGURE 2.7 : Le codage de canal selon la norme IEEE 802.16d

Ce processus de codage est flexible grâce au *poinçonnage* du signal qui permet de mettre en place différents taux de codage. Cela garantit aux abonnés une protection optimale contre les erreurs en fonction du degré de perturbations qu'amène le canal de propagation. En effet, l'abonné transmet les informations relatives au canal à la BS qui choisit un taux de codage approprié et l'applique aux données en voie descendante. Ainsi, un utilisateur se trouvant, à un instant donné, dans un environnement riche en éléments perturbateurs se verra attribué une meilleure correction d'erreurs qu'un autre se trouvant dans de meilleures conditions de propagation.

Dans la suite, chacun des blocs de codage sera présenté et son fonctionnement détaillé.

2.3.1.1.1 Embrouillage

L'embrouilleur a pour but d'éliminer les longues séquences de '0' ou de '1' que peut contenir la séquence d'entrée. Cela créerait une raie temporelle à forte énergie qui perturbera le

fonctionnement des amplificateurs utilisés dans le système. Un signal connu qui possède cette caractéristique est le bruit qui par nature est aléatoire et donc une énergie uniformément répartie. Ce bloc utilise un générateur de séquences binaires pseudo-aléatoires (PRBS en anglais) ayant le polynôme générateur suivant : $1 + X^{14} + X^{15}$. Le principe de fonctionnement est illustré sur la figure 2.8.

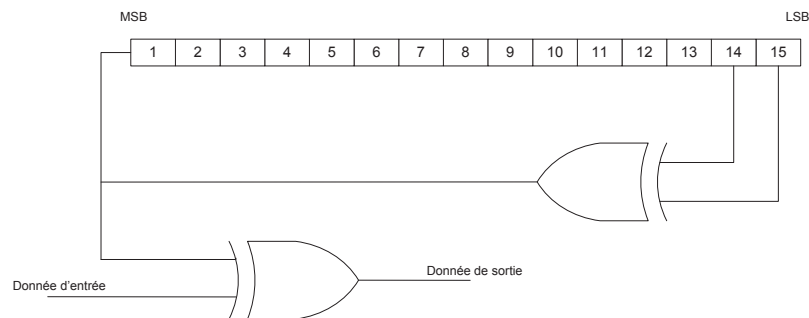


FIGURE 2.8 : Principe de l'embrouilleur

2.3.1.1.2 Codage correcteur d'erreurs

Le codage correcteur d'erreurs (en anglais *FEC* pour *Forward Error Correction*) consiste en un code en blocs de type Reed-Solomon suivi d'un code convolutif.

2.3.1.1.2.1 Codage Reed-Solomon

Le code de Reed-Solomon, noté $RS(n, k, t)$, est un code en bloc cyclique permettant la détection et la correction d'erreurs arrivant par paquets. Ce code transforme un mot de k symboles de l bits en un mot de n symboles de l bits en ajoutant $2t = (n - k)$ symboles de redondance [37,38]. Ainsi n , k et t peuvent être définies de la manière suivante :

- n : le nombre de symboles après codage
- k : le nombre de symboles avant codage
- t : le nombre de symboles pouvant être corrigés

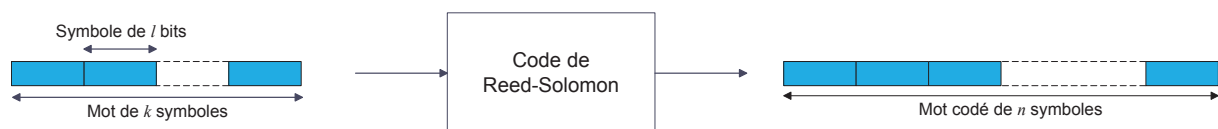


FIGURE 2.9 : Principe du code de Reed-Solomon

Le rendement du code (le taux de codage) est défini par $r = \frac{k}{n}$. Ainsi à débit binaire constant, la bande de transmission augmente du facteur $1/r$.

La norme stipule que le code RS utilisé doit être dérivé du code RS($n = 255, k = 239, t = 8$) utilisant un corps de Galois à 2^8 éléments noté $GF(2^8)$ [37]. Pour générer ce code, deux polynômes sont utilisés :

- Un polynôme dit *primitif* permettant de générer les symboles codés. Il s'écrit

$$p(x) = x^8 + x^4 + x^3 + x^2 + 1$$

- Un polynôme dit *générateur de code* permettant de calculer les symboles de parité. Il s'écrit

$$g(x) = (x + \lambda^0)(x + \lambda^1)(x + \lambda^2) \dots (x + \lambda^{2t-1})$$

avec λ l'élément primitif du corps de Galois.

Pour que ce code puisse traiter des paquets de tailles différentes et avoir des capacités ajustables de correction, il doit être raccourci et poinçonné. Quand un paquet est raccourci à k symboles, un préfixe de $239 - k$ symboles nuls est ajouté au paquet et une fois le processus de codage terminé, ces symboles codés sont supprimés. Quand la fonction de poinçonnage est appliquée sur un mot du code pour corriger t symboles, seuls les $2t$ symboles de parité parmi les 16 sont utilisés. Ce fonctionnement est illustré sur la figure 2.10

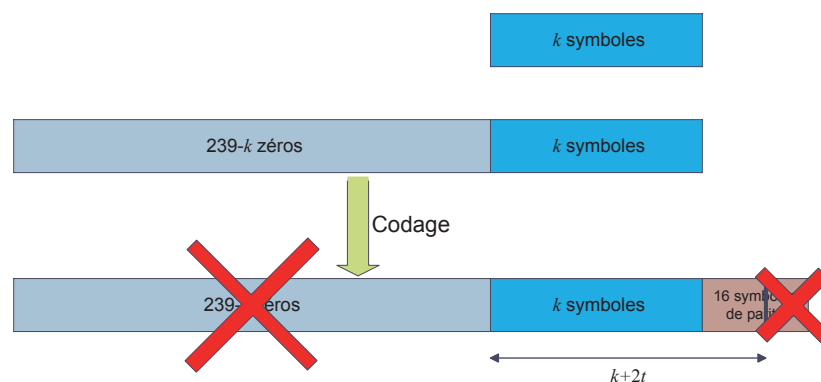


FIGURE 2.10 : Processus de poinçonnage et de raccourcissement dans un code Reed-Solomon

2.3.1.1.2.2 Codage Convolutif

Après le bloc de codage RS, les données traversent le bloc de codage Convolutif. Ce code permet de lutter contre les erreurs introduites par les évanouissements profonds.

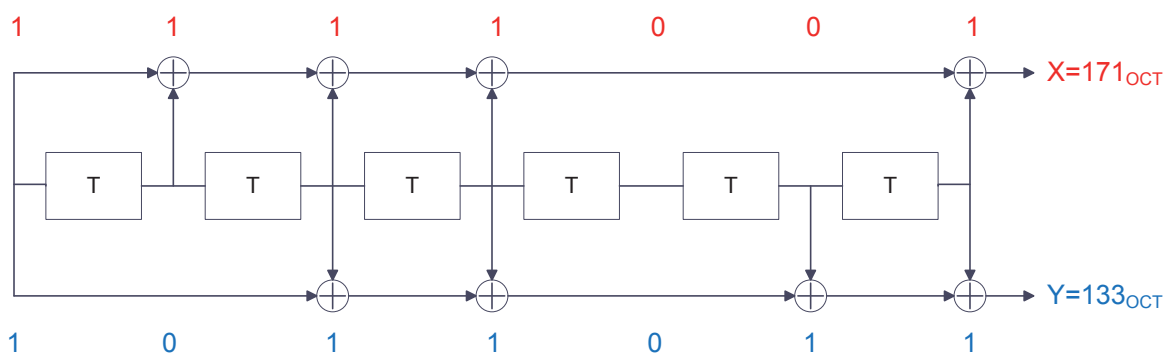


FIGURE 2.11 : Principe du codeur Convolutif de taux 1/2

Les polynômes générateurs utilisés pour les deux sorties X et Y du codeur sont :

$$G_1 = 171_{OCT} \text{ pour } X \quad (2.1)$$

$$G_2 = 133_{OCT} \text{ pour } Y \quad (2.2)$$

Chaque bloc en sortie du codeur RS doit être codé par un codeur convolutif garantissant un taux de codage de 1/2 et ayant une longueur de contrainte¹ de 7.

Afin d'augmenter les débits et réduire la redondance du code, un module de poinçonnage [37] est utilisé. Le poinçonnage consiste à ne transmettre que certains bits en sortie du codeur. Dans le cas d'un rendement 3/4, pour 3 bits se présentant à l'entrée du codeur, 4 seulement seront transmis au lieu des 6 bits habituels. Notons que les 2 bits écartés font partie des bits redondants et non pas des données. Les taux de codage possibles sont 1/2, 2/3, 3/4 et 5/6. Le tableau 2.1 présente les vecteurs permettant de garantir ces différents taux.

Taux de codage	Vecteur de poinçonnage
1/2	[1 1]
2/3	[1 0 1 1]
3/4	[1 1 0]
5/6	[1 0 1 0 1]

TABLE 2.1 : Vecteurs de poinçonnage

Le profil d'un burst est formé par l'association d'une des modulations disponibles et un codage correcteur d'erreurs avec un certain taux. Le tableau résume les différentes configurations pouvant être affectées aux bursts.

1. La longueur du registre de décalage dans lequel passent les données binaires

Modulation	Taux de codage	Code RS (octets)	Code CC
BPSK	1/2	(12,12,0)	1/2
QPSK	1/2	(32,24,4)	2/3
QPSK	3/4	(40,36,2)	5/6
16QAM	1/2	(64,48,8)	2/3
16QAM	3/4	(80,72,4)	5/6
64QAM	2/3	(108,96,6)	3/4
64QAM	3/4	(120,108,6)	5/6

TABLE 2.2 : Les schémas de codage et de modulation dans la norme IEEE 802.16d

2.3.1.1.3 Entrelacement

L'entrelacement permet d'éviter de longues suites de bits ou d'octets consécutifs erronés. Pour cela, il répartit, à l'émission, les octets d'un paquet dans d'autres paquets.

La norme stipule que la taille du bloc d'entrelacement doit être égale au nombre total des bits codés N_{cbps} que contient un symbole OFDM.

Les données reçues par l'entrelaceur sont permutées à deux reprises. La première permutation répartit les bits codés adjacents sur des sous-porteuses non-adjacentes. La seconde répartit les bits codés de telle façon qu'ils soient affectés, alternativement, à des points plus ou moins significatives de la constellation utilisée dans le but d'éviter des suites de '0' ou de '1'.

Soit N_{cpc} le nombre de bits codés par sous-porteuse (1, 2, 4 ou 6, respectivement, pour la BPSK, QPSK, 16QAM ou 64QAM) et $s = \left\lceil \frac{N_{cpc}}{2} \right\rceil$. Dans ce bloc de N_{cpc} bits, soit k l'indice d'un bit codé avant la première permutation, m_k l'indice de ce même bit avant la seconde permutation et après la première permutation et j_k son indice après la seconde permutation.

La première permutation est régie par l'équation (2.3) :

$$m_k = \left(\frac{N_{cbps}}{12} \right) \cdot k_{mod12} + \left\lfloor \frac{k}{12} \right\rfloor \quad (2.3)$$

La seconde permutation est régie par l'équation (2.4) :

$$j_k = s \cdot \left\lfloor \frac{m_k}{s} \right\rfloor + \left(m_k + N_{cbps} - \left\lfloor 12 \cdot \frac{m_k}{N_{cbps}} \right\rfloor \right)_{mod(s)} \quad (2.4)$$

2.3.1.2 Modulation

Après l'entrelacement des données binaires, les données rentrent en série au bloc de modulation. La norme définit l'utilisation de plusieurs modulations : BPSK, QPSK, 16QAM et

64QAM. La modulation BPSK est utilisée uniquement pour les symboles pilotes et le FCH alors que les autres modulations sont appliquées au données. Les constellations de ces modulations sont décrites sur la figure 2.12

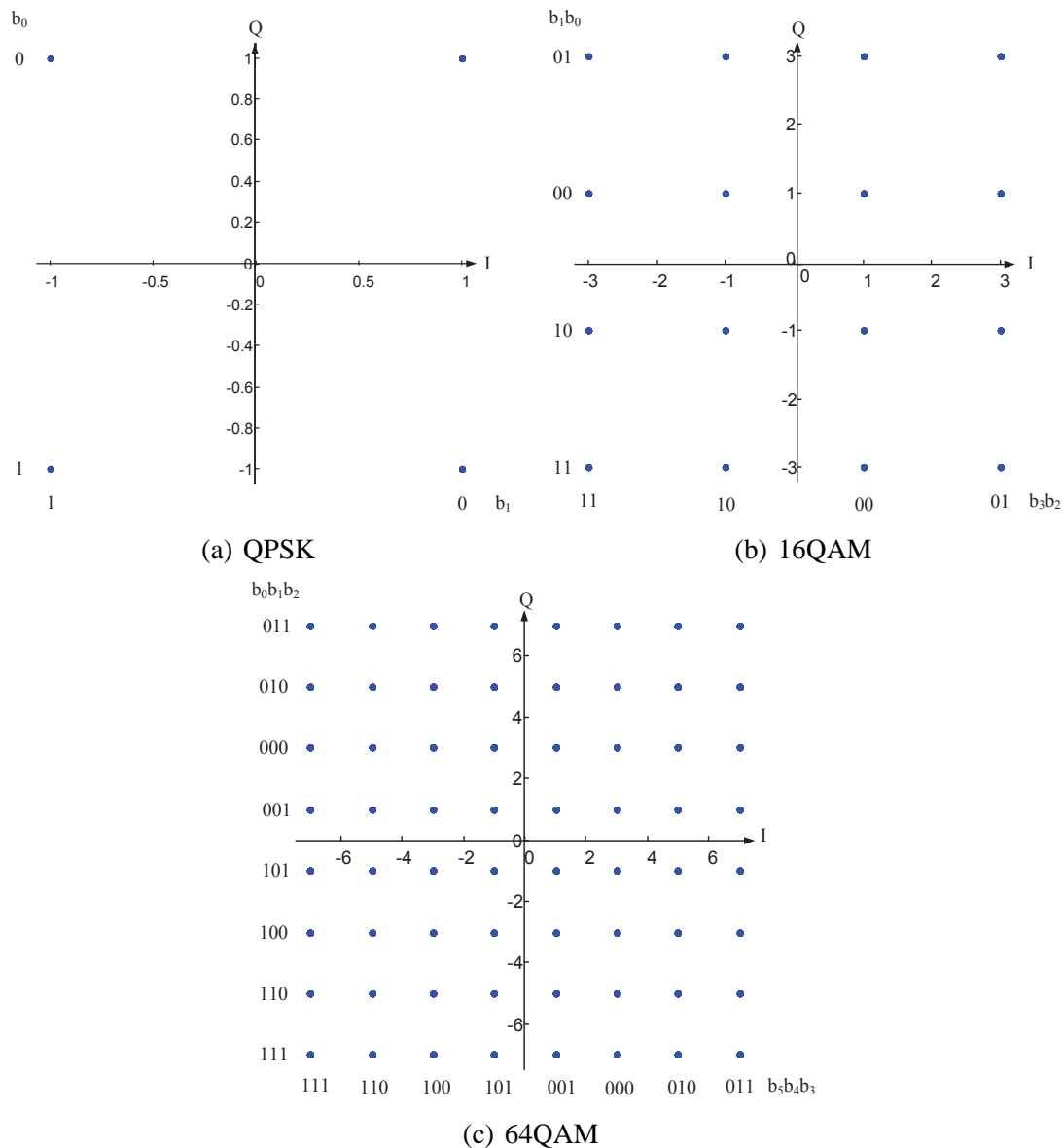


FIGURE 2.12 : Constellations des modulations QPSK, 16QAM et 64QAM

Pour garantir une puissance d'émission à enveloppe constante quel que soit la modulation, on introduit le coefficient multiplicatif c .

2.3.1.3 Génération des pilotes

Comme précisé précédemment, chaque symbole OFDM intègre 8 symboles pilotes. Ces symboles sont générés à partir d'un générateur PRBS initialisé à chaque préambule par la sé-

Modulation	c
BPSK	1
QAM	$\frac{1}{\sqrt{2}}$
16QAM	$\frac{1}{\sqrt{10}}$
64QAM	$\frac{1}{\sqrt{42}}$

TABLE 2.3 : Coefficients de normalisation

quence 1111111111 en DL et par la séquence 10101010101 en UL. La structure de ce générateur est illustrée sur la figure 2.13.

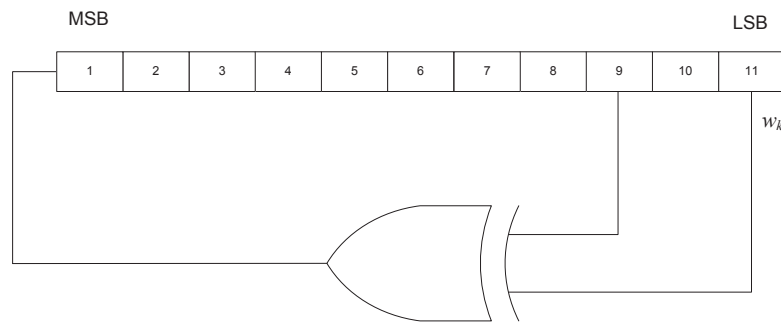


FIGURE 2.13 : Générateur PRBS de la séquence pilote

Les valeurs des symboles pilotes relatifs au symbole OFDM d'indice k sont dérivées de la valeur w_k . En DL, cet indice k est relatif au premier symbole de la trame alors qu'en UL, il est relatif au premier symbole du burst. Pour les deux liaisons (DL et UL), l'indice $k = 0$ est relatif au premier symbole OFDM du préambule. Après le passage dans ce générateur, la séquence résultante w en DL s'écrit : 11111111111000000000110.... Le troisième '1' correspondant à w_2 doit être affecté au premier symbole OFDM suivant le préambule.

La modulation BPSK de chaque symbole pilote, doit se faire selon le schéma suivant :

$$\begin{array}{ll}
 \text{DL} & c_{-88} = c_{-38} = c_{63} = c_{88} = 1 - 2w_k \quad \text{et} \quad c_{-63} = c_{-13} = c_{13} = c_{38} = 1 - 2\bar{w}_k \\
 \text{UL} & c_{-88} = c_{-38} = c_{13} = c_{38} = c_{63} = c_{88} = 1 - 2w_k \quad \text{et} \quad c_{-63} = c_{-13} = 1 - 2\bar{w}_k
 \end{array}$$

2.3.1.4 Assemblage

Comme cela a été présenté précédemment, la norme définit une certaine forme des symboles OFDM utilisés. En effet, chaque symbole dispose de 256 porteuses dont la répartition est faite

de la manière suivante : 192 porteuses réservées pour le transport des données utiles, 8 porteuses pilotes et 56 porteuses nulles.

Ce processus d'assemblage permet de créer des symboles OFDM ayant la forme voulue en insérant la sous-porteuse centrale (DC), ainsi que 28 sous-porteuses nulles à gauche du symbole (basses fréquences) et 27 sous-porteuses nulles à droite (hautes fréquences). Les 8 pilotes sont insérés aux positions -88, -63, -38, -13, 13, 38, 63 et 88 (cf. figure 2.1).

2.3.1.5 IFFT

Une fois les symboles OFDM assemblés, ils passent par le bloc de conversion de série à parallèle qui permet de les mettre sous une forme adéquate pour passer dans le bloc IFFT. Ils passent, ensuite, par le bloc assurant la modulation OFDM. Ce bloc applique une IFFT permettant de passer du domaine fréquentiel au domaine temporel. Après cela, les symboles OFDM sont reconvertis en série.

$$s_n = \frac{1}{\sqrt{N_{FFT}}} \sum_{k=0}^{N_{FFT}-1} S_k e^{j2\pi k \frac{n}{N_{FFT}}}, \quad n = 0, \dots, N-1 \quad (2.5)$$

Où

- k l'indice de sous-porteuse (domaine fréquentiel)
- S_k le symbole modulé sur la sous-porteuse k
- N_{FFT} la taille de la FFT

2.3.1.6 Insertion du Préfixe Cyclique

Après avoir passé le bloc IFFT, un préfixe cyclique est inséré avant chaque symbole. Comme le montre la figure 1.14, une partie de chaque symbole OFDM est recopiée au début de ce même symbole. Dans notre cas, nous choisirons un CP de longueur 1/4 ce qui correspondra à 64 symboles à recopier de la partie utile du symbole.

2.3.1.7 Génération du préambule

Les données pilotes portées par le préambule sont générées, dans le domaine fréquentiel, à partir d'une séquence complexe P_{all} contenant 201 éléments.

Nous rappelons qu'en DL le préambule est composé de deux symboles OFDM alors qu'il contient qu'un seul symbole OFDM en UL.

Le premier symbole du préambule DL, $P_{4 \times 64}$, est généré à partir de l'équation (2.6) :

$$P_{4 \times 64} = \begin{cases} \sqrt{2} \cdot \sqrt{2} \cdot \text{conj}(P_{all}(k)) & k_{\text{mod } 4} = 0 \\ 0 & k_{\text{mod } 4} \neq 0 \end{cases} \quad (2.6)$$

Le second symbole du préambule DL, $P_{2 \times 128}$, est généré à partir de l'équation (2.7) :

$$P_{2 \times 128} = \begin{cases} \sqrt{2} \cdot P_{all}(k) & k_{\text{mod } 2} = 0 \\ 0 & k_{\text{mod } 2} \neq 0 \end{cases} \quad (2.7)$$

Le préambule UL est généré, également, à partir de l'équation (2.7).

2.3.1.8 Filtrage et sur-échantillonnage

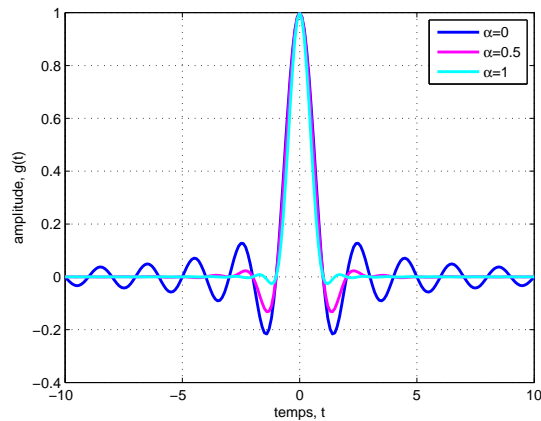
Les systèmes transmettant des données sur une bande passante limitée nécessitent une fonction de filtrage et mise en forme aussi bien à l'émission qu'à la réception. A cause des évanouissements présents dans un canal de propagation, le signal transmis subit quelques distorsions se traduisant par des IES provoquant des erreurs de détection. Afin d'éviter ces erreurs aux instants de décision et donc faciliter la détection, la fonction de mise en forme doit respecter le critère de Nyquist [39]. Ce critère indique que pour avoir une transmission sans IES, une bande minimale de transmission $B_{\min} = \frac{1}{2T_s}$ est requise.

En général, la combinaison du filtre d'émission et son filtre "adapté" de réception est conçue pour annuler l'IES. Autrement dit, si nous considérons une réponse fréquentielle $G_E(f)$ du filtre d'émission et une autre $G_R(f) = G_E(f)^*$ du filtre de réception (filtre adapté), donc la réponse fréquentielle globale $G(f)$, telle que

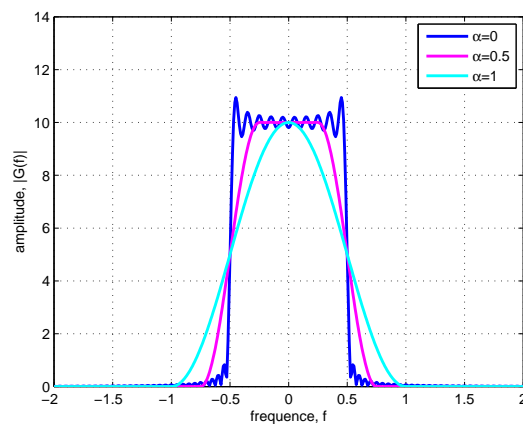
$$G(f) = G_E(f) \cdot G_R(f) = |G_E(f)|^2 \quad (2.8)$$

est conçue pour annuler l'IES. Pour que ces conditions soient satisfaites, des filtres de réponse globale $G(f)$ dits en *cosinus surélevé* [40] sont utilisés. On peut donc résoudre l'équation (2.8) pour trouver les réponses des filtres à l'émission et à la réception : $G_E(f) = \sqrt{G(f)}$. De là, le filtre $G_E(f)$ est dit en *racine de cosinus surélevé*.

$$G(f) = \begin{cases} T & |f| \leq \frac{1-\alpha}{2T} \\ \frac{T}{2} \left(1 + \cos \left(\frac{\pi T}{\alpha} \left(|f| - \frac{1-\alpha}{2T} \right) \right) \right) & \frac{1-\alpha}{2T} \leq |f| \leq \frac{1+\alpha}{2T} \\ 0 & |f| \geq \frac{1+\alpha}{2T} \end{cases} \quad (2.9)$$



(a)



(b)

FIGURE 2.14 : Exemple de réponses (a) implusionnelles et (b) fréquentielles de filtres en racine de cosinus surélevé

Le paramètre α est compris entre 0 et 1 et s'appelle *coefficient de retombée (roll-off factor)*. Nous remarquons, d'après la figure 2.14, que le gabarit du filtre peut changer en fonction de ce paramètre. Dans notre cas, nous avons choisi $\alpha = 0.3$. Cette valeur correspond à un compromis entre une bonne efficacité du filtre et un bon rendement et se situe dans la gamme de celles utilisées, habituellement, dans la conception de filtres pour les transmissions numériques (DVB, satellite...).

Le facteur de sur-échantillonnage des données utilisé est $OSR^{(2)} = 4$.

2.3.2 Chaîne de réception

La chaîne de réception comprend des blocs garantissant les fonctions duales à celles effectuées en émission.

2.3.2.1 Filtrage et Sous-échantillonnage

Comme cela a été précisé dans 2.3.1.8, le filtre de réception est *adapté* à celui en émission. Il est de type racine de cosinus surélevé avec un facteur $\alpha = 0,3$. Un sous-échantillonnage des données par le facteur OSR est également utilisé afin de retrouver ces données sous leur forme initiale(cf. Annexe A).

2.3.2.2 FFT

A la sortie du bloc de filtrage et de sous-échantillonnage, les données sont remis en parallèle puis passés dans le bloc FFT. Contrairement à la IFFT, cette fonction permet de passer du domaine temporel au domaine fréquentiel.

$$R_k = \frac{1}{\sqrt{N_{FFT}}} \sum_{n=0}^{N_{FFT}-1} r_n \cdot \exp(-j2\pi k \frac{n}{N_{FFT}}) \quad (2.10)$$

Où

- k l'indice de sous-porteuse (domaine fréquentiel)
- r_n le symbole reçu à l'instant nT_s
- N_{FFT} la taille de la FFT

2.3.2.3 Désassemblage

Ce processus permet d'extraire les données utiles ainsi que les pilotes des symboles OFDM. Les données présentes sur les porteuses nulles sont relevées pour servir à l'estimation de la variance du bruit.

2. Over Sampling Ratio

2.3.2.4 Estimation de canal

Le but de ce bloc de la chaîne est d'estimer la fonction de transfert du canal de propagation. Pour cela, deux hypothèses se profilent à propos du type du canal :

- à évanouissement lent
- à évanouissement rapide

Dans le 1er cas, la technique d'estimation la plus adaptée est celle basée sur un arrangement en *bloc* des symboles pilotes à l'émission. Cependant, la réponse fréquentielle du canal estimée à un bloc (symbole OFDM) donné n'est plus valable au bloc suivant si le canal est à évanouissement rapide (changement rapide de la réponse fréquentielle). Il existe un autre arrangement dit des pilotes *répartis* dans lequel les porteuses pilotes ne se trouvent pas côte à côte mais plutôt réparties dans le symbole OFDM avec une distance S les séparant (cf. Figure 55). Cela permettra de mettre à jour les coefficients estimés au niveau de chaque symbole [41]. Selon la norme WiMAX, nous retrouvons ces deux types d'arrangement dans la structure du préambule (bloc) et celle des symboles OFDM (répartis). Quelque soit le type d'arrangement choisi pour l'estimation, nous aurons recours soit à la technique dite des *moindres carrés* (*Least Square* en anglais), ou celle dite de l'*erreur quadratique moyenne minimale* (*Minimum Mean Square Error* en anglais).

- Dans le cas de la technique LS [42] la réponse fréquentielle du canal s'écrit de la façon suivante :

$$\hat{H}_{k,l}^{LS} = \frac{Y_{k,l}}{X_{k,l}} = \frac{1}{|X_{k,l}|^2} (X_{k,l}^* Y_{k,l}) \quad (2.11)$$

avec $X_{k,l}$ (resp. $Y_{k,l}$) le symbole à la $k^{\text{ème}}$ sous-porteuse et au $l^{\text{ème}}$ symbole OFDM de la séquence d'apprentissage émise (resp. reçue).

Cette technique est la plus simple. Son inconvénient est qu'elle ne prend pas en compte le bruit

- Dans le cas de la technique MMSE [42], la réponse fréquentielle du canal s'écrit :

$$\hat{H}_{k,l}^{MMSE} = \frac{1}{(|X_{k,l}|^2 + \sigma^2)} (X_{k,l}^* Y_{k,l}) \quad (2.12)$$

avec σ^2 la variance du bruit blanc.

Dans notre cas, nous utiliserons la technique LS pour estimer les coefficients du canal. L'effet du bruit sera compensé lors du processus d'égalisation.

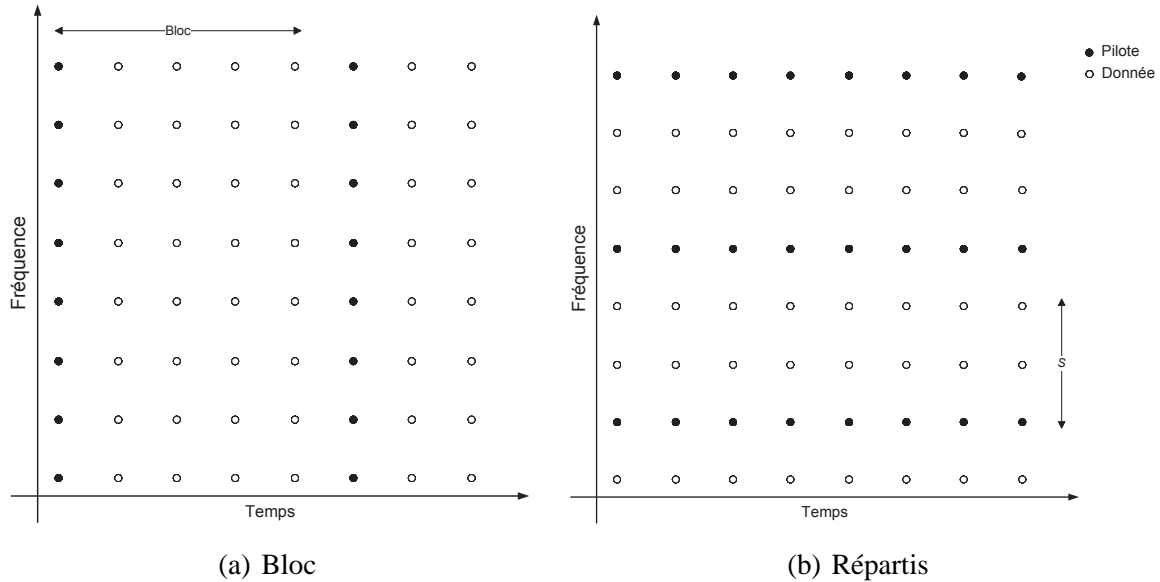


FIGURE 2.15 : Les types d'arrangement de porteuses pilotes dans un symbole OFDM

2.3.2.5 Egalisation

L'égalisation a pour but de compenser l'effet du canal sur le signal reçu. Nous pouvons constater l'effet perturbateur du canal de propagation sur les symboles transmis à travers l'exemple illustré sur la figure 2.16. Comme nous l'avons vu au chapitre précédent, un des avantages de l'OFDM est de simplifier cette opération contrairement aux transmissions mono-porteuses. En effet, l'utilisation du préfixe cyclique fait que, après calcul, la transformée de Fourier, de taille N , d'un canal, à M trajets, est diagonale. L'égalisation est alors triviale puisqu'il suffit d'effectuer des inversions scalaires au lieu d'effectuer des inversions matricielles.

$$\hat{X}_{k,l} = \frac{Y_{k,l}}{\hat{H}_{k,l}} \quad (2.13)$$

avec $\hat{X}_{k,l}$ le symbole estimé, $Y_{k,l}$ le symbole reçu et $\hat{H}_{k,l}$ la canal estimé relatifs à la $k^{\text{ème}}$ sous-porteuse et au $l^{\text{ème}}$ symbole OFDM.

Cette inversion fait référence à une forme d'égalisation linéaire appelée égalisation en *Zero Forcing* (ZF). Ce type d'égaliseurs permet de compenser parfaitement les IES surtout en absence de bruit. Toutefois, il présente des performances moins bonnes si le canal est bruité. En

effet, il amplifie considérablement le bruit aux fréquences f pour lesquelles la réponse du canal $H(f)$ présente des très faibles amplitudes. Pour remédier à ce problème, un autre type d'égaliseurs, capable de minimiser aussi bien les IES que le bruit à sa sortie, peut être utilisé. Il s'agit, dans ce cas, de l'égaliseur en *Erreur Quadratique Minimale Moyenne* (*Minimum Mean-Square Error* (MMSE) en anglais). Le symbole corrigé $\hat{X}_{k,l}$ s'écrit donc :

$$\hat{X}_{k,l} = \frac{\hat{H}_{k,l}^*}{|\hat{H}_{k,l}|^2 + \sigma^2} Y_{k,l} \quad (2.14)$$

La figure 2.16 illustre l'effet de l'égalisation sur des symboles modulés en QPSK.

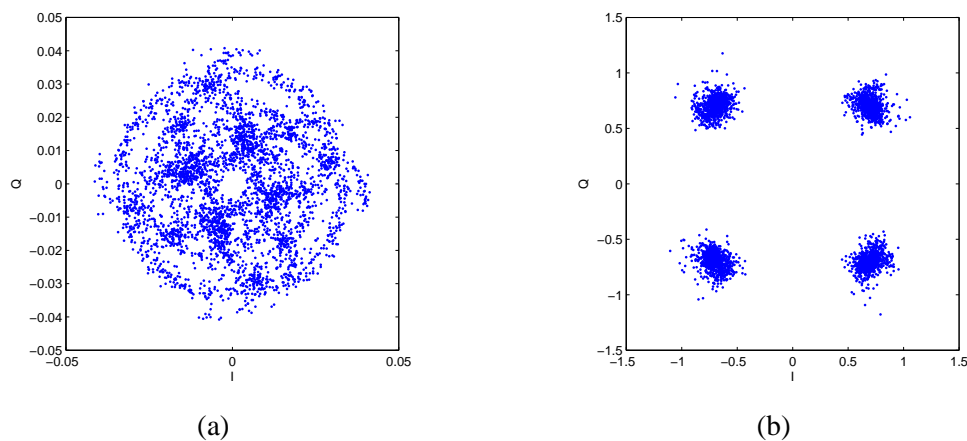


FIGURE 2.16 : Exemple de constellations QPSK (a) Avant égalisation (b) Après égalisation

Dans notre cas, nous aurons recours à un égaliseur MMSE qui se présente comme un bon compromis performances/complexité.

2.3.2.6 Estimation de l'EVM et du SNR

2.3.2.6.1 Estimation de l'EVM

L'EVM (**E**rror **V**ector **M**agnitude [43]) est la représentation des distorsions d'amplitude et de phase sur le diagramme de constellation des états caractéristiques d'une modulation numérique [27].

A cause des interactions avec le canal de propagation, des bruits des instruments de mesure et de la différence de fréquence liée aux oscillateurs locaux de l'émetteur et du récepteur, le symbole reçu $y(k)$ peut être différent du symbole émis (de référence) $s(k)$ (cf. figure 2.17).

La différence entre le vecteur signal émis (symbole de référence) et le vecteur signal reçu (symbole distordu) est le vecteur-erreur. Pour un seul symbole, l'EVM du signal reçu est le mo-

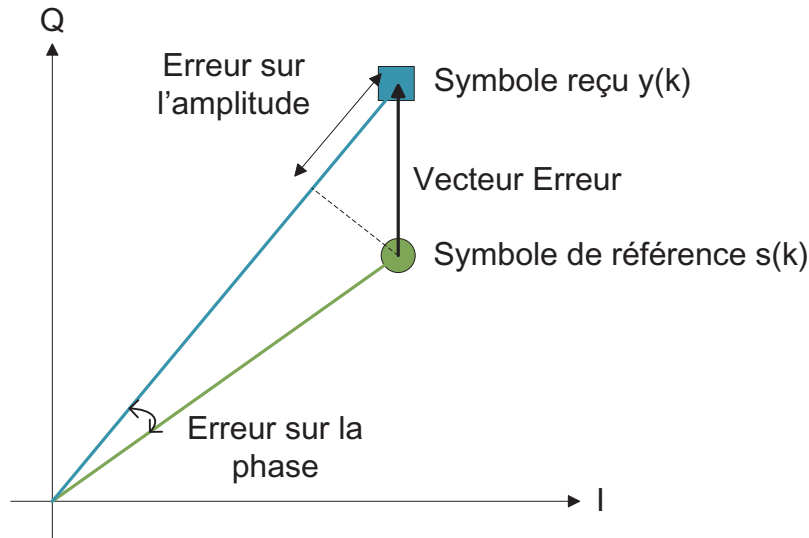


FIGURE 2.17 : Constellation des symboles émis et reçus et de l'erreur entre les deux

dule du vecteur-erreur. Si au contraire, plusieurs symboles N_s sont générés, l'EVM est donnée sous la forme suivante [44] :

$$EVM(rms) = \left[\frac{\frac{1}{N_s} \sum_{k=1}^{N_s} |y(k) - s(k)|^2}{\frac{1}{N_s} \sum_{k=1}^{N_s} |s(k)|^2} \right]^{1/2} \quad (2.15)$$

2.3.2.6.2 Estimation du SNR

Le rapport signal sur bruit (SNR) est un paramètre très important pour les études de communications numériques. Il existe plusieurs techniques d'estimation de SNR parmi lesquelles la méthode des moments (M_2M_4), la méthode d'estimation par maximum de vraisemblance (ML) et le calcul de l'EVM [45]. Les performances comparées avec les trois méthodes sont tracées sur la figure 2.18.

Nous retiendrons la méthode permettant l'estimation du SNR à partir de l'EVM. Ainsi, le SNR peut s'exprimer de la manière suivante :

$$SNR_{dB} = 20 \cdot \log_{10} \left(\frac{1}{EVM} \right) \quad (2.16)$$

Notons que le SNR estimé, dans ce cas, correspond au rapport entre l'énergie du symbole reçu E_s et le bruit N_0 ($\frac{E_s}{N_0}$).

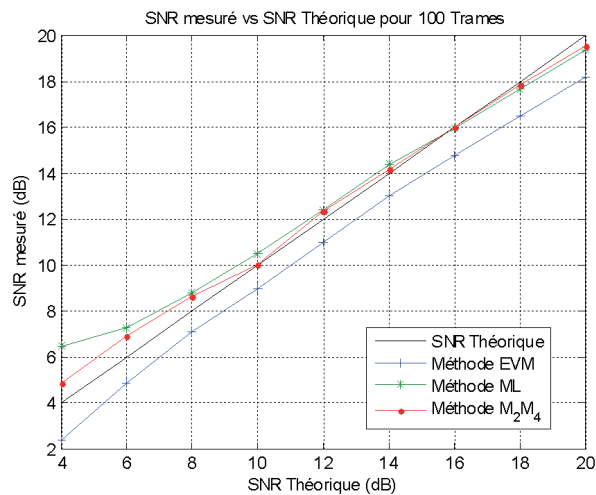


FIGURE 2.18 : Étude comparative des trois algorithmes de synchronisation et résultats de mesures pour une modulation QPSK

2.3.2.7 Démodulation

La démodulation permet d'estimer les données binaires envoyées préalablement à partir des symboles complexes reçus et affectés par le canal et le bruit. L'estimation se fait à l'aide du critère de la distance Euclidienne minimale. Cette méthode estime les symboles émis en calculant les distances Euclidiennes entre chaque symbole reçu et tous les points de la constellation. Le point de la constellation qui forme la plus petite distance Euclidienne avec le symbole reçu est retenu comme étant l'estimation du symbole émis.

$$\begin{aligned}\hat{s} &= \arg \min_s (dE) \\ &= \arg \min_s |y - \hat{h}s|\end{aligned}\quad (2.17)$$

avec \hat{s} le symbole estimé, y le symbole reçu, h les coefficients du canal de propagation et s le symbole émis.

2.3.2.8 Décodage de canal

La fonction de décodage permet de détecter et de corriger les erreurs qui se produisent lors d'une transmission des données. Elle comporte les fonctions de désentrelacement, de décodage correcteur d'erreurs et de désembrouillage.

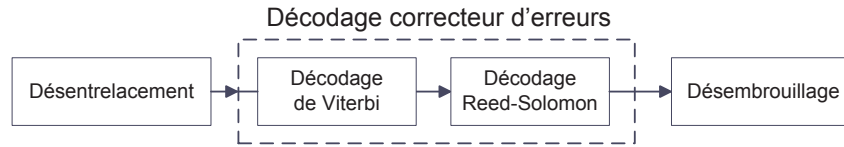


FIGURE 2.19 : Le décodage de canal

2.3.2.8.1 Désentrelacement

La fonction de désentrelacement permet de remettre les bits dans l'ordre qu'ils avaient juste avant la fonction d'entrelacement. Cette fonction comporte, également, deux permutations.

Pour un bloc de bits reçus de taille N_{cbps} , soit j l'indice d'un bit reçu avant la première permutation, m_j l'indice du même bit avant la seconde permutation et après la première permutation et k_j son indice après la seconde permutation.

La première permutation est régie par l'équation (2.18) :

$$m_j = s \left\lfloor \frac{j}{s} \right\rfloor + \left(j + \left\lfloor 12 \frac{j}{N_{cbps}} \right\rfloor \right)_{\text{mod}(s)} \quad (2.18)$$

La seconde permutation est régie par l'équation (2.19) :

$$k_j = 12m_j - (N_{cbps} - 1) \left\lfloor 12 \frac{m_j}{N_{cbps}} \right\rfloor \quad (2.19)$$

2.3.2.8.2 Décodage correcteur d'erreurs

2.3.2.8.2.1 Décodage de Viterbi

Le décodage de Viterbi est la fonction duale au codage convolutif appliqué à l'émission. Il se base sur un diagramme de treillis et sur le principe du maximum de vraisemblance pour chercher le chemin optimal entre le symbole reçu à un instant t et l'état du codeur lui correspondant au même instant [46].

2.3.2.8.2.2 Décodage de Reed-Solomon

Le décodeur RS inverse l'effet du processus de codage effectué à l'émission. En effet, ce décodeur accepte un paquet de taille n en l'entrée pour en ressortir un autre de taille k . De même que le codeur RS, $n = 255$ et $k = 239$.

2.3.2.8.3 Désembrouillage

A l'aide du même mécanisme que la fonction d'embrouillage, le processus de désembrouillage permet de remettre les bits dans l'ordre dans lequel ils se sont présentés à l'entrée du système. A la sortie de ce blocs, le TEB est calculé en comparant les bits résultants aux bits initialement émis.

2.3.3 Chaîne multi-antennaires

Comme nous l'avons expliqué précédemment, la norme IEEE 802.16d prévoit l'utilisation optionnelle de la diversité en émission à travers un système MISO. Ce système comporte deux antennes émettrices et une antenne réceptrice. Comme nous pouvons l'observer sur la figure 2.20, chaque branche dispose de sa propre chaîne de modulation OFDM.

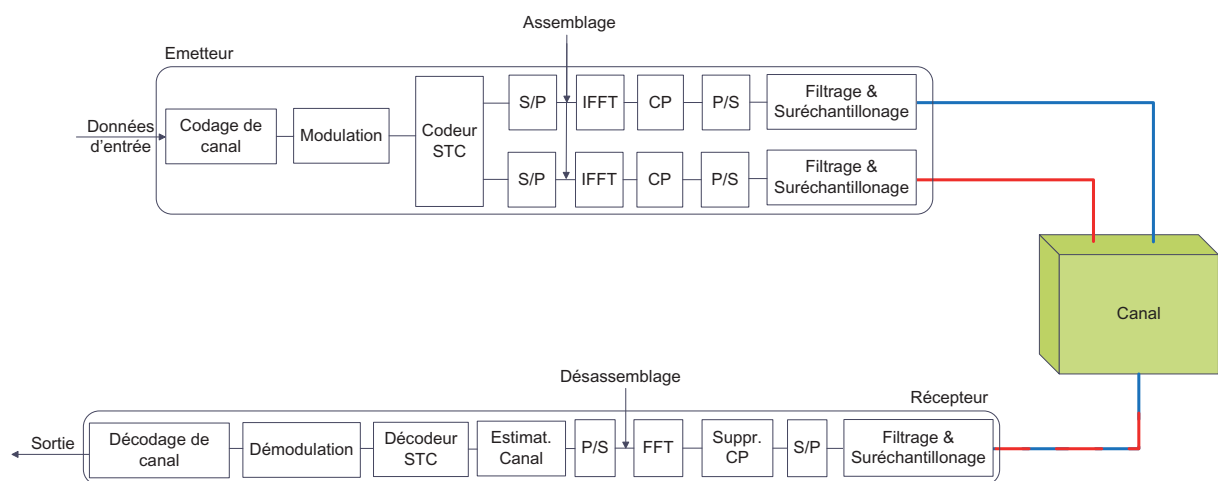


FIGURE 2.20 : La chaîne de communications WiMAX en configuration MISO

Mise à part le codage espace-temps (STC), tous les blocs numériques constituant cette chaîne sont identiques à ceux utilisés dans le cas SISO. Rappelons que, dans ce cas, le préambule ne contient qu'un seul symbole OFDM et que le type de codage espace-temps utilisé est celui basé sur le schéma d'Alamaouti.

Dans le cadre de ces travaux, nous avons dépassé les spécifications de cette norme en ajoutant une seconde antenne réceptrice au système WiMAX étudié. Les algorithmes détaillés pour la configuration MISO restent valables pour cette nouvelle structure du système. Le nouveau schéma d'émission/réception est visible sur la figure 2.21.

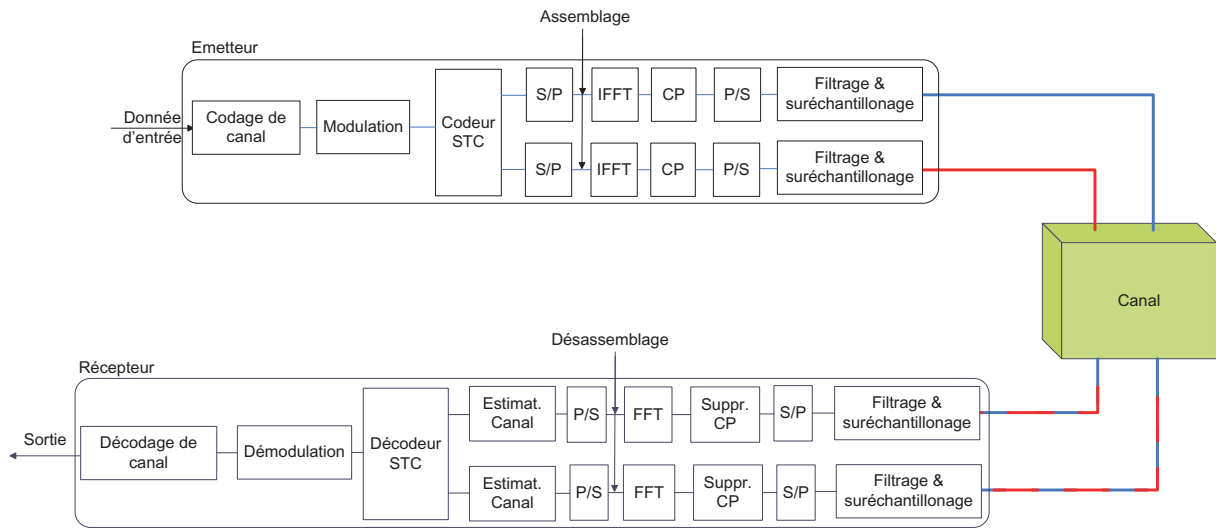


FIGURE 2.21 : La chaîne de communications WiMAX en configuration MIMO

2.3.3.1 Codage espace-temps

Comme précisé dans le paragraphe 1.5.3, cet algorithme consiste à envoyer, durant le 1^{er} temps symbole, deux symboles complexes s_1 et s_2 , respectivement, des antennes T_{x1} et T_{x2} . Durant le second temps symbole, les symboles $-s_1^*$ et $-s_2^*$ sont envoyés, respectivement, de ces deux antennes. Ainsi, le mot codé sera représenté comme suite :

$$S = \begin{bmatrix} s_1 & s_2 \\ s_2^* & -s_1^* \end{bmatrix}$$

La structure des symboles reçus, en MISO et en MIMO, ainsi que le processus de décodage ont été détaillés dans le chapitre précédent.

Après avoir présenté les différents algorithmes composant le système WiMAX, nous procéderons à la simulation de ses performances à l'aide du code implémenté sur Matlab. Lors de ces simulations, des modèles de canaux classiques de type AWGN, Rice et Rayleigh ont été utilisés. Les performances relevées serviront de référence pour la suite de l'étude.

2.4 Les simulations du système WiMAX

Après avoir implémenté les blocs numériques constituant notre système WiMAX sur Matlab, nous avons procédé à des simulations en utilisant différents modèles de canaux. Deux objectifs se profilent pour ces simulations :

1. vérifier la validité du code implémenté. Autrement dit, voir si tous les blocs numériques ont été correctement implémentés.
2. évaluer les performances du système en SISO dans des canaux classiques (AWGN, Rice, Rayleigh). Les courbes de performances obtenues serviront comme référence pour la validation du système expérimental décrit dans le chapitre 3.

Dans la suite, les caractéristiques de la liaison WiMAX que nous simulerons seront listées ainsi que les modèles de canaux utilisés. Cela mènera, ensuite, à l'exposition de résultats obtenus lors de ces simulations.

2.4.1 Les caractéristiques de la liaison WiMAX simulée

La liaison WiMAX utilisée durant toutes les simulations aura la configuration suivante :

- Durée de la trame : 5ms
- Bande passante : 7MHz
- Nombre de Bursts : 1
- Nombre de symboles OFDM par burst : 20
- Longueur du préfixe cyclique : 1/4

Dans un premier temps, un canal AWGN a été utilisé pour vérifier si tous les blocs numériques ont été correctement implémentés et pour établir les performances *idéales* du système. Ensuite, les simulations ont été effectuées en utilisant des canaux présentant différents niveaux de perturbations. Le but est de connaître l'efficacité de chacun des algorithmes implémentés et donc les capacités que présente le système étudié.

2.4.2 Les modèles de canaux

Les canaux utilisés sont choisis parmi un ensemble connu sous le nom : “canaux SUI³”. Ces canaux ont été établis à partir d'une vaste campagne de mesures lancée par l'opérateur AT&T

3. Stanford University Interim

sur le sol américain. Ils ont été désignés par le groupe de travail IEEE 802.16 comme modèles pour simuler et tester des liaisons fixes d'accès sans-fil [47, 48].

Les vecteurs des retards et des puissance relatifs à ces canaux sont regroupés dans les tableaux 2.4 et 2.5.

Modèle de canal	Trajet 1	Trajet 2	Trajet 3	Retard RMS
SUI-1	0	0,4	0,9	0,111
SUI-2	0	0,4	1,1	0,202
SUI-3	0	0,4	0,9	0,264
SUI-4	0	1,5	4	1,257
SUI-5	0	4	10	2,842
SUI-6	0	14	20	5,24

TABLE 2.4 : L'étalement des retards des canaux SUI en μs

Modèle de canal	Trajet 1	Trajet 2	Trajet 3
SUI-1	0	-15	-20
SUI-2	0	-12	-15
SUI-3	0	-5	-10
SUI-4	0	-4	-8
SUI-5	0	-5	-10
SUI-6	0	-10	-14

TABLE 2.5 : Les puissances des trajets relatifs aux canaux SUI en dB

Modèle de canal	Trajet 1	Trajet 2	Trajet 3
SUI-1	4	0	0
SUI-2	2	0	0
SUI-3	1	0	1
SUI-4	0	0	0
SUI-5	0	0	0
SUI-6	0	0	0

TABLE 2.6 : Les niveaux (en dB) du facteur K dans les canaux SUI

Rappelons que dans le cas d'un canal de Rice, le signal reçu est une superposition de trajets réfléchis et d'un trajet LOS. Ainsi le facteur K est défini comme étant le rapport de la puissance du trajet LOS sur la puissance de chaque trajet NLOS. Si $K = 0dB$ le canal est de type Rayleigh.

Parmi cet ensemble de six canaux, SUI-1 et SUI-4 ont été retenus pour les prochaines simulations. Ce choix se justifie par :

- un retard maximal ne dépassant pas la longueur choisie du préfixe cyclique dans chaque canal. Cette longueur (1/4) correspond à une durée de $8\mu s$.

- le test du système aussi bien dans un canal de Rice que dans un canal de Rayleigh

Dans la suite de ce chapitre, les résultats des simulations seront présentés. Durant ces simulations, la caractérisation sera faite dans un canal AWGN ainsi que dans les deux canaux SUI retenus.

2.4.3 Les résultats des simulations

Durant cette partie, les résultats des simulations dans un canal AWGN, SUI-1 et SUI-4 sont exposés.

Avant d'entamer la série de simulations, il était indispensable de vérifier si tous les algorithmes ont été correctement implémentés. Pour cela, un canal idéal (sans aucune perturbation) a été utilisé. Le traitement à la réception d'une séquence transmise à travers ce canal a révélé un TEB nul. Ce résultat valide que tous les blocs du système ont été implémentés convenablement.

la première phase des simulations a consisté à caractériser le système, en configuration SISO, dans un canal AWGN dans le but de détecter et corriger ses éventuels dysfonctionnements.

La figure 2.23 illustre les courbes de performances obtenues dans le cas SISO en utilisant les modulations QPSK, 16QAM et 64QAM.

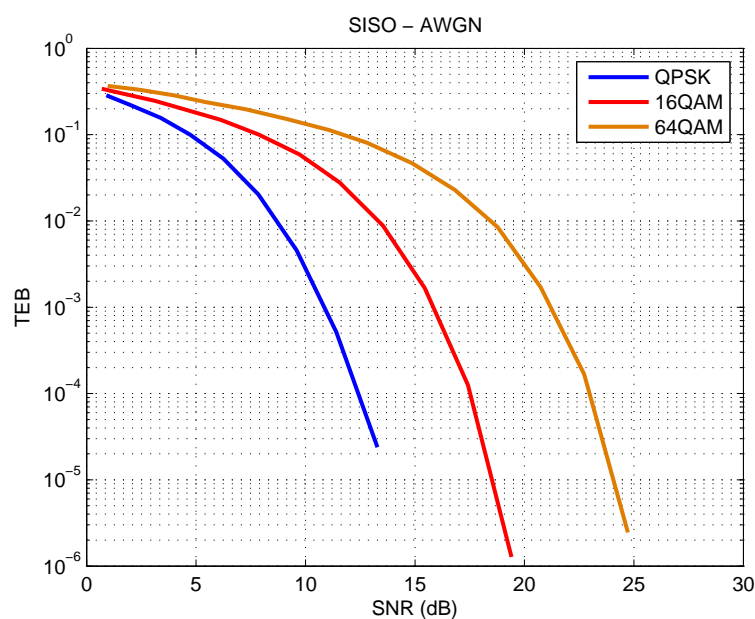


FIGURE 2.22 : Performances en canal AWGN

Ces courbes montrent que la robustesse de la liaison diminue plus l'ordre de la modulation augmente. La théorie est ainsi confirmée.

La suite des simulations avait pour but d'évaluer les performances, avec et sans codage de canal, dans les canaux SUI-1 et SUI-4. Cela permet de tester, d'un côté, la fiabilité des blocs d'estimation et d'égalisation dans ces deux canaux et l'apport du codage de canal en terme de performances d'un autre côté. Les résultats des simulations sont observés sur la figure 2.23

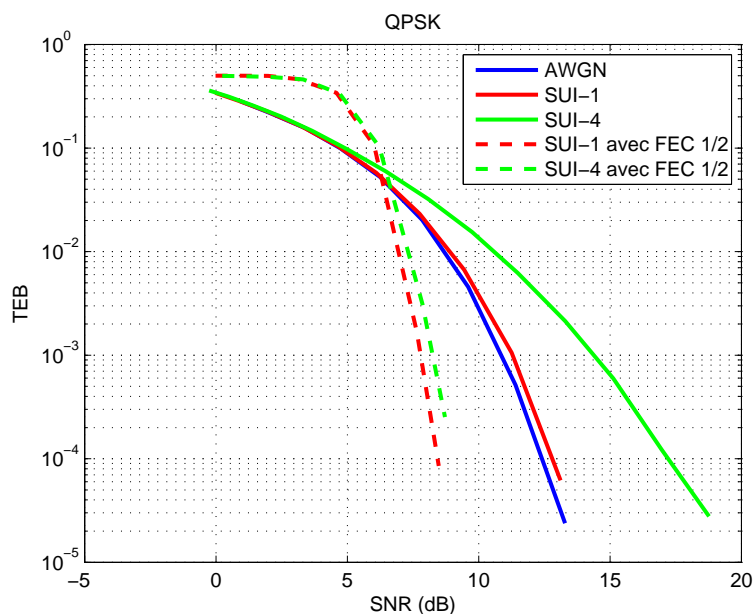


FIGURE 2.23 : Comparaison des performances du système WiMAX en SISO

Ces courbes révèlent, principalement, deux informations :

- les performances des algorithmes d'estimation et d'égalisation dans les canaux SUI-1 et SUI-4. En effet, moins l'étalement des trajets est important, plus ces blocs sont capables de corriger les perturbations qu'à subir le signal. Ce problème peut être corrigé en utilisant d'autres algorithmes d'estimation et d'égalisation plus robustes. Une étude bibliographique a été réalisée dans ce sens [49, 50], mais ces algorithmes se sont avérés plus complexes à mettre en place et donc incompatibles dans notre cas. Rappelons que la finalité de ce simulateur est d'être implémenté sur une plateforme expérimentale
- L'apport significatif du codage de canal à partir d'un certain niveau de SNR. En effet, nous remarquons qu'à partir d'un niveau de SNR de (≈ 7 dB), le codage de canal permet d'améliorer significativement les performances de notre système. Ces résultats permettent de valider le bon fonctionnement des algorithmes de codage implémentés.

La dernière série de simulations a consisté à quantifier l'apport des techniques multi-antennaires par rapport au SISO dans ces trois canaux. Les données émises sont modulées en QPSK.

Les résultats obtenus sont illustrés sur les figures 2.24, 2.25 et 2.26.

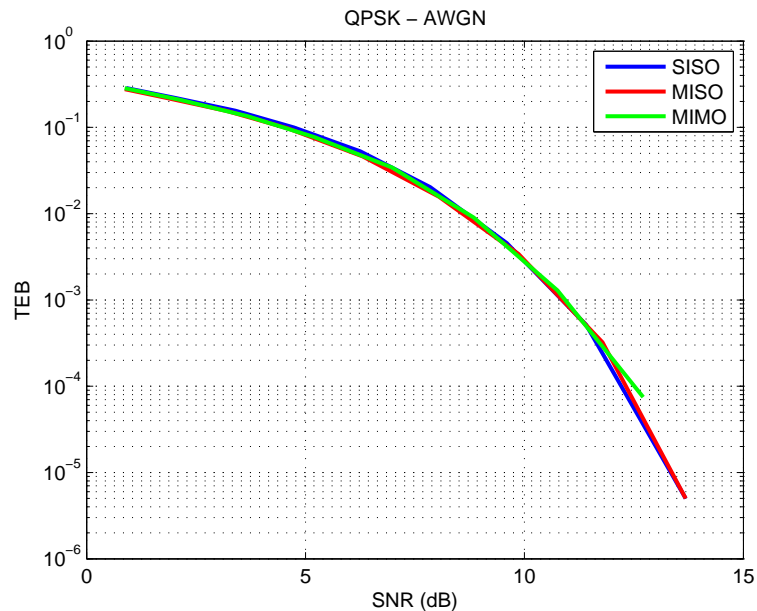


FIGURE 2.24 : Comparaison des performances en SISO, MISO et MIMO dans un canal AWGN

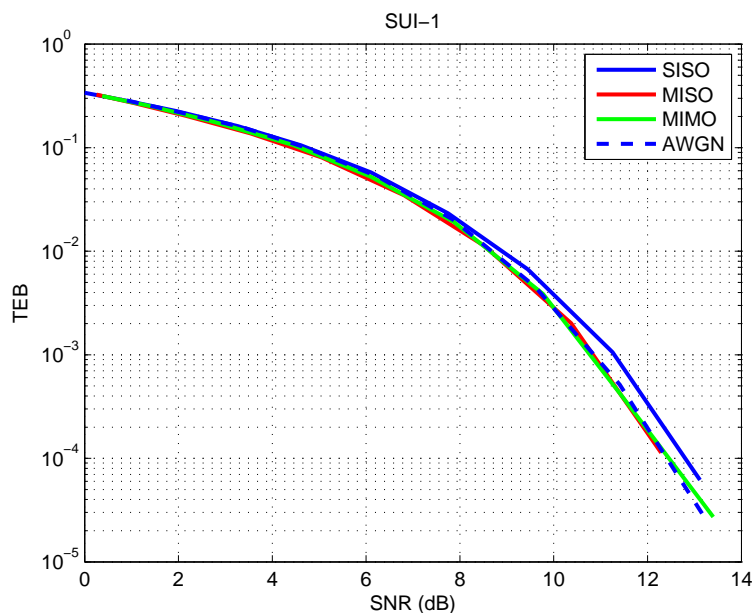


FIGURE 2.25 : Comparaison des performances en configurations SISO, MISO et MIMO dans le canal SUI-1

Dans le cas du canal AWGN, les performances des trois configurations sont identiques. Cela s'explique par le fait que ces niveaux de TEB sont estimés en fonction d'un niveau de

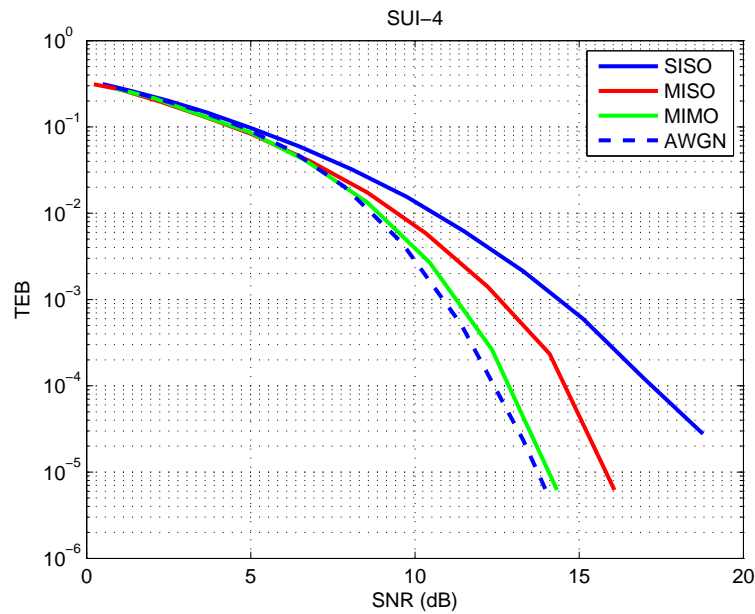


FIGURE 2.26 : Comparaison des performances en configurations SISO, MISO et MIMO dans le canal SUI-4

SNR global pris sur l'ensemble des branches du système multi-antennaires. Dans le cas où le SNR est relevé sur chacune de ces branches, une amélioration du MIMO peut être constatée par rapport au SISO [51]. Rappelons que le SNR est estimé à partir de la méthode détaillée dans 2.3.2.6. Donc, l'utilisation des techniques multi-antennaires n'apporte pas d'améliorations par rapport au SISO dans de telles conditions.

Concernant les résultats relevés dans les canaux SUI-1 et SUI-4, ils confirment bien la théorie [51] en affichant des performances améliorées par le MISO et encore plus par le MIMO. Cependant, cette amélioration n'est significative que dans le cas du canal SUI-4 où l'étalement des trajets est important. Nous relevons ainsi gain de SNR de ≈ 3 dB entre le MISO et le SISO et un gain de ≈ 2 dB entre le MIMO et le MISO pour un TEB de 10^{-4} . Dans le cas du canal SUI-1, les courbes relatives au MISO et au MIMO sont confondues avec celle relevée dans un canal AWGN (performances optimales).

2.5 Conclusion

Dans ce chapitre, une chaîne de communications numériques basée sur les spécifications de la norme IEEE 802.16d a été développée et caractérisée à l'aide de Matlab.

En se basant sur les spécifications de la couche PHY WirelessMan-OFDM relative à cette norme, les différents blocs composant la chaîne d'émission ont été identifiés et implémentés sur Matlab. Les blocs constituant la chaîne de réception ont été choisis dans la littérature pour avoir le meilleur compromis entre de bonnes performances et une complexité moindre.

Après avoir validé la bonne implémentation de ce système en canal idéal, ses performances ont été évaluées dans différents canaux (AWGN, Rice et Rayleigh) aussi bien en configuration mono-antennaire qu'en configuration multi-antennaires. Les évaluations en canal AWGN ont permis d'établir les courbes de performances qui serviront de référence dans la suite de l'étude. Quant aux évaluations effectuées dans les canaux de Rice et de Rayleigh, elles ont permis de vérifier le bon fonctionnement des blocs de correction implémentés à savoir les blocs d'estimation de canal et d'égalisation. L'intérêt de l'utilisation du codage de canal a été également prouvé lors de ces tests.

Les courbes de performances relevées dans ce chapitre, serviront comme référence lors des validations du système expérimental que nous mettrons en place dans le chapitre suivant. Les performances de ce système seront évaluées dans des environnements maîtrisés et réels.

MISE EN PLACE ET MESURE DES PERFORMANCES DU SYSTÈME WIMAX

Sommaire

3.1	Introduction	87
3.2	Plateforme Expérimentale	88
3.3	Structure de la chaîne d'émission	89
3.3.1	Codage	89
3.3.1.1	Codage Reed-Solomon	90
3.3.1.2	Entrelacement	90
3.3.1.3	Codage convolutif	90
3.3.2	Modulation	90
3.3.3	Codage Espace Temps (STC)	91
3.3.4	Assemblage	91
3.3.5	Filtrage et Sur-échantillonnage	92
3.3.6	Emission	92
3.4	Structure de la chaîne de réception	93
3.4.1	Filtrage et Sous-échantillonnage	94
3.4.2	Détection de la trame	94
3.4.3	Désassemblage	94
3.4.4	Estimation de canal et Egalisation	94
3.4.5	Synchronisation	94

3.4.6	Décodeur Espace Temps	102
3.5	Validations de la chaîne de transmission WiMAX	102
3.5.1	Validation de la chaîne d'émission	103
3.5.2	Validation de la chaîne de réception	103
3.5.3	Mesures de l'EVM	104
3.6	Mesures en environnements maîtrisés	108
3.6.1	Caractéristiques des antennes	109
3.6.2	Mesures en canal AWGN	109
3.6.2.1	Utilisation d'un câble entre l'émetteur et le récepteur	110
3.6.2.2	Mesures en chambre anéchoïque	113
3.6.3	Mesures en CRBM	116
3.6.3.1	Mesures en canal statique	118
3.6.3.2	Mesures en canal Isotrope	124
3.7	Mesures en Extérieur vers Intérieur	128
3.7.1	Description des systèmes d'émission et de réception	130
3.7.2	Mesures à puissance fixe	132
3.7.2.1	Mesures dans la salle LOS	132
3.7.2.2	Mesures dans la 1 ^{ère} salle NLOS	134
3.7.2.3	Mesures dans la 2 ^{ème} salle NLOS	135
3.7.3	Mesures à puissance variable	137
3.7.4	Comparaison Mesures-Simulations	139
3.8	Conclusion	141

3.1 Introduction

Au cours du chapitre précédent, les différents blocs composant la chaîne de communications WiMAX ont été présentés. Une implémentation de ces blocs sur Matlab[®] a permis la simulation des performances de cette chaîne. Les résultats obtenus ont été, également, présentés précédemment. Rappelons que le but des simulations était de valider le comportement du système en évaluant ses performances dans des canaux classiques (AWGN, Rice et Rayleigh).

Le but de ce chapitre est de mettre en place et de caractériser expérimentalement le système WiMAX à 3,5GHz dans des environnements maîtrisés et dans un environnement réel Extérieur vers Intérieur. Cette caractérisation consistera à évaluer les performances de ce système et de définir ses éventuelles limitations.

Nous entamerons ce chapitre par une présentation de la plateforme de mesure utilisée. Les blocs composant les chaînes d'émission et de réception seront, ensuite, rappelés. Au niveau de la réception, d'autres blocs permettant de corriger les phénomènes de désynchronisation temporelle et fréquentielle seront intégrés. Notons que ces phénomènes étaient considérés inexistantes en simulations.

Avant de lancer le processus de caractérisation, une validation des chaînes implémentées sera indispensable. Ensuite, un canal AWGN sera utilisé dans le but de déterminer les performances optimales du système en configuration SISO, MISO et MIMO. Ce canal sera généré en utilisant soit un câble entre l'émetteur et le récepteur soit une chambre anéchoïque. Par la suite, le système sera placé dans une chambre réverbérante à brassage de modes afin de tester son comportement dans des canaux multi-trajets. Cette dernière évaluation se fera à travers une méthode innovante de mesures.

La caractérisation en environnement Extérieur vers Intérieur permettra de tester le comportement du système dans des liaisons LOS et NLOS. Les limitations possibles dans cet environnement seront identifiées et des solutions seront proposées pour y remédier.

Nous concluons ce chapitre par une comparaison de résultats de mesures avec ceux obtenus en simulation dans les mêmes conditions. Cela permettra d'évaluer la pertinence du simulateur.

3.2 Plateforme Expérimentale

La plateforme de mesures dont nous disposons a été baptisé *SYSCAM* (SYStème de Communication à Antennes Multiples). Basée sur une architecture PXI de la série 3000 d'Aeroflex[®], elle est constituée de deux châssis PXI indépendants intégrant chacun un PC de contrôle pour la génération de trames du côté émission et pour le traitement des données reçues côté réception. Comme le montre la figure 3.1, le banc d'émission intègre deux générateurs de signaux RF large bande (76MHz - 6GHz) pouvant fournir un niveau de puissance RF allant de -120dBm à +5dBm sur une bande passante de modulation de 36MHz et un contrôleur PXI. Quant au banc de réception, il intègre deux numériseurs RF (330MHz - 6GHz) assurant une transposition en fréquence intermédiaire (IF) en plus de la numérisation des signaux reçus en signaux IQ, et un contrôleur PXI permettant l'intégration de ceux-ci.

A l'émission, la génération des signaux numériques se fait sur le PC de contrôle à travers un code implémenté sur Matlab. Les données IQ sont, ensuite, transférées aux générateurs RF qui assureront la transposition en fréquence avant de les transmettre au système antenne. A la réception, un signal RF est capté par le système antenne. Ce signal est envoyé vers le numériseur RF qui l'échantillonne et envoie les données IQ résultantes vers le PC de contrôle pour y être, ensuite, traitées. Ces opérations sont automatisées à l'aide d'un programme Matlab intégrant les instructions pour commander et configurer le numériseur (la fréquence d'échantillonnage, le nombre d'échantillons à capturer, ...) ainsi que les algorithmes de traitement des signaux. Le schéma de fonctionnement de cette plateforme est illustré sur la figure 3.2.

Dans le cadre de ces travaux de thèse, nous avons implémenté, sur le banc SYSCAM, le code Matlab modélisant les chaînes d'émission et de réception WiMAX dont les fonctionnements ont été détaillés au chapitre 2. Dans le but d'adapter les algorithmes de réception au banc SYSCAM, des blocs corrigeant la désynchronisation temporelle et fréquentielle des signaux ont été introduits. Notons que ces phénomènes étaient considérés parfaits en simulations.

Une structure simplifiée représentant ce couplage entre le simulateur et la plateforme de mesures peut être observée sur la figure 3.3.

Dans la suite, Les structure des chaînes d'émission et de réception implémentées sur le banc SYSCAM seront présentées. Le bon fonctionnement de ces chaînes sera, ensuite, vérifié et validé. Finalement, les série de mesures visant à caractériser le système en environnements maîtrisés et réels seront détaillées et les résultats obtenus exposés.

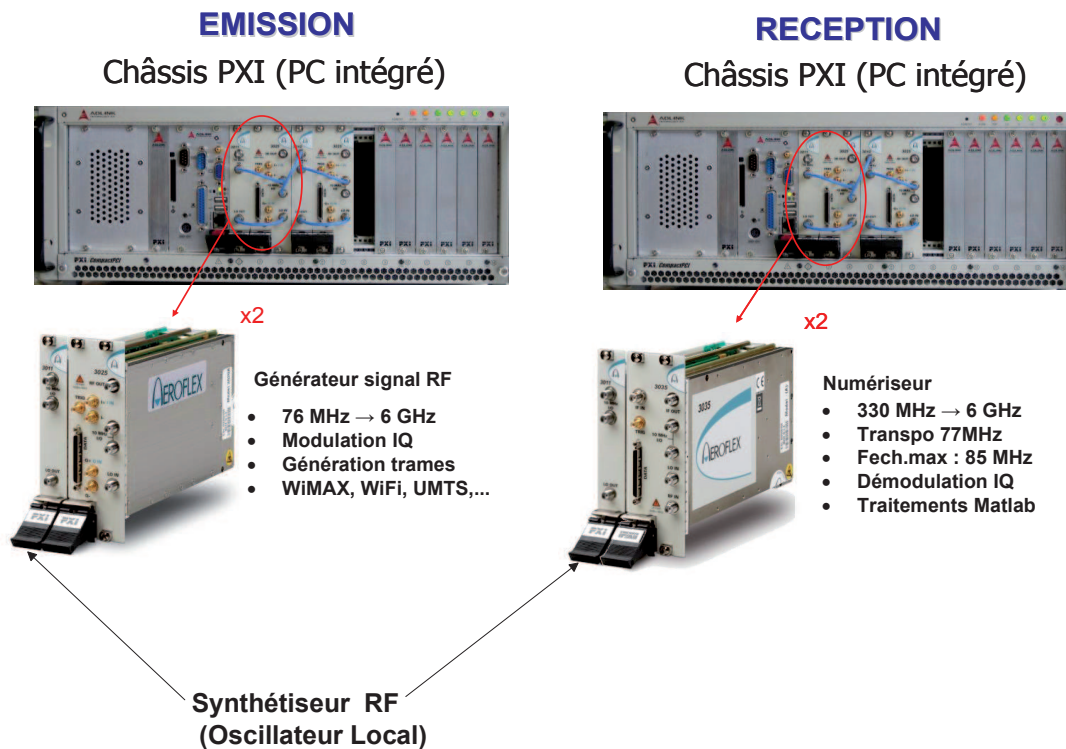


FIGURE 3.1 : Banc de mesure SYSCAM

3.3 Structure de la chaîne d'émission

La chaîne d'émission a été conçue selon les spécifications de la norme WiMAX 802.16d. De là, les blocs composant la chaîne simulée restent les mêmes une fois transposés sur le banc de mesure. Les structures des chaînes en configuration mono-antennaire et multi-antennaires sont visibles, respectivement, sur les figures 3.4 et 3.5. Le bloc "Générateur de signaux arbitraire" représente le générateur de signaux RF, intégré sur le banc.

Étant donné que la majorité des blocs ont été décrits dans le chapitre 2, nous nous contenterons de rappeler, brièvement, leurs rôles dans la chaîne.

3.3.0.0.1 Embrouilleur

L'embrouilleur a pour but d'éliminer les longues séquences de '0' ou de '1' que peut contenir la séquence d'entrée.

3.3.1 Codage

Ce bloc contient 3 fonctions : codage Reed-Solomon, Entrelaceur, codage convolutif.

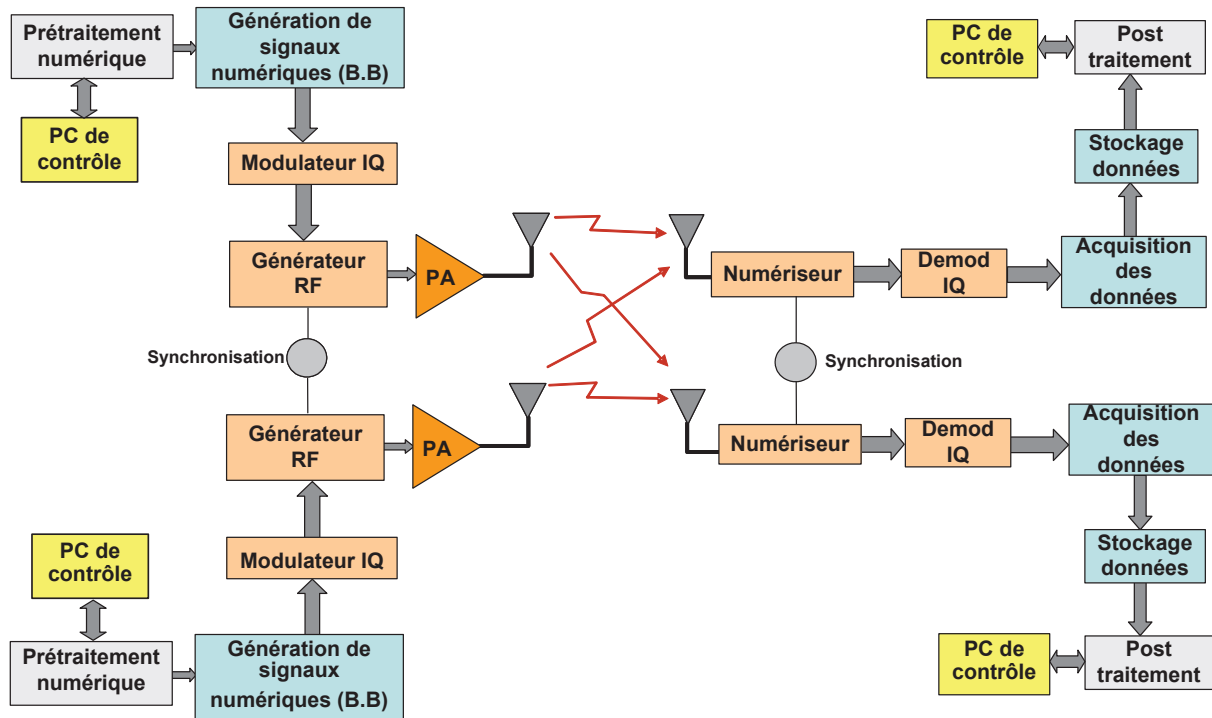


FIGURE 3.2 : Synoptique du banc de mesure

3.3.1.1 Codage Reed-Solomon

Ce code est un code en bloc cyclique permettant la détection et la correction d'erreurs arrivant par paquets.

3.3.1.2 Entrelacement

Cette fonction permute les données arrivant afin d'éviter la perte de symboles en cas de paquets d'erreurs. En effet, une information perdue peut être récupérée grâce à des symboles modulés sur d'autres porteuses moins atténuées.

3.3.1.3 Codage convolutif

Ce bloc permet de lutter contre les erreurs introduites par les évanouissements profonds. Afin d'augmenter les débits et réduire la redondance du code, un module de poinçonnage est utilisé [37].

3.3.2 Modulation

Les données sont modulées selon une des modulations suivantes : QPSK, 16QAM, 64QAM.

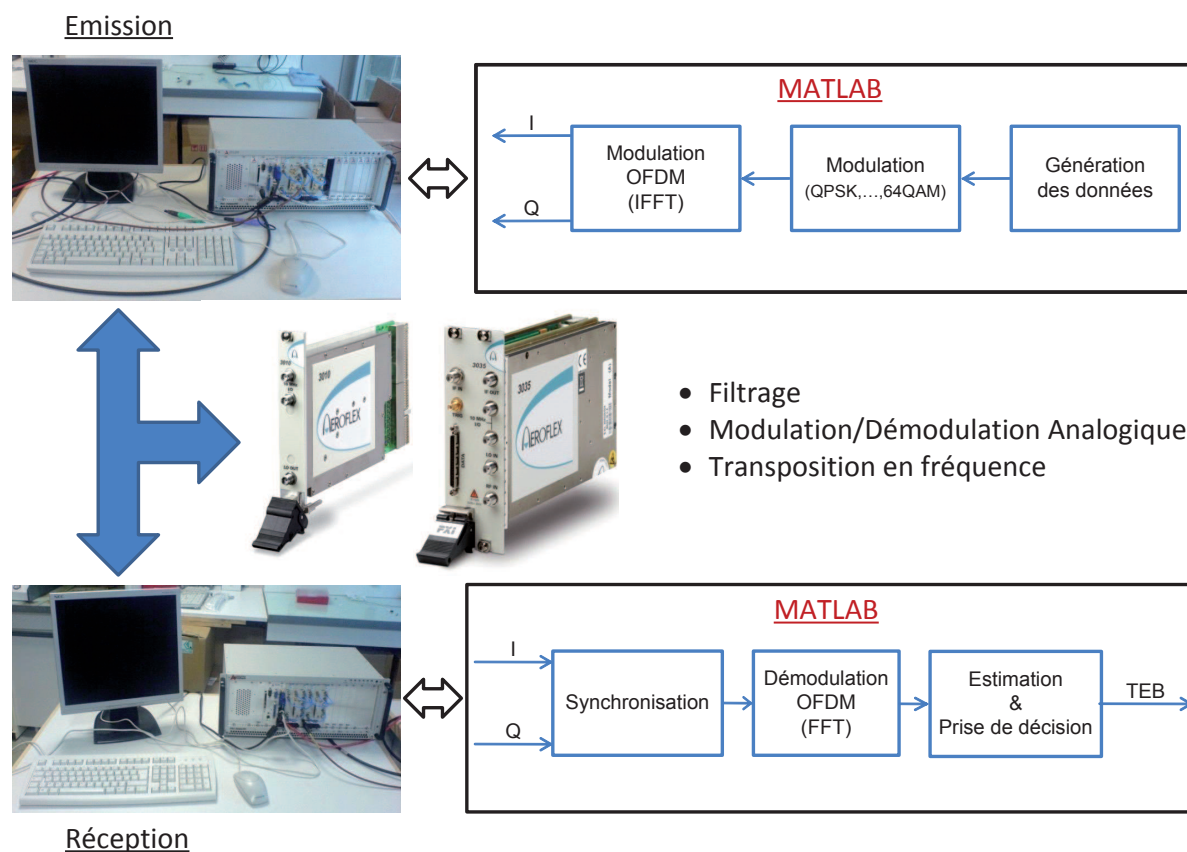


FIGURE 3.3 : Couplage Simulateur/Banc de mesures

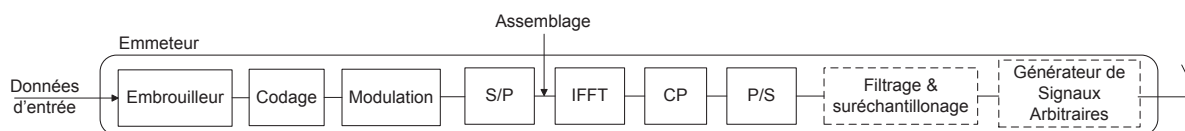


FIGURE 3.4 : Schéma de la chaîne d'émission WiMAX en configuration mono-antennaire

3.3.3 Codage Espace Temps (STC)

Ce bloc est utilisé dans le cas d'une transmission multi-antennaire. Le codage utilisé est le codage d'Alamouti [33].

3.3.4 Assemblage

Comme cela a été présenté lors du chapitre précédent, la norme WiMAX définit une certaine forme des symboles OFDM utilisés. En effet, chaque symbole dispose de 256 porteuses dont la répartition est faite de la manière suivante : 192 porteuses réservées pour le transport des données utiles, 8 porteuses pilotes et 56 porteuses nulles. Ce processus permet de créer des

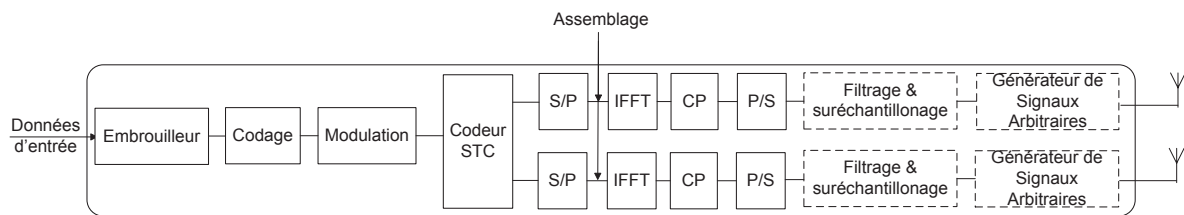


FIGURE 3.5 : Schéma de la chaîne d'émission WiMAX en configuration multi-antennaire

symboles OFDM ayant la forme voulue en assemblant les données et en arrangeant les sous-porteuses associées.

3.3.5 Filtrage et Sur-échantillonnage

Le filtre utilisé est un filtre en racine de cosinus surélevé ayant un facteur de roll-off $\alpha = 0,3$. Un filtre adapté est utilisé en réception.

Les données sont sur-échantillonnées avec un facteur $OSR=4$.

3.3.6 Emission

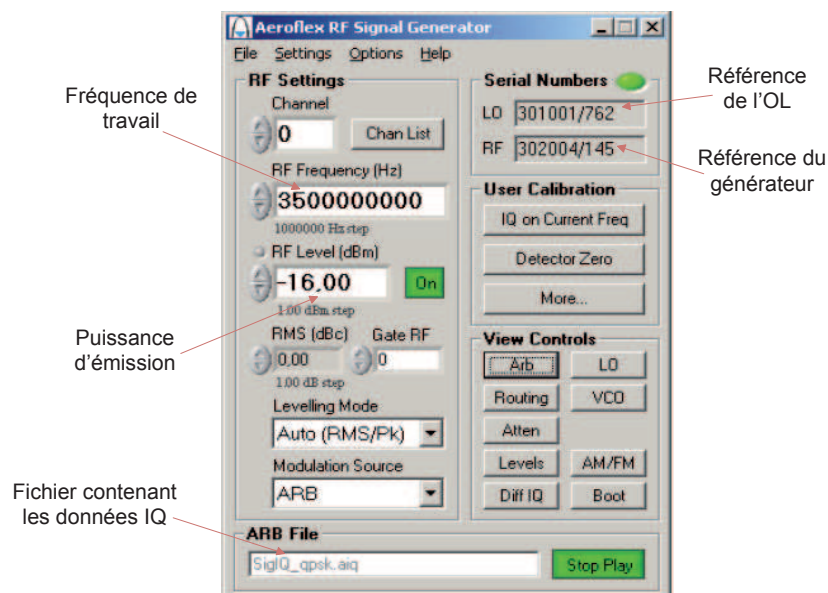


FIGURE 3.6 : Interface de contrôle de l'émetteur

La génération des données en bande de base s'achève à la sortie du bloc de filtrage. Ces données sont, ensuite, transférées vers le générateur de signaux RF qui se chargera de tout le traitement nécessaire (transposition en fréquence, filtrage, ...) avant l'émission. Le passage entre ces deux domaines (bande de base \rightarrow RF) se fait à l'aide de l'interface observée sur la

figure 3.6. A partir de cette interface nous pouvons piloter les équipements RF (Oscillateur local, générateur), fixer une puissance d'émission, fixer la fréquence de travail, . . . etc.

3.4 Structure de la chaîne de réception

Comme le montrent les figures 3.7, 3.8 et 3.9, le récepteur effectue les opérations inverses que celles décrites précédemment.

Une fois les données reçues sur le numériseur RF, elles sont filtrées et sous-échantillonnées. Après leur passage par le bloc de détection du début de la trame et le bloc de suppression du préfixe cyclique, les données sont converties vers le domaine fréquentiel après le bloc FFT. A cette étape, une fonction de désassemblage des données est utilisée pour supprimer les zéros, extraire les données utiles ainsi que les données pilotes. Ces pilotes seront utilisés, par la suite, pour estimer les coefficients du canal de propagation ainsi que la dérive de fréquence. La démodulation, le décodage et le désembrouillage des données sont les dernières opérations à effectuer pour tenter de restituer les données sous leur forme initiale.

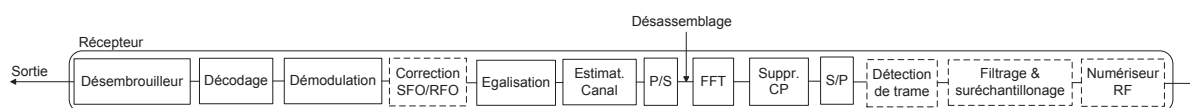


FIGURE 3.7 : Schéma de la chaîne de réception SISO-WiMAX

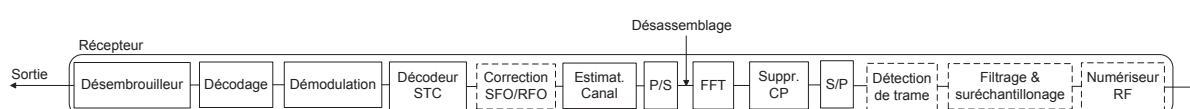


FIGURE 3.8 : Schéma de la chaîne de réception MISO-WiMAX

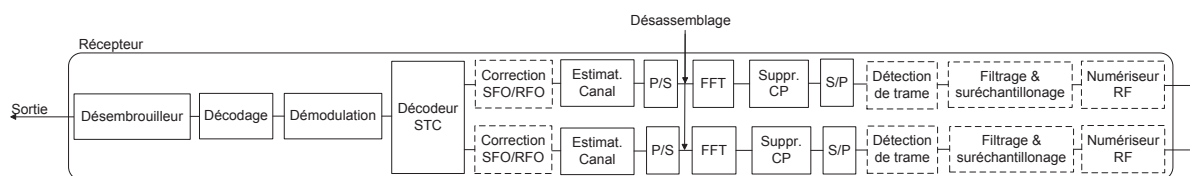


FIGURE 3.9 : Schéma de la chaîne de réception MIMO-WiMAX

Remarque :

La fonction de synchronisation correspond au bloc "Correction SFO/RFO". Les définitions des sigles 'SFO' et 'RFO' seront données plus tard.

3.4.1 Filtrage et Sous-échantillonnage

Comme cela a été précisé dans le chapitre 2, le filtre de réception est *adapté* à celui en émission. Il est de type racine de cosinus surélevé avec un facteur $\alpha = 0,3$. Un sous-échantillonnage des données par le facteur OSR est également utilisé afin de retrouver ces données sous leur forme initiale(cf. Annexe A). Dans notre code, une seule fonction permet de lancer ces deux processus à la fois

3.4.2 Détection de la trame

Le récepteur capte des signaux provenant de différentes sources en plus de la trame WiMAX envoyée par notre émetteur. Pour pouvoir distinguer cette dernière, une méthode de détection basée sur le principe de la corrélation des signaux est utilisée. En effet, le signal total reçu est corrélé avec le préambule émis (connu par le récepteur). La détection de la position du maximum de cette fonction d'inter-corrélation nous permet de détecter le début de la trame voulue. Plus de détails à propos de cette méthode de détection sont donnés en Annexe A.

3.4.3 Désassemblage

Ce processus permet d'extraire les données utiles ainsi que les pilotes des symboles OFDM. Les données présentes sur les porteuses nulles sont, également, relevées et utilisées pour l'estimation de la variance du bruit.

3.4.4 Estimation de canal et Egalisation

Dans cette partie, nous employons les mêmes techniques utilisées dans le simulateur, à savoir la méthode LS pour l'estimation de canal dans le cas SISO, MISO ou MIMO et MMSE pour l'égalisation dans le cas SISO.

3.4.5 Synchronisation

La mise en place de cette fonction s'est avérée très délicate. En effet, l'OFDM est très sensible aux dérives fréquentielles (décalage en fréquence des porteuses ou *Carrier Frequency Offset* (CFO) en anglais). Dans la suite, nous détaillons les possibles causes de cette dérive :

1. Le décalage de fréquence entre les oscillateurs locaux à l'émission et la réception. Il peut être décomposé en deux parties :

- Une partie entière k_0 qui serait un multiple de l'espacement entre porteuses Δf . Les erreurs dues à cette partie induisent un déphasage, sur les symboles, proportionnel à Δf (cf. figure 3.10(a)).
- Une partie fractionnelle ϵ . Cette partie, quant à elle, engendre de l'interférence entre porteuses qui peut détruire l'orthogonalité entre les différentes porteuses (cf. figure 3.10(b)).

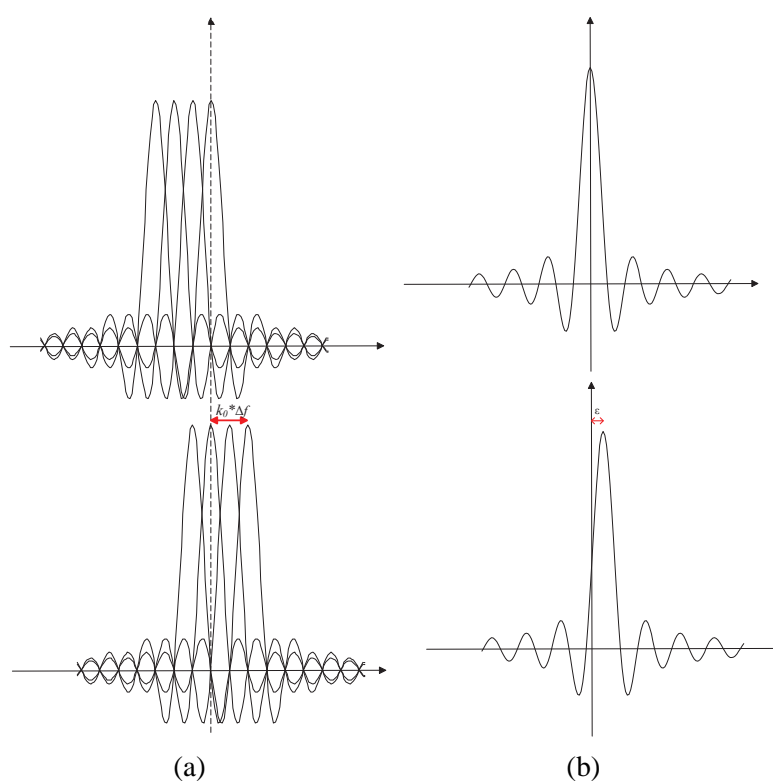


FIGURE 3.10 : Décalage en fréquence des sous-porteuses (a) Entier ($k_0 = 2$) (b) Fractionnel

Les méthodes, ci-dessous, décrivent les procédures suivies pour contrer les effets dus à ce phénomène [22].

- L'estimation du **décalage entier** de fréquence se fait par une opération d'inter-corrélation entre les préambules émis et reçu dans le domaine fréquentiel. L'emplacement du maximum de cette fonction de corrélation permet d'identifier ce décalage et de le compenser par la suite.
- L'estimation du **décalage fractionnel** de fréquence se fait à l'aide de la méthode de Moose [52]. Cette méthode prévoit d'envoyer, au début de la trame, deux séquences

d'apprentissage de taille N chacune et contenant les mêmes données. De là, on peut estimer ce décalage à l'aide de l'équation suivante :

$$\hat{\epsilon} = \frac{1}{2\pi} \arg \left(\sum_{n=0}^{N-1} y_n^* y_{n+N} \right) \quad (3.1)$$

2. La deuxième cause de cette dérive peut être une fréquence d'échantillonnage erronée. En effet, un décalage par rapport à la véritable fréquence d'échantillonnage se traduit par un déphasage des symboles reçus et donc une rotation au niveau de la constellation. Ce décalage est dit *Sampling Frequency Offset* (SFO) en anglais.

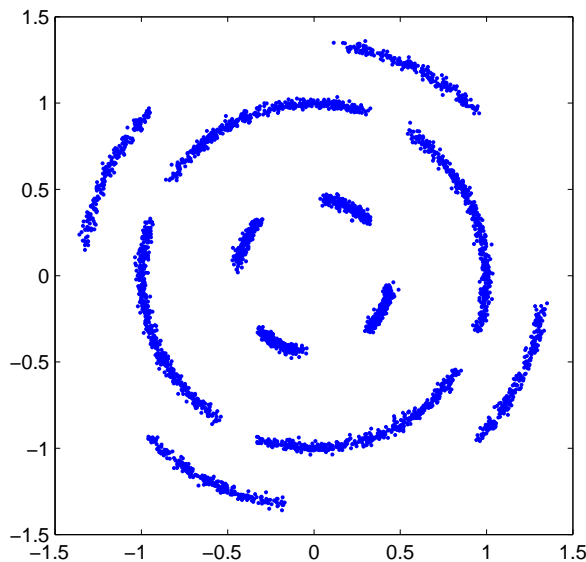


FIGURE 3.11 : *Effet de la dérive de fréquence sur une constellation 16QAM*

Pour remédier à ce dernier problème, nous profitons de la structure fréquentielle du symbole OFDM et plus particulièrement de la façon dont les symboles pilotes ont été positionnés [53]. La norme stipule que les symboles pilotes sont localisés aux sous-porteuses d'indices $[\pm 88, \pm 63, \pm 38, \pm 13]$. Nous estimons, alors, le déphasage $\beta_{l,m}$ entre le symbole pilote reçu $P_{l,m}^r$ et le symbole pilote émis $P_{l,m}^e$ tous deux relatifs au symbole OFDM d'indice l et la sous-porteuse d'indice m .

$$\beta_{l,m} = \angle(P_{l,m}^r \cdot (P_{l,m}^e)^*) \quad (3.2)$$

La courbe représentant ce déphasage en fonction des indices des symboles pilotes est sous la forme d'une rampe de phase [53].

En considérant que cette rampe a pour équation $y = ax + b$, l'idée est de calculer les coefficients a et b . Cela permettra de tracer une autre droite ayant les mêmes coefficients et allant de l'indice de la première porteuse du symbole OFDM jusqu'à celui de la dernière. De cette façon, nous pouvons relever le déphasage qu'ont subi tous les symboles tout au long du symbole OFDM.

$$\begin{bmatrix} a_l \\ b_l \end{bmatrix} = (A^H A)^{-1} A^H \beta_l \quad (3.3)$$

$$y_{l,k} = a_l \cdot k + b_l \quad (3.4)$$

avec $A = \begin{bmatrix} -88 & -63 & -38 & -13 & 13 & 38 & 63 & 88 \\ 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}^T$

$$\beta_l = \begin{bmatrix} \beta_{l,-88} & \beta_{l,-63} & \beta_{l,-38} & \beta_{l,-13} & \beta_{l,13} & \beta_{l,38} & \beta_{l,63} & \beta_{l,88} \end{bmatrix}$$

k l'indice des sous-porteuses

Une fois le déphasage calculé, nous le compensons de la manière suivante

$$\tilde{s}_{l,k} = s_{l,k} \cdot \exp(-j \cdot y_{l,k}) \quad (3.5)$$

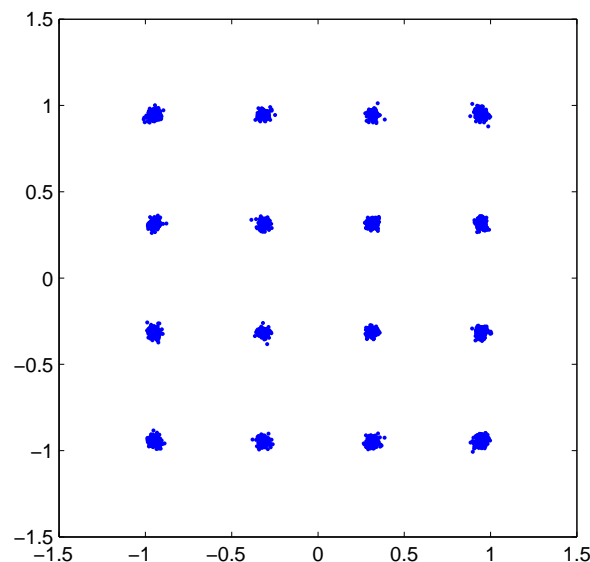


FIGURE 3.12 : Exemple d'une constellation 16QAM après correction de la dérive de fréquence

La correction de ce décalage fréquentiel peut, parfois, s'avérer, insuffisante. En effet, une perturbation supplémentaire, consistant en un décalage résiduel en fréquence porteuse (Re-

idual Carrier Frequency Offset en anglais), peut être relevée. Cela peut être dû aux erreurs engendrées par une estimation imparfaite du décalage fréquentiel ou même par un processus de compensation imparfaitement appliqué. Lors des tests que nous avons effectués, nous avons distingué deux cas de figure :

1. Le cas mono-antennaire

En supposant, que l'effet canal a été parfaitement compensé, nous avons utilisé l'algorithme d'estimation et de compensation du CFO. Les résultats obtenus sont très satisfaisants (cf. figure 3.12).

2. Le cas multi-antennaire

Nous avons utilisé les mêmes algorithmes que dans le cas SISO. Par contre, nous remarquons, d'après les résultats obtenus (cf. figure 3.13), que le décalage fréquentiel n'est pas parfaitement compensé et donc un décalage résiduel existe toujours.

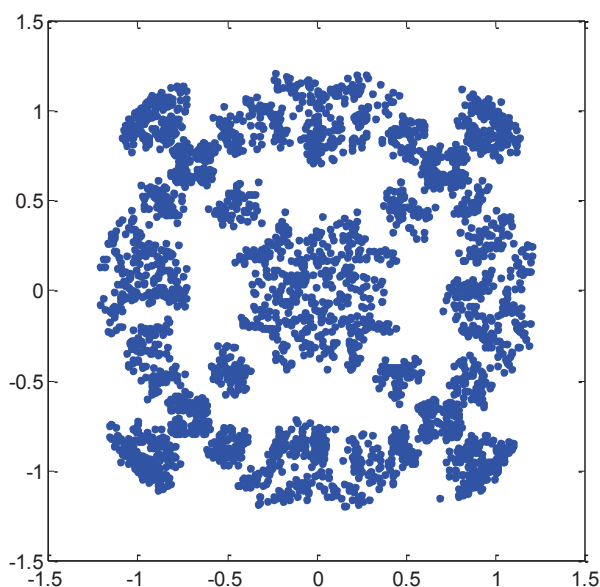


FIGURE 3.13 : *Effet du RCFO sur une constellation QPSK*

Comme l'illustre la figure 3.14, les antennes émettrices sont reliées à des oscillateurs locaux distincts. Cela engendre des possibles décalages fréquentiels entre chacune des deux voies et la/les voie(s) réceptrice(s).

Pour remédier à ce problème, nous nous référons à une méthode de correction du décalage résiduel en configuration MIMO donnée par [54]. Cette méthode est basée sur un estima-

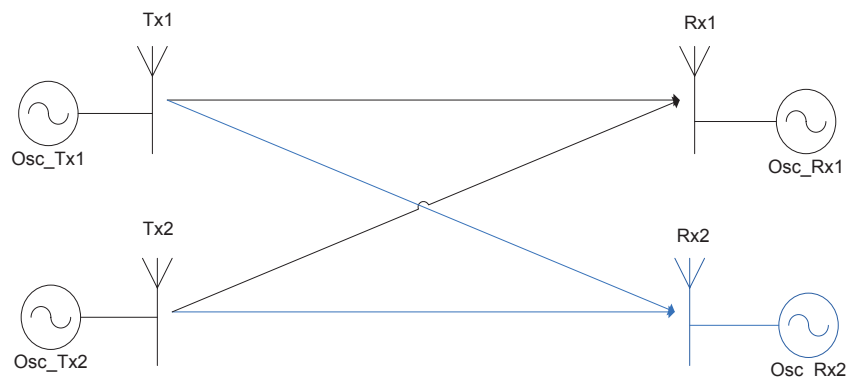


FIGURE 3.14 : Schéma MISO/MIMO

teur en *maximum de vraisemblance* (*Maximum Likelihood* en anglais) et est valable pour n'importe quel nombre n_T (resp. n_R) d'antennes émettrices (resp. réceptrices).

Avant de détailler la méthode utilisée, nous commençons, d'abord, par définir quelques variables utilisées ainsi que les valeurs qui y sont associées :

- N le nombre de sous-porteuses ($N = 256$)
- $k = 0, \dots, N - 1$ l'indice de chaque sous-porteuse
- L la longueur du préfixe cyclique ($L = 64$)
- n_L le nombre de symboles OFDM que contient la trame et $l = 0, \dots, n_L - 1$ l'indice de chaque symbole.
- n_p le nombre de pilotes localisés aux sous-porteuses k_1, \dots, k_{n_p} dans chaque symbole OFDM. ($n_p = 8$)
- $S^{(p)}[k, l]$ le symbole (modulé) envoyé de la $p^{\text{ème}}$ antenne et porté par la $k^{\text{ème}}$ sous-porteuse durant le $l^{\text{ème}}$ symbole OFDM.
- Le signal temporel envoyé de la $p^{\text{ème}}$ antenne : $x_T^{(p)}(n) = \sum_{l=0}^{n_L-1} x_T^{(p)}(n - l(N + L), l)$ avec $n = -L, \dots, N - 1$.
- Le signal temporel reçu sur la $q^{\text{ème}}$ antenne :

$$x_R^{(q)}(n) = \left[\sum_{p=1}^{n_T} x_T^{(p)}(n) * h^{(q,p)}(n) \right] e^{j\phi_q n} + w^{(q)}(n) \quad (3.6)$$

avec $w^{(q)}(n)$ représente le bruit blanc additif gaussien et ϕ_q le déphasage, introduit par le CFO, entre les symboles (modulés).

- Le décalage résiduel est considéré faible. Donc le déphasage entre deux symboles OFDM successifs peut s'exprimer de la façon suivante : $\phi_q = (N + L) \Phi_q$
- Le symbole (modulé) reçu par la $q^{\text{ème}}$ antenne et porté par la $k^{\text{ème}}$ sous-porteuse durant le $l^{\text{ème}}$ symbole OFDM :

$$X_R^{(q)} [k, l] \simeq \left[\sum_{p=1}^{n_T} H^{(q,p)} [k] S^{(p)} [k, l] \right] e^{j(\alpha\phi_q + l\phi_q)} + W^{(q)} [k, l] \quad (3.7)$$

Avec $H^{(q,p)} [k]$ la réponse du canal à la $k^{\text{ème}}$ sous-porteuse, $\alpha = \frac{N}{2(N+L)}$ le déphasage au 1^{er} symbole OFDM et $W^{(q)} [k, l]$ le bruit blanc additif gaussien.

- Une approximation du déphasage engendré par ce décalage résiduel est donnée sur la figure .

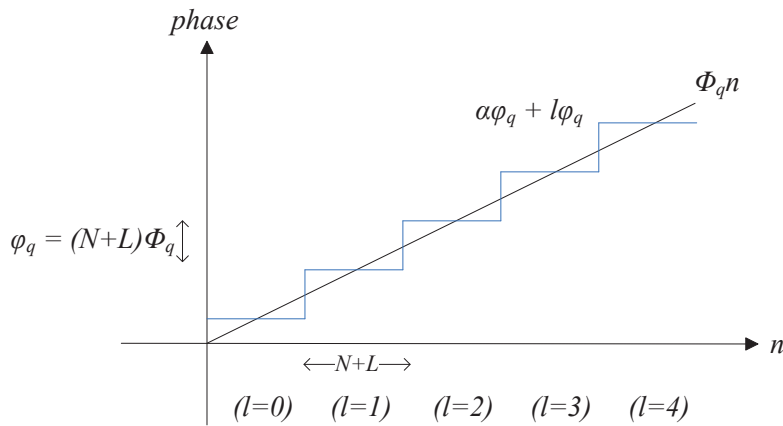


FIGURE 3.15 : Approximation du déphasage engendré par le décalage résiduel

La première étape de l'estimation consiste à relever les symboles pilotes reçus. Donc, pour chaque antenne de réception q nous considérons le vecteur $\mathbf{x}_R^{(q)} \in \mathbb{C}^{n_L n_P \times 1}$ tel que $\mathbf{x}_R^{(q)} = \left[\mathbf{x}_R^{(q)} [0]^T \cdots \mathbf{x}_R^{(q)} [n_L - 1]^T \right]^T$ avec $\mathbf{x}_R^{(q)} [l] = \left[\mathbf{X}_R^{(q)} [k_1, l] \cdots \mathbf{X}_R^{(q)} [k_{n_P}, l] \right]^T$.

Lors de la deuxième étape, nous faisons l'hypothèse que la correction du CFO a été parfaitement réalisée. Étant donné que les coefficients du canal ont été estimés sur chaque voie et que nous connaissons les symboles pilotes émis, nous calculons les symboles pilotes qui auraient dû être reçus sur chacune de ces voies. Nous considérons, alors, le vecteur, relatif au $l^{\text{ème}}$ symbole OFDM, $\mathbf{t}^{(q)} [l]$ ayant n_P valeurs telles que $\left[\mathbf{t}^{(q)} [l] \right]_m = \sum_{p=1}^{n_T} H^{(q,p)} [k_m] S^{(p)} [k_m, l]$ avec $m = 1, \dots, n_P$.

Afin de prendre en compte tous les symboles OFDM, nous considérons la matrice diagonale en block $T^{(q)} \in \mathbb{C}^{n_L n_P \times n_L}$ telle que $T^{(q)} =$

$$T^{(q)} = \begin{bmatrix} t^{(q)}[0] & & 0 \\ & \ddots & \\ 0 & & t^{(q)}[n_L - 1] \end{bmatrix}.$$

À l'aide de la matrice $T^{(q)}$ et le vecteur $\mathbf{x}_R^{(q)}$, nous pouvons réécrire l'équation (3.7) de la façon suivante :

$$\mathbf{x}_R^{(q)} \simeq \exp(j\alpha\phi_q) T^{(q)} \phi^{(q)} + \mathbf{w}^{(q)} \quad (3.8)$$

avec $\mathbf{w}^{(q)} \in \mathbb{C}^{n_L n_P \times 1}$ le vecteur relatif au bruit défini par $\mathbf{w}^{(q)} = [\mathbf{w}^{(q)}[0]^T \dots \mathbf{w}^{(q)}[n_L - 1]^T]^T$ et $\mathbf{w}^{(q)}[l] = [W^{(q)}[k_1, l] \dots W^{(q)}[k_{n_P}, l]]^T$

$\phi^{(q)} \in \mathbb{C}^{n_L \times 1}$ est le vecteur comportant les déphasages de tous les symboles OFDM reçus sur l'antenne q : $\phi^{(q)} = [1 \quad \exp(j\phi_q) \quad \dots \quad \exp(j(n_L - 1)\phi_q)]^T$

L'application de l'algorithme ML nous permet d'estimer le déphasage $\hat{\phi}_q$. Cela nous mène à l'expression suivante :

$$\begin{aligned} \hat{\phi}_q &= \arg \min_{\phi_q} \left\| \mathbf{x}_R^{(q)} - \exp(j\alpha\phi_q) T^{(q)} \phi^{(q)} \right\|^2 \\ &= \arg \min_{\phi_q} \left[\mathbf{x}_R^{(q)H} \mathbf{x}_R^{(q)} - \exp(j\alpha\phi_q) \mathbf{x}_R^{(q)H} T^{(q)} \phi^{(q)} - \exp(-j\alpha\phi_q) \phi^{(q)H} T^{(q)H} \mathbf{x}_R^{(q)} \right. \\ &\quad \left. + \phi^{(q)H} T^{(q)H} T^{(q)} \phi^{(q)} \right] \\ &= \arg \max_{\phi_q} \Re \left[\exp(-j\alpha\phi_q) \phi^{(q)H} T^{(q)H} \mathbf{x}_R^{(q)} \right] \end{aligned} \quad (3.9)$$

Nous remarquons, alors, que pour estimer $\hat{\phi}_q$, il suffit de localiser la valeur maximum (selon ϕ_q) de la partie réelle de la fonction $\exp(-j\alpha\phi_q) \phi^{(q)H} T^{(q)H} \mathbf{x}_R^{(q)}$. Une fois l'estimation faite, nous compensons (en fréquentiel) ce déphasage sur les symboles reçus :

$$\forall k \in \llbracket 0, N - 1 \rrbracket, \forall l \in \llbracket 0, n_L - 1 \rrbracket, \quad \tilde{X}_R^{(q)}[k, l] = X_R^{(q)}[k, l] \exp(-j(\alpha\hat{\phi}_q + l\hat{\phi}_q)) \quad (3.10)$$

La figure 3.16 illustre les résultats obtenus après le processus d'estimation et correction du RCFO.

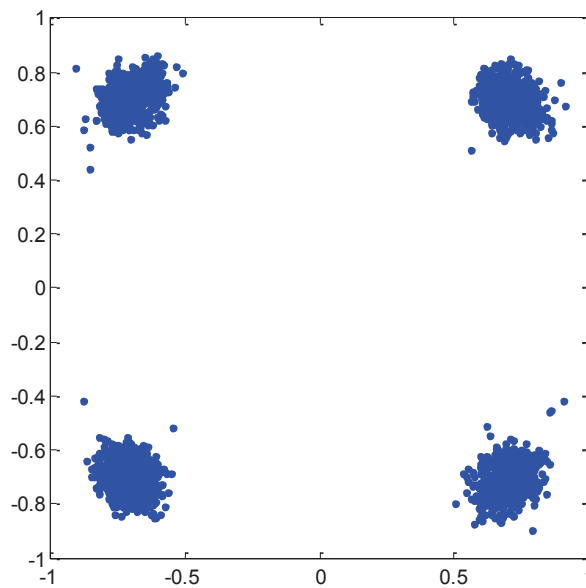


FIGURE 3.16 : Constellation QPSK après correction du RCFO

3.4.6 Décodeur Espace Temps

Le décodeur Espace Temps est un décodeur d'Alamouti pris dans la littérature [33]. Il est basé sur le principe du décodage à Maximum de Vraisemblance.

Les blocs de **démodulation**, **décodage** et **désembrouillage** intègrent les derniers algorithmes pour restituer les données à leur état initial. Notons que l'estimation de l'EVM et du SNR se fait selon la méthode décrite en chapitre 2.

3.5 Validations de la chaîne de transmission WiMAX

La validation des différents blocs numériques implémentés est primordiale pour la continuité de l'étude menée. Ce processus sera composé de trois étapes majeures pendant lesquelles aussi bien la chaîne d'émission que celle de réception seront testées et leurs fonctionnements validés.

La première étape vise à valider le fonctionnement de la chaîne d'émission en vérifiant l'authenticité de la trame générée en tant que trame WiMAX. La seconde étape consiste à valider le fonctionnement de la chaîne de réception en vérifiant sa capacité à détecter et déchiffrer

le contenu d'un signal WiMAX. La dernière étape, quant à elle, porte sur la validation de la méthode d'estimation de l'EVM que nous avons détaillée dans le chapitre précédent.

Le principe des mesures réalisées durant chacune de ces étapes est détaillé dans la suite.

3.5.1 Validation de la chaîne d'émission

La validation de la chaîne d'émission consiste à vérifier la trame transmise et l'authentifier en tant que trame certifiée WiMAX. Le processus de vérification permet de faire apparaître, également, les éventuelles erreurs introduites lors du développement.

L'authentification de la trame transmise sera effectuée en émettant une trame générée à l'aide de notre chaîne d'émission pour la capturer, ensuite, avec un outil capable de reconnaître les signaux certifiés WiMAX. Nous utilisons pour cela, un analyseur de réseaux vectoriels (ZVL de Rohde & Schwartz[®] [55]) intégrant un logiciel permettant le traitement de signaux WiMAX.

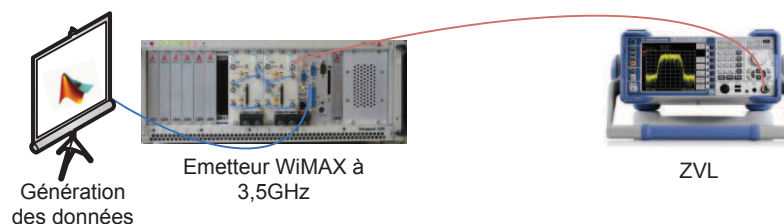


FIGURE 3.17 : Schéma de l'émetteur WiMAX relié au ZVL par un câble

Nous avons relié les deux dispositifs par un câble et nous avons fait varier quelques paramètres (modulation, nombre de symboles OFDM, ...), relatifs à la trame émise, pour tester différentes configurations (cf. Annexe B).

Les résultats obtenus permettent de valider le bon fonctionnement des blocs implémentés du côté de l'émission sur le banc SYSCAM et de certifier la trame émise comme une trame compatible WiMAX.

3.5.2 Validation de la chaîne de réception

Lors de cette étape, nous procédons à la validation de la chaîne de réception. Cette tâche s'avère plus délicate à réaliser que celle présentée précédemment car la norme IEEE 802.16d ne donne aucune consigne concernant les blocs à implémenter sur la chaîne de réception. Au

chapitre 2, nous avons présenté les algorithmes choisis pour pouvoir bien détecter le signal voulu, de déchiffrer son contenu et de corriger les éventuelles distorsions qu'il a pu subir.

Les tests de validation consistent, cette fois-ci, à émettre une trame certifiée WiMAX dans le but de la capturer avec le récepteur intégré sur le banc de mesures et la traiter avec les différents algorithmes d'estimation et de correction choisis.

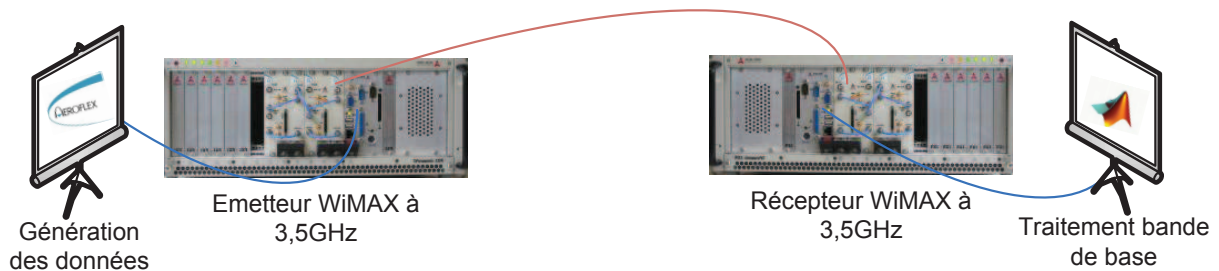


FIGURE 3.18 : Validation de la chaîne de réception WiMAX

La trame est générée à l'aide d'**IQCreator**, un logiciel embarqué sur le banc. Développé par Aeroflex[®], ce logiciel permet, entre autres, d'effectuer tous le paramétrage nécessaire à la création d'une trame WiMAX. Notons que les données transmises sont générées de manière aléatoire.

Les détails relatifs au processus de validation sont présentés en annexe B. Les résultats obtenus montrent que la trame a été parfaitement détectée et traitée. Ainsi, le bon fonctionnement des blocs implémentés sur le banc de réception est validé.

3.5.3 Mesures de l'EVM

Toujours dans le cadre de la validation de notre chaîne de réception, nous nous intéressons, cette fois-ci, à l'algorithme d'estimation d'EVM et SNR décrit dans le chapitre 2. Le but étant de caractériser les performances de notre système par rapport à celles du ZVL.

Pour mettre en place cette mesure, nous connectons le ZVL et notre récepteur à notre émetteur en utilisant un diviseur de puissance comme le montre la figure 3.20. Une trame compatible WiMAX est alors générée à partir de notre programme Matlab et transférée aux deux récepteurs à une puissance de -16dBm. Étant donné que la puissance d'émission est fixe, nous faisons évoluer le niveau du SNR en variant le niveau du bruit appliqué au signal. Pour cela, nous utilisons IQCreator qui offre une option permettant d'appliquer un certain niveau de bruit aux données à

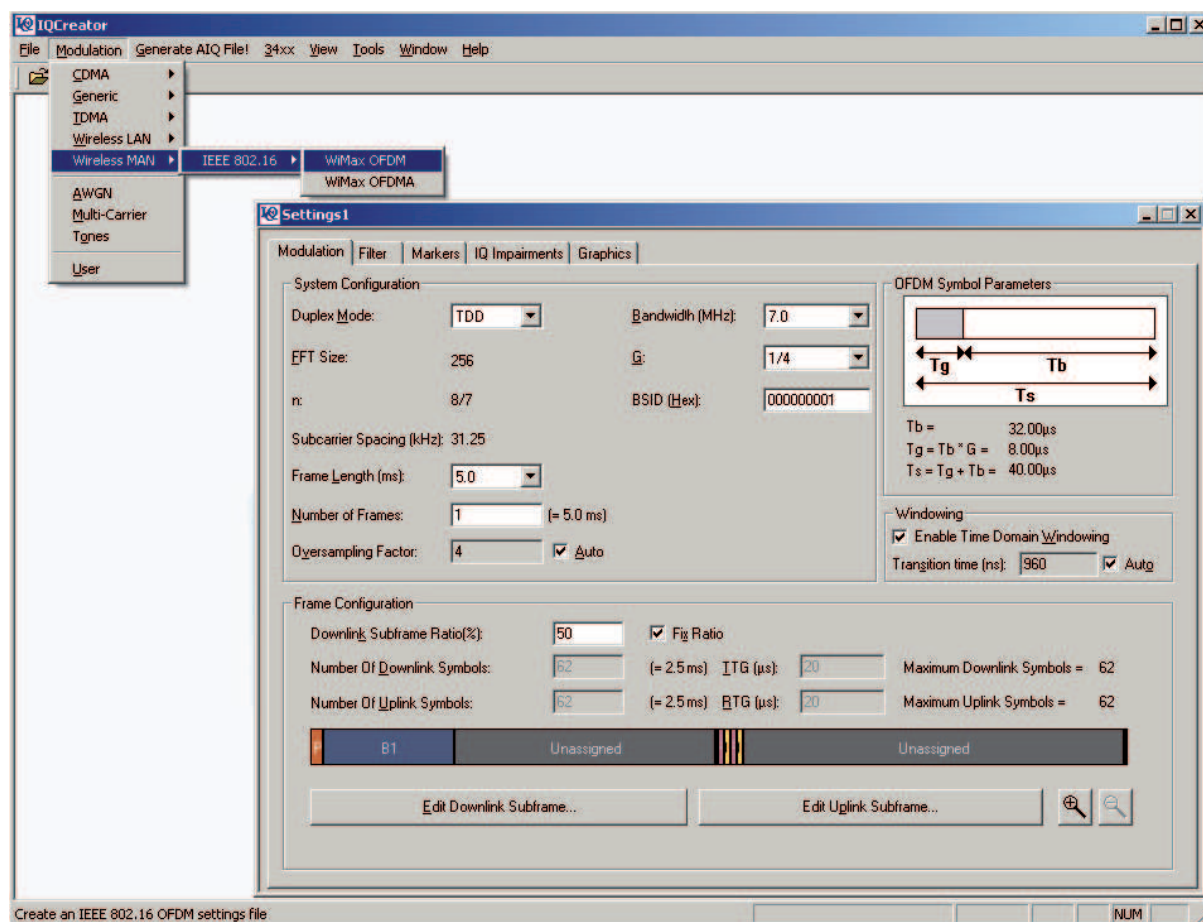


FIGURE 3.19 : Création d'une trame WiMAX à l'aide du logiciel IQCreator

émettre. Ce niveau varie en fonction de la puissance d'émission et d'un niveau de SNR renseigné par l'utilisateur (cf. figure 3.21).

A la réception, le niveau d'EVM pour chaque SNR fixé est relevé. ce niveau est, d'un côté, fournit par le ZVL et, d'un autre côté, estimé sur notre récepteur. Rappelons que la relation entre l'EVM et le SNR s'écrit : $EVM_{dB} \approx -SNR_{dB}$ (cf. paragraphe 2.3.2.6)

Les figures 3.22(a) et 3.22(b) représentent, respectivement, les niveaux d'EVM estimés par les deux méthodes en fonction du SNR fixé en modulation QPSK et 16QAM. Notons qu'au cours de ces mesures, nous avons remarqué que le ZVL commettait des erreurs d'estimations de l'EVM en dessous d'un certain seuil. Cela justifie notre choix de fixer la première valeur de SNR à 10dB.

Dans le cas d'une modulation QPSK, deux constats peuvent être établis :

- Plus le SNR fixé est important plus l'EVM obtenu sur notre récepteur est meilleure que celle réalisée par le ZVL. En effet, l'EVM estimé sur le banc de réception se rapproche

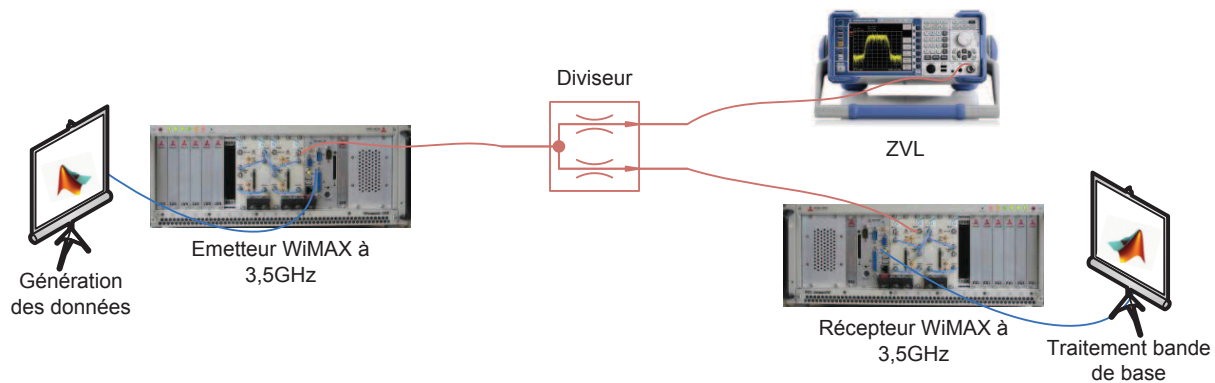


FIGURE 3.20 : Disposition de l'émetteur et des récepteurs WiMAX pour les mesures de l'EVM

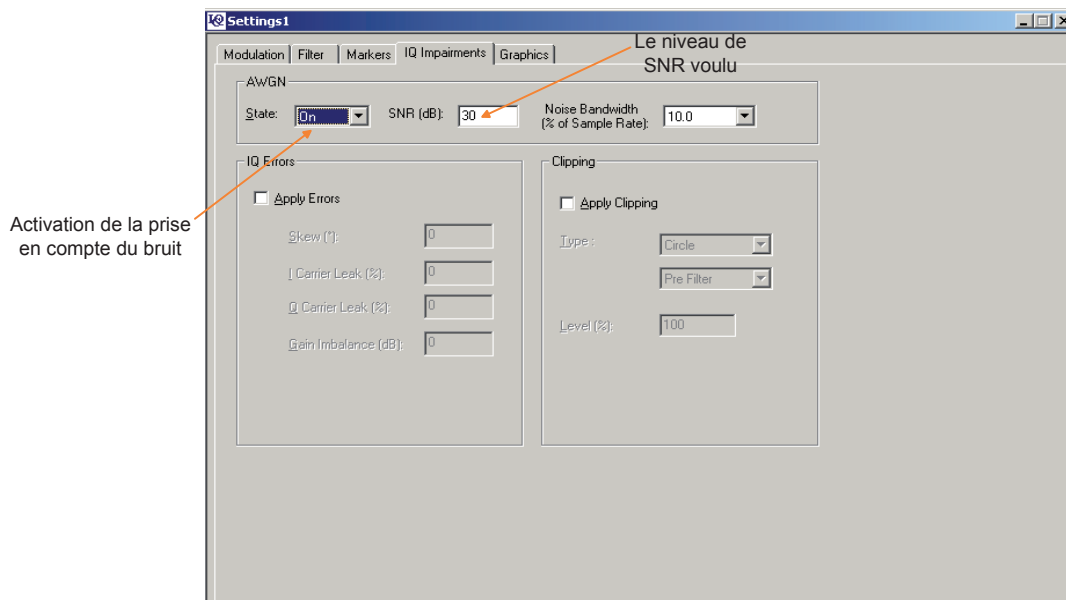


FIGURE 3.21 : Génération du bruit sur IQCreator

plus de l'EVM ($-SNR$) fixé que celui fournit par le ZVL. Cela s'explique par le fait que de tels équipements intègrent parfois des algorithmes de mesures "génériques" ne garantissant pas forcément un fonctionnement optimal.

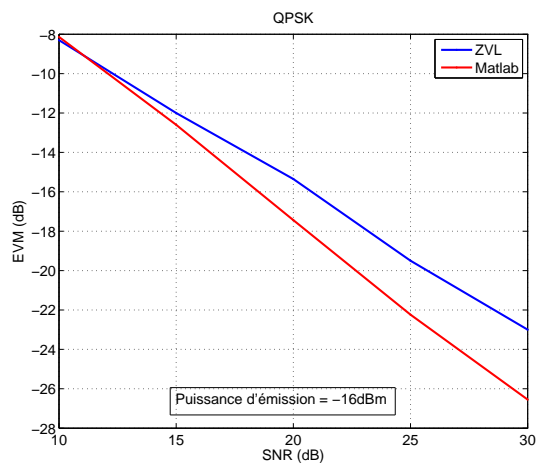
- Un écart entre le SNR ($-EVM$) estimé sur Matlab et le SNR fixé lui correspondant existe et s'agrandit en allant dans le sens des SNR fixés importants. Rappelons que l'écart entre le SNR théorique (fixé) et le SNR obtenu à partir de l'EVM doit être fixe et proche de 1dB (cf. figure 2.18). Dans notre cas, en prenant, par exemple, un SNR fixé de 20dB, le SNR estimé est $\approx 18,5$ dB alors que pour un SNR fixé de 30dB, la valeur obtenue est $\approx 26,5$ dB. L'écart entre les deux grandeurs passe ainsi de 2,5dB à 3,5dB. Cette divergence constatée par rapport à la théorie s'explique par des pertes d'intégration dues à l'utilisation des algorithmes de synchronisation choisis.

Dans le cas d'une modulation 16QAM, Le ZVL présente de meilleures performances par rapport à notre méthode si le SNR fixé est inférieur à 16dB. Au-delà de cette valeur, notre méthode reprend le dessus pour fournir une bonne estimation de l'EVM. Les autres constats établis précédemment restent, globalement, valables.

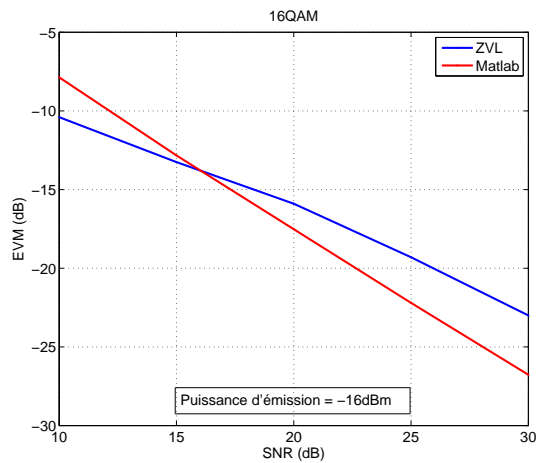
Ces courbes valident bien le bon fonctionnement de l'estimateur d'EVM au même ordre que les algorithmes de détection et de correction utilisés.

Durant cette campagne de mesures visant à valider le système WiMAX étudié, nous avons démontré que les trames générées par notre chaîne d'émission sont compatibles WiMAX et que la chaîne de réception est capable de les démoduler. Ces validations du bon fonctionnement des chaînes implémentées permettent de passer aux étapes suivantes de l'étude.

Dans le paragraphe suivant, les performances du système seront évaluées dans deux environnements : un canal AWGN et une chambre réverbérante à brassage de modes. Le canal AWGN sera généré soit en reliant l'émetteur et le récepteur par un câble soit en se servant de la structure d'une chambre anéchoïque. Dans cet environnement, les performances simulés en SISO, MISO et MIMO (cf. chapitre 2) seront validées. La chambre réverbérante à brassage de modes permettra de générer un canal multi-trajets dans lequel une méthode innovante de caractérisation des systèmes de communication numériques sera mise en place.



(a)



(b)

FIGURE 3.22 : Mesures d'EVM en modulation (a) QPSK (b) 16QAM

3.6 Mesures en environnements maîtrisés

Maintenant que le fonctionnement des chaînes d'émission et de réception est validé, le comportement du système est évalué dans des environnements dits *maîtrisés*. Le but étant de générer de canaux maîtrisés et reproductibles dans lesquels le système peut être caractérisé et ses performances évaluées. Cela permet, en plus, d'éviter de longues campagnes de mesures pour repérer et corriger facilement les éventuels dysfonctionnements du système. Dans ces environnements, l'apport des techniques multi-antennaires sera, également, évalué par rapport au cas mono-antennaire.

Dans cette optique, les performances du système WiMAX ainsi que ces limitations sont testées à travers des mesures effectuées en configurations SISO, MISO et MIMO dans deux environnements :

- Canal AWGN
- Chambre Réverbérante à Brassage de Modes (CRBM)

Précisons que, dans notre cas, tester les performances du système revient à évaluer le niveau du Taux d'Erreurs Binaires relatif à chaque configuration dans chacun de ces environnements. Cette évaluation est réalisée soit en fonction du rapport signal à bruit (SNR), soit en fonction de la puissance de réception ou même en fonction de la puissance d'émission. De plus, nous n'utilisons pas de codage de canal dans le but d'évaluer les performances "brutes" du système

Tout d'abord, nous commençons par présenter les antennes utilisées ainsi que leurs caractéristiques. Ensuite, les procédures de mesures suivies dans chaque environnement seront détaillées.

3.6.1 Caractéristiques des antennes

Les antennes utilisées, aussi bien à l'émission qu'à la réception, sont des antennes dipolaires ayant un rayonnement omnidirectionnel sur le plan azimutal. Elles présentent, également, un gain de 0.5dB.



FIGURE 3.23 : Antenne dipôle

3.6.2 Mesures en canal AWGN

Nous commençons la campagne de tests par évaluer les performances de notre système dans un canal AWGN. Nous considérons cet environnement comme un environnement de "référence"

car il nous permet de nous affranchir de toutes les perturbations introduites par le canal. Nous avons procédé de deux manières différentes pour générer ce type de canal :

- En reliant l'émetteur et le récepteur par un câble
- En plaçant le système dans une chambre anéchoïque

Les résultats obtenus dans chacun des cas sont évalués et comparés par la suite à la simulation.

3.6.2.1 Utilisation d'un câble entre l'émetteur et le récepteur

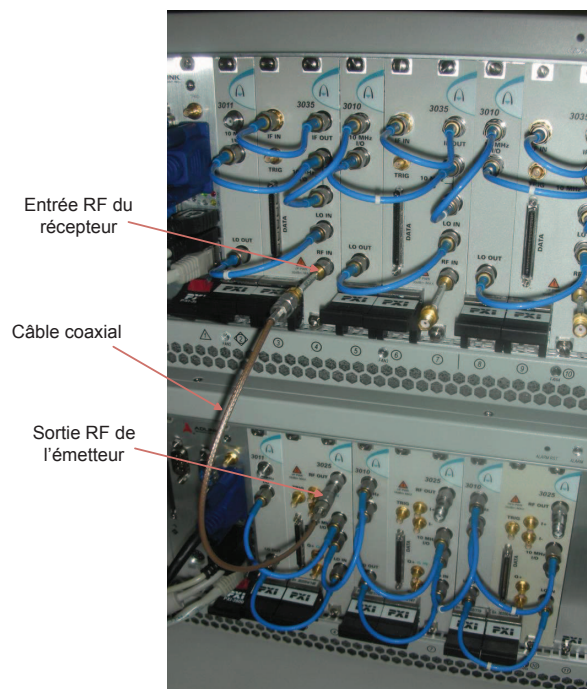


FIGURE 3.24 : Génération d'un canal AWGN en connectant l'émetteur et le récepteur par un câble coaxial

L'émetteur et le récepteur sont reliés par un câble coaxial. Nous assimilons ce support de propagation à un canal AWGN.

Remarque :

Les deux oscillateurs locaux utilisés, respectivement, à l'émission et à la réception ne sont pas synchronisés entre eux et sont indépendants l'un de l'autre.

Dans un premier temps, nous commençons par évaluer les niveaux du TEB en fonction du SNR. Étant donné que le niveau de bruit est constant, nous avons fait varier la puissance du signal dans le but de faire varier le niveau du SNR.

Nous observons sur la figure 3.25 que les courbes des $TEB=f(SNR)$ mesurés présentent les mêmes tendances que celles obtenues en simulation. Les écarts constatés entre ces courbes

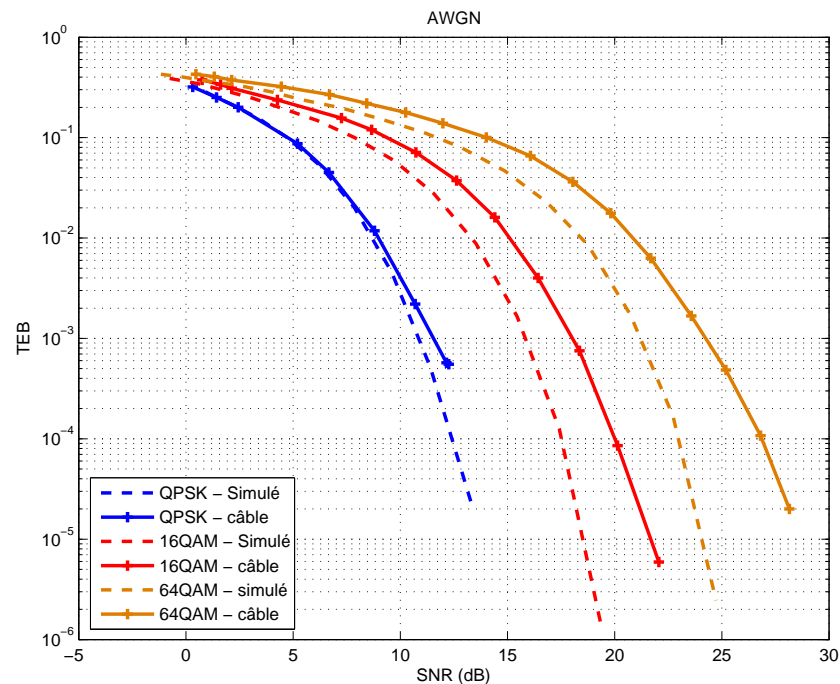


FIGURE 3.25 : Performances en canal AWGN

sont dus aux pertes d'intégration des blocs numériques (synchronisation temporelle et fréquentielle et sous-échantillonnage optimal) sur le banc de mesures. A faibles niveaux de SNR, les symboles reçus sont fortement perturbés par le bruit, ce qui rend l'effet de cette erreur minime. A forts niveaux de SNR, l'erreur est notable du fait que la perturbation due au bruit est devenue moins importante. Nous remarquons également que plus la taille de la modulation est grande, plus l'erreur est importante. En effet, à un TEB de 10^{-3} cette erreur est de $\approx 0,7$ dB pour une modulation QPSK, de $\approx 2,2$ dB pour une modulation 16QAM et de $\approx 2,7$ dB pour une modulation 64QAM.

Dans un second temps, nous nous intéressons à la sensibilité de notre récepteur qu'on définit comme étant sa capacité à recevoir des signaux faibles ou lointains.

A partir des figures 3.26 et 3.27, nous pouvons déterminer cette sensibilité. En effet, nous remarquons qu'en dessous d'un certain seuil de puissance reçue (variable selon la modulation et le codage utilisés), le niveau du TEB avoisine les $5 \cdot 10^{-1}$. Cela signifie que le récepteur peut décoder les données reçus seulement si elles arrivent avec une puissance supérieure à ce seuil.

Nous pouvons, également, déterminer, quelque soient le type de modulation et le taux de codage choisis, la puissance nécessaire en réception pour garantir un certain niveau de TEB.

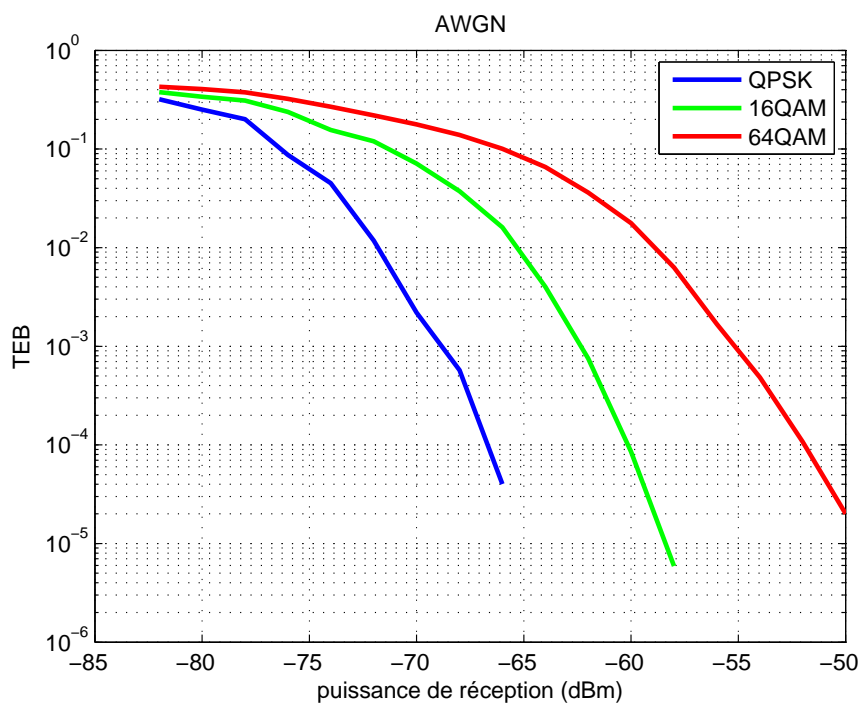


FIGURE 3.26 : Sensibilité du récepteur sans codage de canal

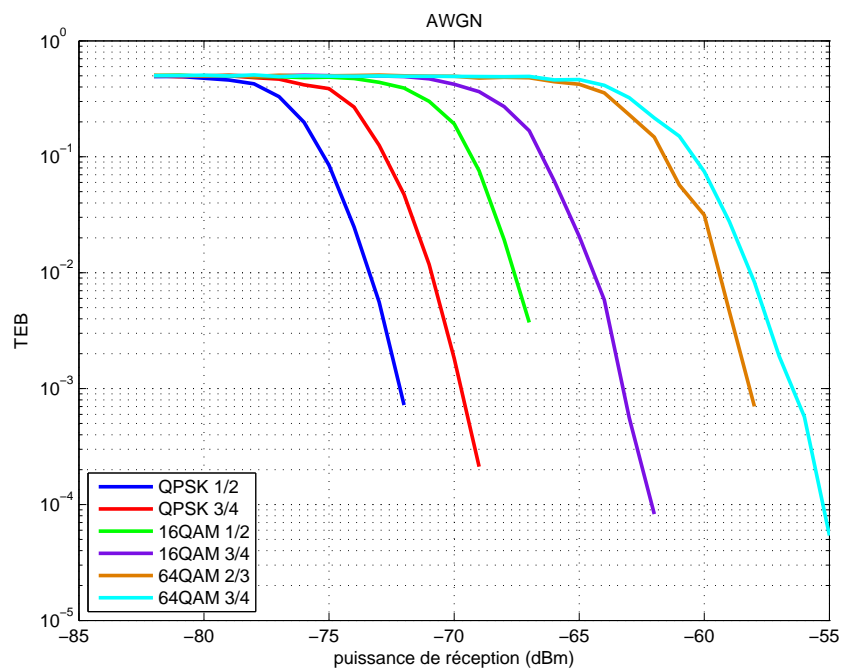


FIGURE 3.27 : Sensibilité du récepteur avec codage de canal

3.6.2.2 Mesures en chambre anéchoïque

Dans le but de valider les courbes de $TEB=f(SNR)$ obtenues précédemment, les performances de notre système sont remesurées dans les mêmes conditions mais établies différemment. En effet, un canal AWGN est généré, cette fois-ci, à l'aide d'une chambre anéchoïque. L'utilisation de cet environnement se justifie, encore plus, par la possibilité de valider le fonctionnement de notre système en configurations MISO et MIMO ce qui était impossible en utilisant un câble. Rappelons que toutes les mesures sont réalisées sans utilisation du codage de canal.

Les dimensions de cette chambre anéchoïque sont de 6 mètres en longueur sur 4,8 mètres en largeur, avec une hauteur de 2,8 mètres. Ces proportions permettent d'obtenir des conditions de champ lointain pour des dispositifs compacts allant de 500MHz à 18GHz.

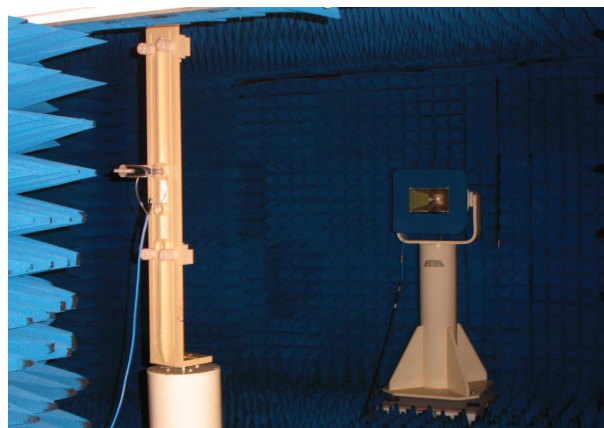


FIGURE 3.28 : Photo de la base de mesure de XLIM

Comme le montre la figure 3.29, les antennes d'émission et de réception sont placées à l'intérieur de la chambre et séparées d'une distance D . Cette configuration permet de créer une liaison avec un seul trajet (le trajet direct) étant donné que les autres trajets possibles sont tous éliminés par les absorbeurs répartis dans la chambre. Le signal est atténué lors de sa propagation en espace libre et ne subit pas d'autres perturbations par le canal.

Pour mesurer le niveau de l'atténuation, nous utilisons un analyseur de réseaux vectoriel. Après calibration, nous calculons ce niveau en prenant en compte le gain des antennes : $Att_{mes} \approx -59dB$.

Les résultats observés sur la figure 3.30 montrent que les niveaux de TEB et de SNR obtenus pour un canal AWGN généré en chambre anéchoïque sont, relativement, identiques à ceux en

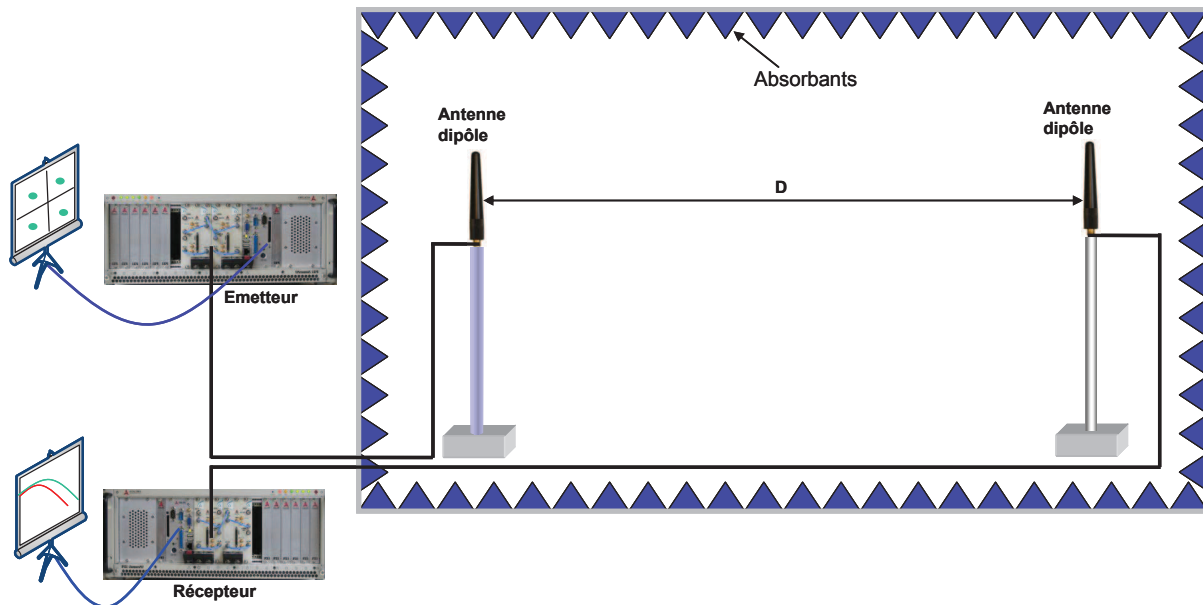


FIGURE 3.29 : Configuration du système dans la chambre anéchoïque

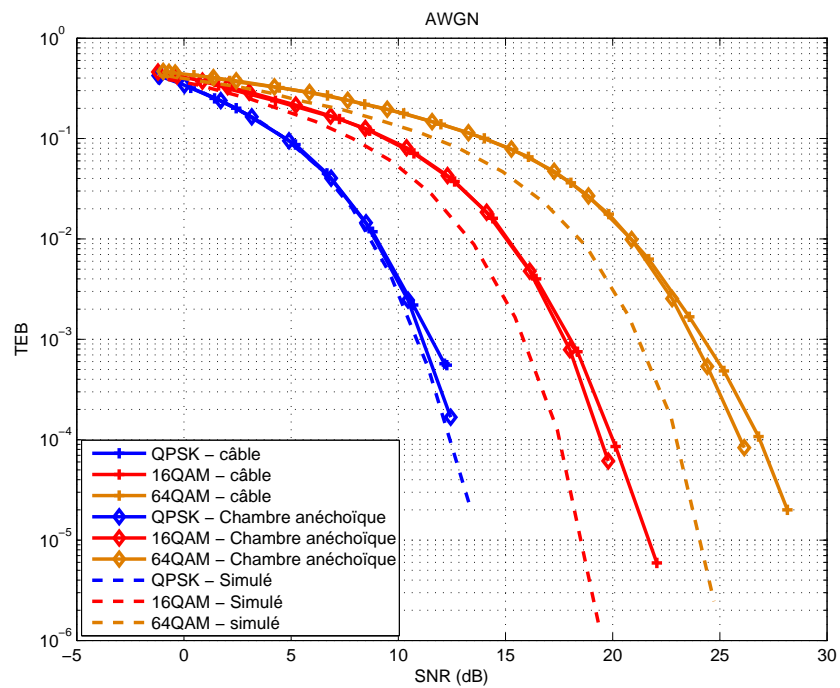


FIGURE 3.30 : Comparaison des performances en canal AWGN

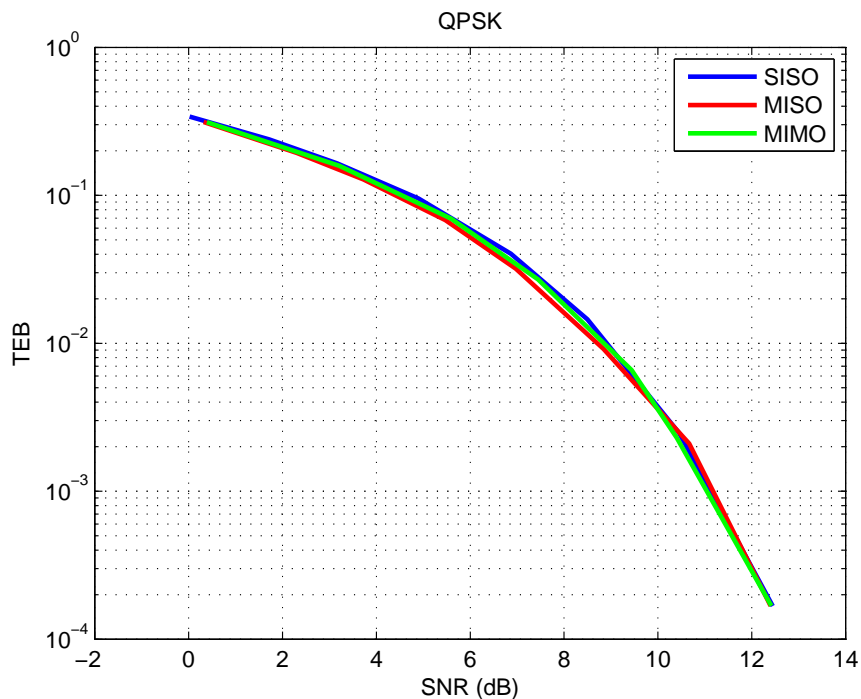


FIGURE 3.31 : Performances du SISO, MISO et MIMO en canal AWGN

utilisant un câble. Cela ramène une validation supplémentaire de notre système en configuration SISO.

Les courbes illustrées sur la figure 3.31 sont conformes à la théorie. En effet, du fait que le canal comporte un seul trajet direct, les niveaux de TEB en configurations MISO et MIMO sont identiques à ceux relevés en configuration SISO. De part ces résultats, le bon fonctionnement des algorithmes de synchronisation utilisés dans le cas multi-antennaires est, également, validé.

Ces courbes sont, alors, des courbes de référence étant donné qu'elles représentent les performances *optimales* que notre système peut atteindre.

Il faut noter que ces conditions de mesures ne reflètent pas les conditions réelles car seul l'effet du bruit est pris en compte par rapport à toutes les autres perturbations possibles. Dans la suite de l'étude, différents canaux multi-trajets seront générés à l'aide de la chambre réverbérante à brassage de modes. Le système WiMAX étudié est donc placé dans cette chambre dans le but d'évaluer ses performances et ses limitations.

3.6.3 Mesures en CRBM

La CRBM est constituée d'une cage de Faraday présentant les caractéristiques d'une cavité électromagnétique surdimensionnée. La distribution du champ dans la cage de Faraday peut être modifiée de façon importante par la rotation d'un brasseur de modes métallique. De plus, une homogénéité statistique de l'espérance ou du maximum du champ est alors constatée à partir du prélèvement d'un nombre suffisant de positions de ce brasseur [56]. Notons que chaque changement de position du brasseur se traduit par la génération d'un nouveau canal multi-trajets. La figure 3.32 présente un exemple de disposition d'un système antenne dans la CRBM.



FIGURE 3.32 : Exemple d'un système antenne placé dans la CRBM

Cette base de mesure est classiquement utilisée pour caractériser les performances des systèmes à diversité d'antennes. En effet, comme précisé dans le chapitre 1, les performances d'un système de communications sans fils peuvent être améliorées de manière significative en utilisant les techniques de diversité d'antennes. Ces techniques permettent d'atténuer les forts évanouissements que le signal a pu subir à cause des phénomènes de propagation multi-trajets et des IES [57]. Les performances de ces techniques dépendent fortement du niveau de couplage entre antennes [58, 59]. En effet, il a été démontré qu'un fort niveau de couplage permet de diminuer le niveau du coefficient de corrélation [58, 60, 61]. Cependant, l'efficacité des antennes est affectée par la même occasion. Les principaux paramètres généralement utilisés pour évaluer les performances des techniques de diversité sont le coefficient de corrélation [62, 63],

le gain de diversité [57, 64], le gain de diversité effectif [65] ou même le gain de diversité effectif moyen [62, 66]. Le coefficient de corrélation peut être calculé à partir des paramètres S [62] ainsi qu'à partir des diagrammes de rayonnement 3D des antennes [63]. La définition du gain de diversité, du gain effectif de diversité ainsi que la méthode permettant de les caractériser dans une CRBM sont présentés dans [65]. La CRBM peut être utilisée pour générer aussi bien un canal de propagation multi-trajets isotrope [56] qu'un canal de propagation anisotrope [67]. Dans la littérature, nous retrouvons plusieurs études mettant en place des mesures en onde CW¹ (sinusoïde pure) en CRBM pour évaluer les performances des techniques de diversité, l'efficacité des antennes ou généralement les systèmes multi-antennes à l'aide d'un analyseur de réseaux vectoriel [65, 68–71]. Ces mesures sont qualifiées de *Passives*.

En contraste avec ce type de mesures, des mesures dites *Actives* consistent à évaluer des paramètres du système tels que le TEB ou le SNR tout en ayant un flux actif de données entre l'émetteur et le récepteur. N'ayant pas été abordé précédemment dans la littérature, ces mesures présentent un aspect novateur pour comparer les systèmes de communications entre eux. En effet, elles permettent d'établir des comparaisons entre ces systèmes dans un canal de référence, généré dans la CRBM, sur une transmission réelle. Ce genre de mesures sera mis en place dans le cadre de ces travaux de thèse et présenté dans ce paragraphe.

Dans le cadre de ces travaux de validation, nous placerons notre système WiMAX en configuration mono-antennaire et multi-antennaires dans la CRBM. Deux types de canaux sélectifs en fréquence seront générés : *statique* et *isotrope avec évanouissement rapide*. Dans chacun ces cas, les niveaux de TEB seront relevés en fonction du SNR sans utilisation de codage de canal à travers cette méthode de mesures actives.

Comme cela était le cas dans la chambre anéchoïque, seules les antennes sont placées à l'intérieur de la chambre. Il faut noter que les OL intégrés dans les deux bancs ne sont pas synchronisés entre eux.

Remarque :

Lors de ces mesures, nous ferons varier le niveau du SNR en changeant le niveau de puissance émise comme cela était le cas aussi dans la chambre anéchoïque. Notons, alors, que le niveau maximal de SNR atteint pour une configuration donnée correspondra à la puissance maximale que notre émetteur peut délivrer dans cette même configuration.

1. Constant Wave

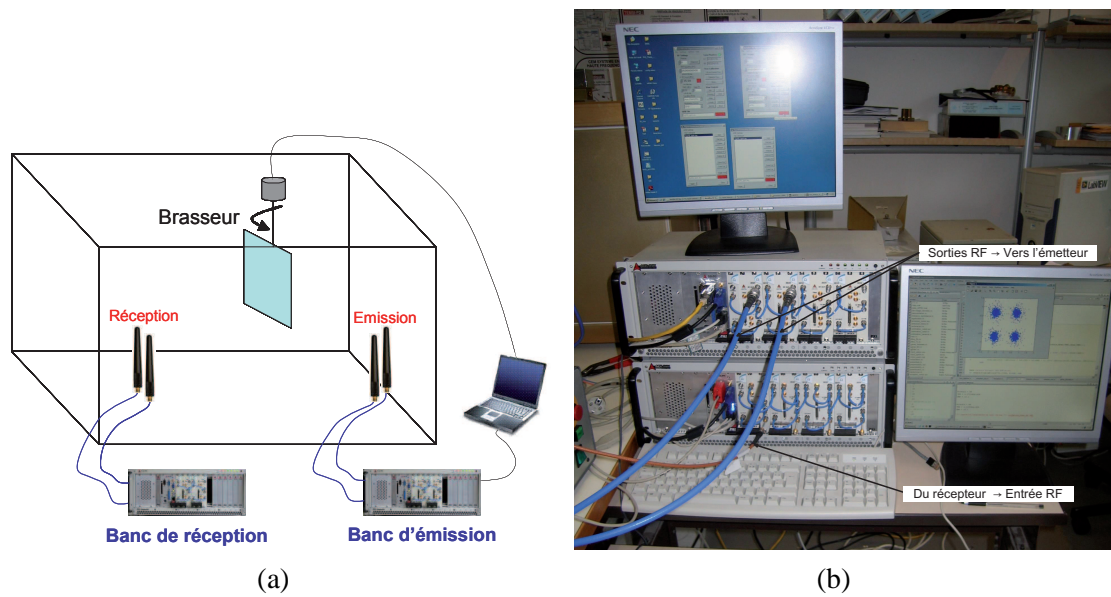


FIGURE 3.33 : Le banc SYSCAM utilisé dans la CRBM

3.6.3.1 Mesures en canal statique

Les antennes d'émission et de réception sont fixées dans la chambre à l'aide de deux supports en plexiglas. Ces supports contiennent des trous de fixations espacés de $0,2\lambda$ (cf. figure 3.34).

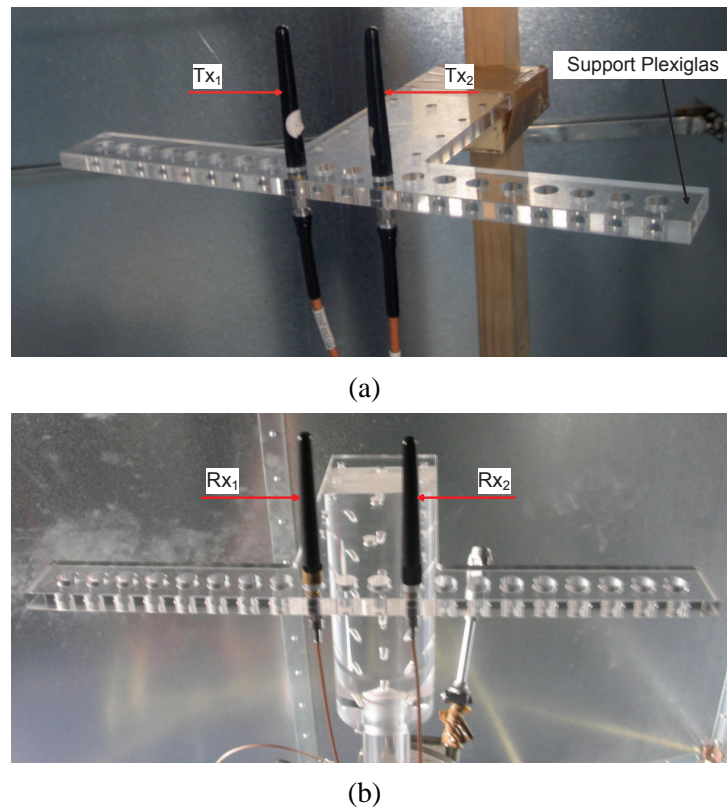


FIGURE 3.34 : Antennes placées dans la CRBM (a) Emission (b) Réception

3.6.3.1.1 Configuration mono-antennaire

Nous commençons par l'évaluation de notre système en configuration SISO.

Dans un premier temps, le brasseur est figé à une position choisie. Les paramètres du canal de propagation multi-trajets généré (PDP, étalement RMS des retards) sont identifiés à l'aide d'une technique de sondage de canal par corrélation glissante. Le principe de cette technique est détaillé en annexe A. La même démarche est répétée pour sonder un second canal généré. Les PDP obtenus sont observés sur la figure 3.35

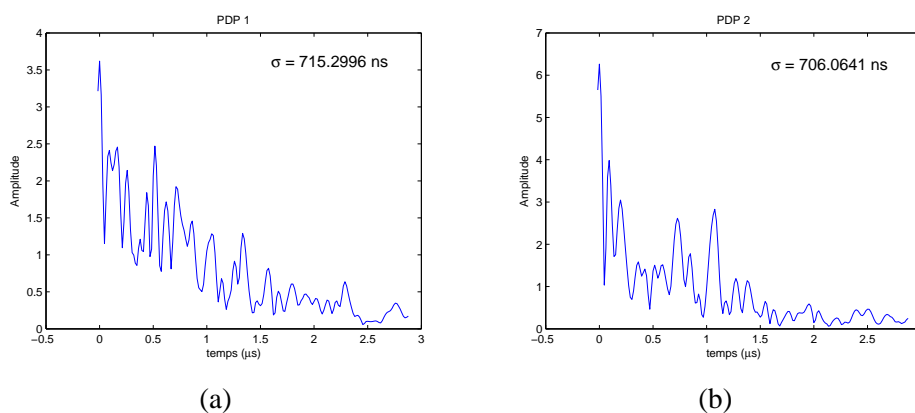


FIGURE 3.35 : PDP de deux canaux SISO générés dans la CRBM

Avec σ l'étalement RMS des trajets. Cet indicateur nous informe sur les performances (TEB) du système étudié. En effet plus cet étalement est grand plus l'effet des IES est grand [18].

Pour commencer, nous avons fixé la puissance d'émission à -15dBm et le nombre de symboles OFDM émis à 20 modulés en QPSK. Nous avons relevé, ensuite, la forme des symboles reçus juste avant la prise de décision dans le but de quantifier la sensibilité des blocs du système aux perturbations causées dans les deux cas.

Nous remarquons que les niveaux d'amplitudes reçues, dans le cas du canal 1, sont plus faibles que ceux dans le cas du canal 2. Cela est dû à un étalement temporel plus grand et un nombre plus important de recombinaisons destructives des trajets au niveau du récepteur dans le 1^{er} cas que dans le 2^{ème}. L'effet de ces perturbations sur les symboles reçus est visible à partir des constellations affichées sur la figure 3.36. Les symboles affichés sur la constellation relative au canal 1 sont très perturbés par rapport à ceux ayant traversés le canal 2 et cela malgré les corrections effectuées à travers les blocs d'égalisation et de synchronisation.

Afin d'établir une idée plus précise sur le comportement de notre système face à ces perturbations, les niveaux du TEB seront évalués en fonctions du SNR dans chacun des deux canaux. A la suite de cette évaluations, une comparaison sera effectuée entre les performances obtenues et celles relevées en simulation. Pour que cette comparaison soit valide, il était nécessaire de reproduire les mêmes conditions de propagation en simulation. Les réponses impulsionnelles mesurées précédemment ont été ainsi intégrées dans le simulateur pour modéliser les canaux 1 et 2.

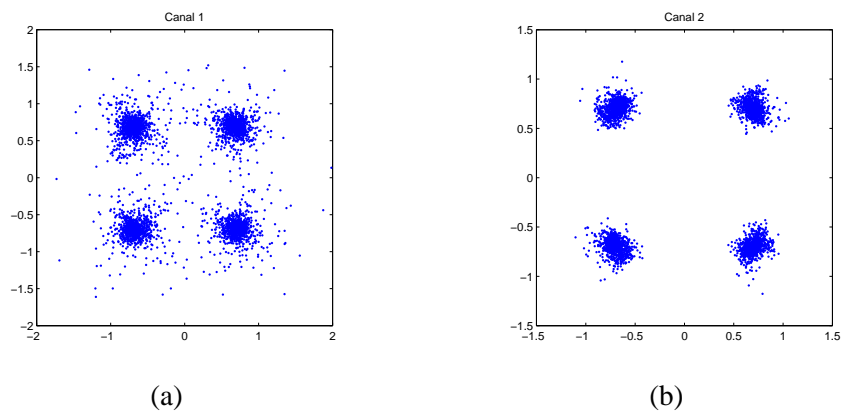


FIGURE 3.36 : Les symboles reçus dans le cas du (a) canal 1 (b) canal 2

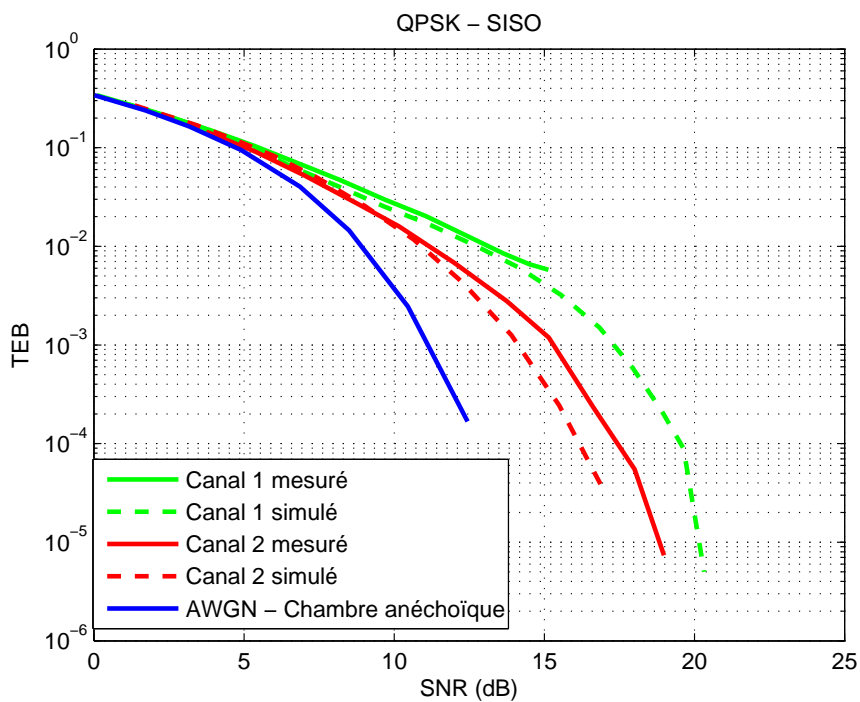


FIGURE 3.37 : Comparaison des performances mesurées et simulées SISO dans la CRBM

Les courbes de performances, illustrées sur la figure 3.37, confirment les constats établis précédemment. En effet, pour un même niveau de SNR, nous retrouvons plus de données erronées si le signal est porté par le canal 1 que s'il était porté par le canal 2. Cela est dû aux algorithmes de correction (estimation de canal, égalisation et synchronisation) utilisés qui présentent de meilleures performances dans un cas que dans l'autre. Pour remédier à un tel problème, nous pourrions, par exemple, utiliser d'autres algorithmes présentant de meilleures performances. Remplacer le système mono-antennaire actuel par un autre multi-antennaires peut être, également, envisagé.

Ces courbes montrent, également, une bonne concordance entre la simulation et la mesure. Le simulateur développé permet donc de caractériser les capacités d'un système WiMAX sans avoir recours à de longues campagnes de mesures. La connaissance de la réponse du canal est, toutefois, nécessaire pour mener à bien cette caractérisation.

3.6.3.1.2 Configuration multi-antennaire

Le but de cette étape de l'étude est de quantifier l'éventuel gain de performances obtenues avec un système MISO par rapport à un système SISO. Pour cela, nous restons dans le même contexte de génération de canaux multi-trajets et nous rajoutons une seconde antenne émettrice.

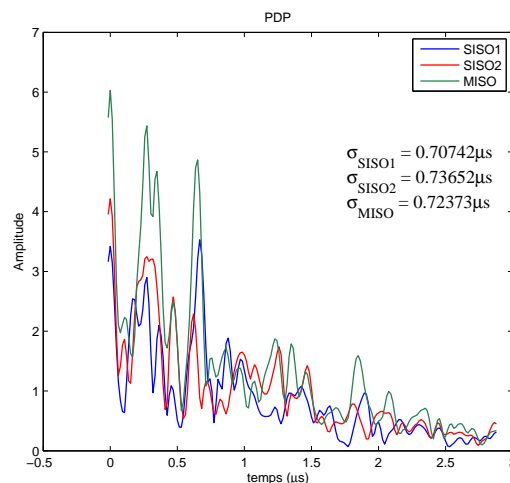
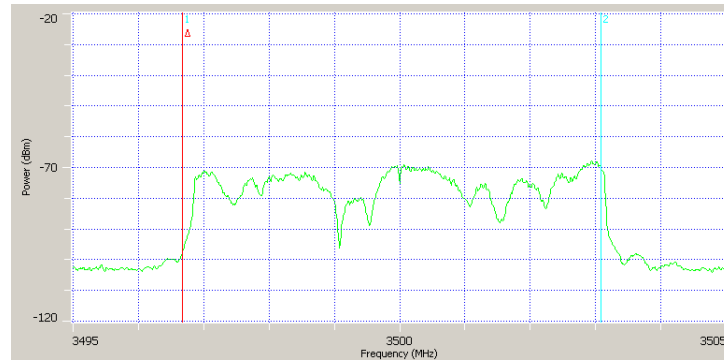


FIGURE 3.38 : PDP mesurés dans la CRBM des canaux SISO1, SISO2 et MISO

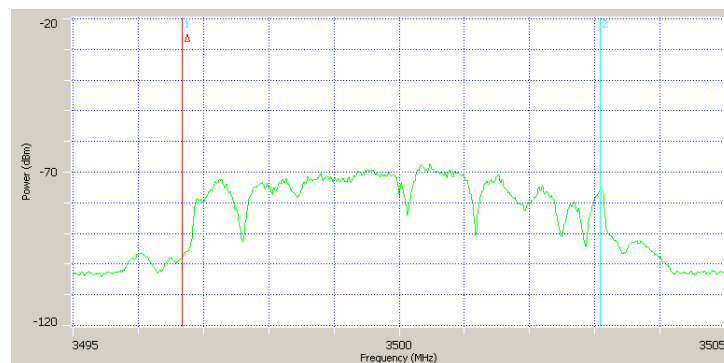
Nous procédons de la même manière que dans 3.6.3.1.1, c.-à-d. qu'une fois le système mis en place, le canal multi-trajets est sondé par la technique décrite en annexe A. Le processus de sondage consiste, cette fois-ci, à sonder le canal MISO ainsi que les deux canaux SISO

le composant. Autrement dit, nous commençons par sonder le canal établi entre T_{x1} et R_x en présence de T_{x2} chargée à 50Ω , puis celui établi entre T_{x2} et R_x en présence de T_{x1} chargée sur 50Ω et finalement, celui établi entre le couple (T_{x1}, T_{x2}) et R_x .

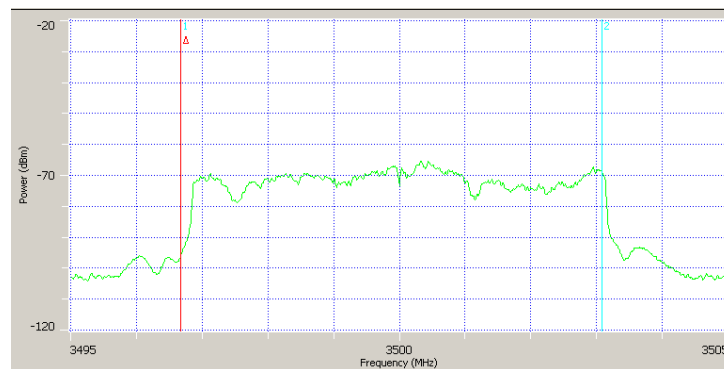
Les PDP mesurés sont affichés sur la figure 3.38.



(a) SISO1 : $T_{x1} \rightarrow R_x$



(b) SISO2 : $T_{x2} \rightarrow R_x$



(c) MISO : $(T_{x1}, T_{x2}) \rightarrow R_x$

FIGURE 3.39 : Spectres mesurés dans la CRBM

L'effet des recombinaisons des trajets est bien visible sur ces courbes. En effet, par rapport aux trajets initiaux (SISO1 et SISO2), l'amplitude des trajets résultants est plus importante (recombinaisons constructives) sur la quasi-totalité de l'intervalle de capture et moins importante (recombinaisons destructives) à certains instants seulement.

Pour mieux nous rendre compte de l'impact de cet effet sur les données, les spectres sur chacune des 3 liaisons sont capturés. Le résultat est visible sur la figure 3.39.

L'effet constructif de ces recombinaisons est visible sur l'ensemble des données reçues. En effet, elles ont permis l'élimination de la plupart des évanouissements profonds sur la bande de travail. Cela montre que le rajout d'une seconde antenne améliore considérablement la qualité de la liaison.

Notons que ces spectres ont été capturés à l'entrée du récepteur et donc avant tout traitement des données. Après l'utilisation des algorithmes de correction et de décodage dans la chaîne de réception, nous nous attendons à avoir une amélioration supplémentaire et donc moins d'erreurs lors de la prise de décision.

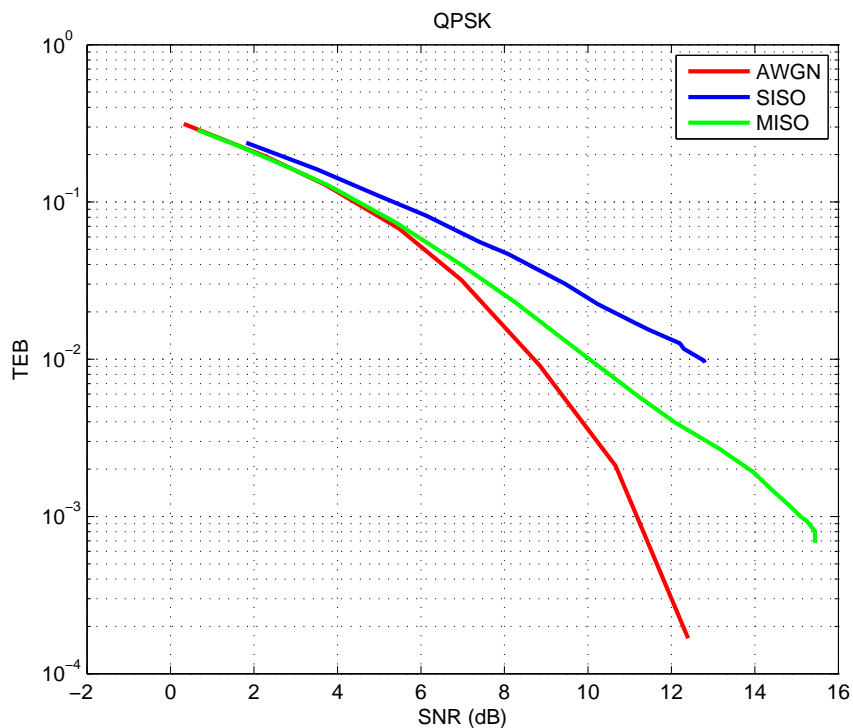


FIGURE 3.40 : Canal statique : Comparaison des performances du système en configurations SISO et MISO

La figure 3.40 illustre les courbes de TEB en fonction du SNR relatives aux systèmes SISO et MISO. A partir de ces résultats, le gain apporté par l'utilisation du système multi-antennaire associé à l'algorithme de codage Espace-Temps peut être quantifié. Nous relevons, alors, un gain avoisinant les 2,7dB à un niveau de TEB égal à 10^{-2} . De plus, la tendance des courbes laisse présager que plus le SNR augmente plus ce gain est important.

3.6.3.2 Mesures en canal Isotrope

Après avoir caractérisé le système WiMAX dans un canal statique, la seconde série de mesures dans la CRBM consiste à le tester dans un environnement dit *isotrope*. Cet environnement se caractérise par une distribution uniforme des angles d'arrivée aussi bien dans le plan azimutal qu'en élévation. Étant parfaitement reproductible, ce canal offre la possibilité de caractériser différents systèmes entre eux dans les mêmes conditions de propagation.

Pour générer ce type de canal, il a fallu mettre le brasseur en un mouvement de rotation continu et changer la position de l'antenne de réception en même temps [71]. Cette dernière opération a été réalisée en utilisant un bras rotatif supportant l'antenne et piloté par un moteur. Cela a permis d'avoir statistiquement une distribution uniforme d'angles d'arrivée dans tout l'espace au cours du temps. Le PDP capturé au cours du temps du canal isotrope moyen est affiché sur la figure 3.41.

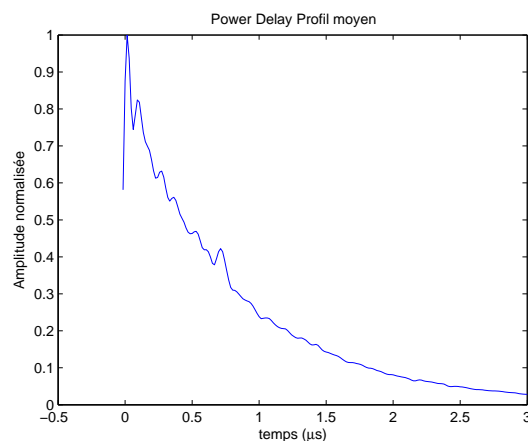


FIGURE 3.41 : PDP moyen du canal isotrope

Nous pouvons remarquer la grande densité de trajets arrivant sur le récepteur tout au long de l'intervalle de capture. Cette dispersion des trajets est également visible à travers la valeur de l'étalement temporel moyen qui est plus importante que les autres calculées dans les cas précédents. De plus, ce canal est à évanouissement très rapide. Ces propriétés nous laissent considérer, alors, ce type de canal comme un étant le canal présentant le plus de perturbations possibles.

De la même manière que les précédentes séries de mesures, nous évaluons les performances de notre système en configuration SISO et MISO dans cet environnement. De plus, nous ra-

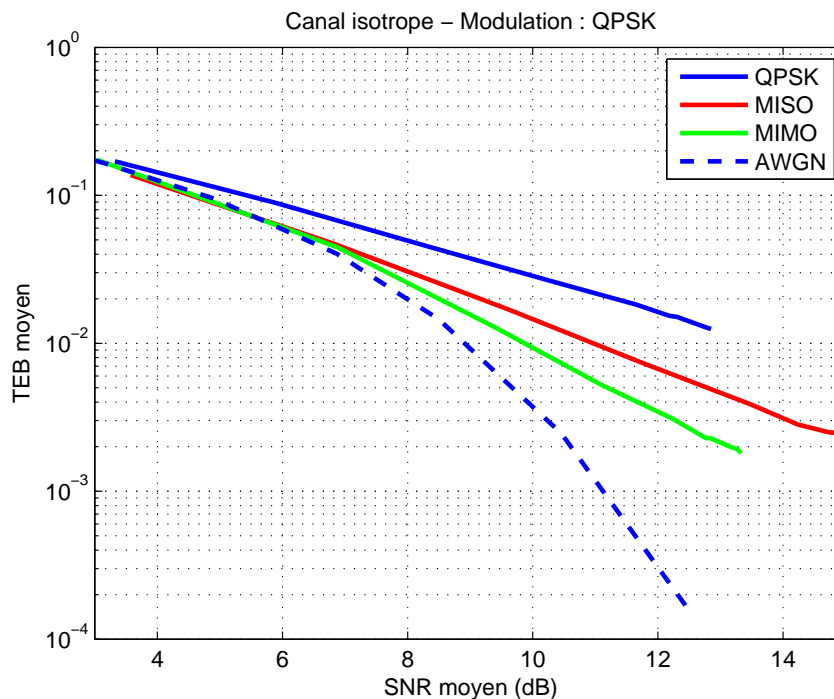


FIGURE 3.42 : Canal isotrope : Comparaison des performances du système en configurations SISO, MISO et MIMO

joutons une seconde antenne réceptrice ce qui nous permettra d'effectuer cette évaluation en configuration MIMO également.

D'après les courbes affichées sur la figure 3.42, notre système WiMAX peine à atteindre des niveaux de TEB faibles en configuration SISO. Ces niveaux sont améliorés par l'introduction d'une seconde antenne émettrice (MISO 2x1) et encore plus par l'utilisation de deux antennes à la réception (MIMO 2x2). Ces mêmes courbes montrent que les niveaux maximums de SNR atteints demeurent très faibles quelle que soit la technique utilisée. Ceci est dû à la forte sélectivité en fréquence associée aux évanouissements très rapides caractérisant ce canal. Rappelons que le SNR maximum relevé correspond à la puissance maximale que notre système peut fournir.

Pour quantifier l'apport des techniques multi-antennaires, le gain en SNR entre les configurations MISO et SISO puis entre MIMO et MISO est relevé pour un niveau de TEB fixé. Ainsi, en prenant comme exemple un niveau de TEB égal à 10^{-2} , le gain en SNR est de ≈ 3 dB entre le MISO et le SISO et de ≈ 1.1 dB entre le MIMO et le MISO. Ces améliorations restent, toutefois, peu significative vue le caractère perturbateur du canal.

Dans le but d'approfondir encore plus notre étude dans cet environnement, nous procédons à une évaluation des performances, mais cette fois-ci, en relevant les niveaux de TEB en fonction

de la puissance d'émission. Cette évaluation peut fournir des informations sur les niveaux de puissances d'émission requis pour avoir un certain taux d'erreurs en réception et donc une certaine qualité de la liaison.

Les résultats obtenus pour les trois configurations antennaires sont présentés sur la figure 3.43.

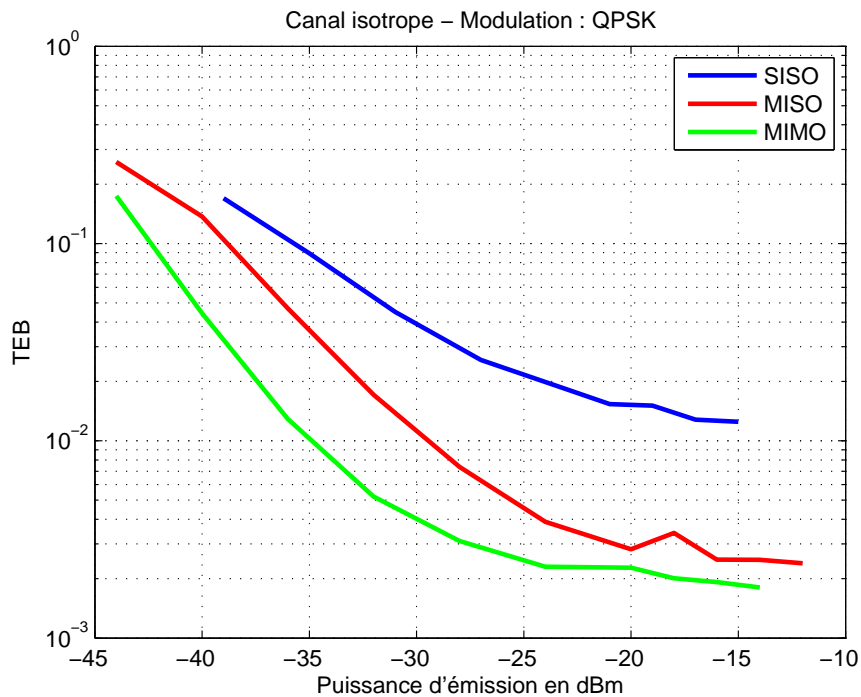


FIGURE 3.43 : TEB en fonction de la puissance d'émission en canal isotrope

Nous remarquons que pour garantir le même niveau de TEB et donc pour la même qualité de liaison, notre système en configuration SISO a besoin d'émettre à une puissance beaucoup plus importante que lorsqu'il est en configuration MISO. Cette puissance d'émission peut être encore moins importante en l'utilisant en configuration MIMO. Par exemple, pour un TEB de 10^{-2} une économie de puissance allant jusqu'à 15dB si la technique MISO est utilisée et même jusqu'à 20dB en ayant recours à la technique MIMO à la place du SISO.

A l'inverse de ce raisonnement, le gain en TEB peut être quantifié entre les différentes configurations pour la même puissance d'émission. Les niveaux de ce gain sont représentés sur la figure 3.44.

Nous pouvons voir, alors, que par rapport au SISO le MIMO améliore considérablement le TEB sur toute la plage de puissance contrairement au MISO qui l'améliore seulement en fortes puissances. En effet, le MIMO permet de garantir une baisse du TEB d'au moins 80% à toute les

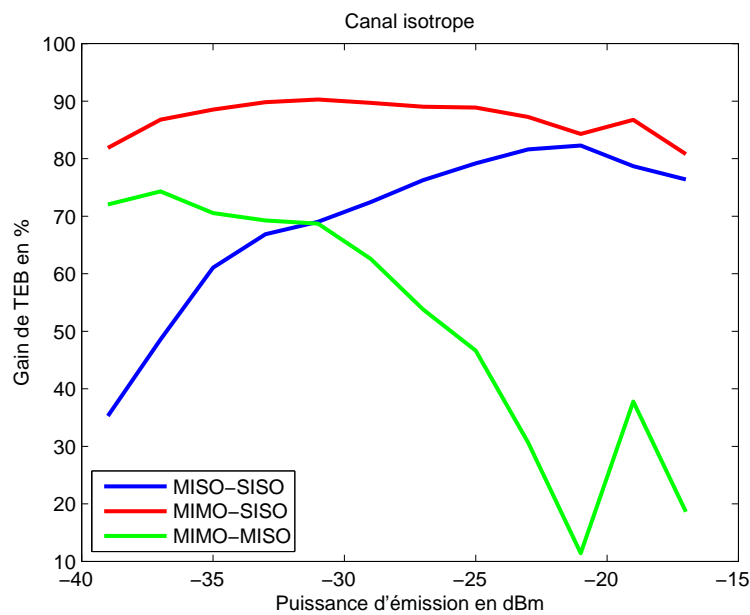


FIGURE 3.44 : Gain en TEB entre les différentes configurations

puissances alors que le MISO le diminue à hauteur de 40% seulement en faibles puissances avant d'atteindre les 80% en fortes puissances. En ce qui concerne l'apport du MIMO par rapport au MISO, il s'avère significatif dans la plage des faibles puissances uniquement ($\approx 75\%$). Notons que le pic visible sur la courbe de gain MIMO-MISO provient d'une erreur de mesure.

L'étude menée dans la CRBM a permis de mettre en évidence l'intérêt particulier d'utiliser des mesures actives pour caractériser les systèmes de communication numériques en général. En effet, ce type de mesures permet d'établir des comparaisons entre différents systèmes dans un canal de référence (généralisé dans la CRBM) tout en ayant des transmissions réelles entre eux. Cette étude ouvre, ainsi, la voie vers d'autres types de caractérisations. Nous en citons par exemple :

- L'évaluation des performances d'un système dans un canal particulier (PDP et étalement RMS particuliers).
- La comparaison des performances de différents types d'algorithmes de correction (estimation de canal, égalisation et synchronisation) dans différents canaux de référence.
- L'évaluation de l'influence du système antenneur (efficacité, couplage, ...) sur les capacités réelles d'un système.

Après ces mesures en CRBM, il convient maintenant de faire des études expérimentales dans des environnements non maîtrisés réels. Ces études seront réalisées dans un environnement réel de type *Extérieur vers Intérieur*. Le système WiMAX sera alors caractérisé dans des liaisons LOS et NLOS dans le but d'évaluer ses performances et de définir ses limitations.

3.7 Mesures en Extérieur vers Intérieur

Toutes les expérimentations décrites aux paragraphes précédents ont été faites en chambre anéchoïque, espace qui permet de créer un environnement sans perturbations, et en chambre réverbérante à brassage de modes (CRBM), espace qui permet de créer un environnement multi-trajets statistiquement isotrope et uniforme. Elles visaient à valider le comportement de notre système WiMAX dans des environnements maîtrisés avant de le tester en environnement réel.

La suite de ces travaux de thèse s'enregistre dans le cadre du projet SYSMART du pôle de compétitivité Elopsys ainsi que du projet ORIANA de l'Agence Nationale de la Recherche. Rappelons que SYSMART vise la mise au point de systèmes d'antennes intelligentes pour les réseaux de communications sans fil haut débit dans le cadre du WiMax. Quant au projet ORIANA, il s'intéresse à l'extension de la couverture des réseaux de communications sans fil en utilisant des relais à amplification directe et coopératifs.

A travers ces mesures, le système WiMAX est caractérisé à une fréquence de 3,5GHz en environnement Extérieur vers Intérieur. Cela permet de définir ses éventuelles limites en configurations mono-antennaire et multi-antennaire dans un tel environnement.

Dans cette optique, des mesures sont mises en place entre le bâtiment d'ESTER Technopôle (Extérieur) et celui de l'ENSIL (Intérieur). Une vue aérienne de ces deux bâtiments est représentée sur la figure 3.45. Sur cette vue, nous distinguons l'émetteur, qui est placé sur le toit d'ESTER, et le récepteur, que se déplace autour de trois positions différentes à l'intérieur du bâtiment de l'ENSIL.

Concrètement, les positions du récepteur sont des salles dans lesquelles nous avons défini différents points de mesures. Le choix de ces salles était relatif à leurs emplacements dans le bâtiment. Il se justifie par notre volonté de tester les performances de notre système dans des environnements dans lesquels l'émetteur et le récepteur sont en vue directe (*Line Of Sight*

(LOS)) et cachés (*Non Line Of Sight (NLOS)*). Le détail des positions des salles ainsi que des points de mesures qui s'y trouvent est illustré sur la figure 3.46.

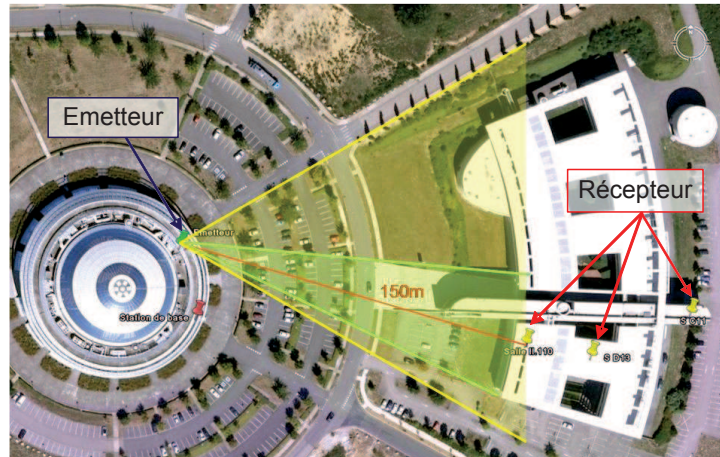


FIGURE 3.45 : Vue aérienne des bâtiments d'ESTER Technopole et de l'ENSIL

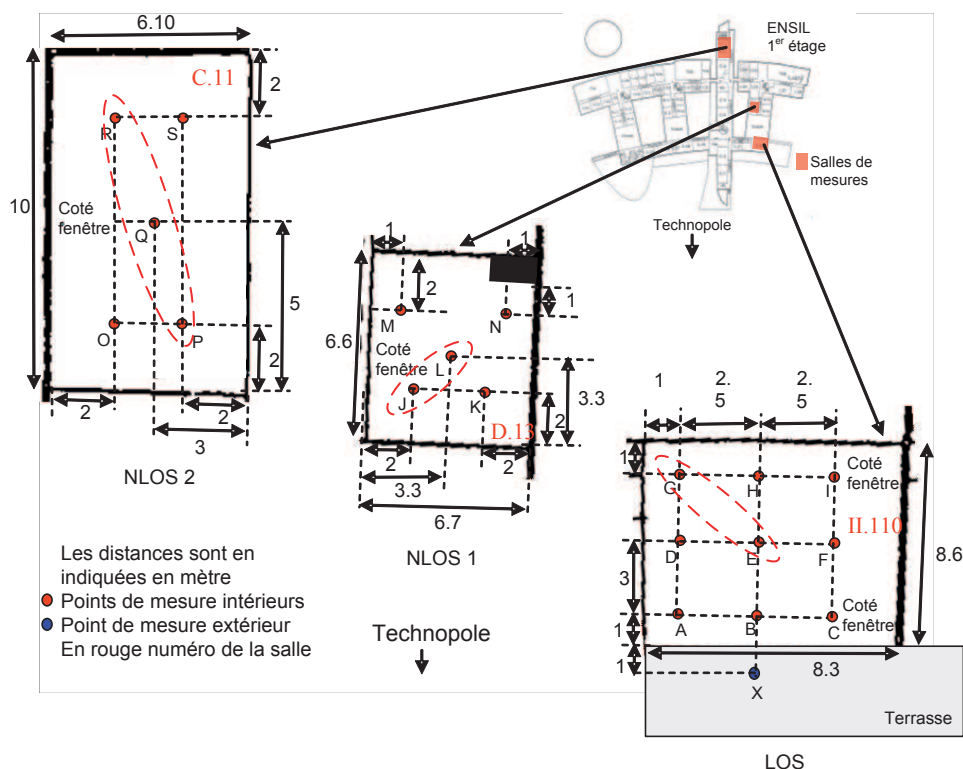


FIGURE 3.46 : Vue globale des points de mesures à l'ENSIL

Nous scindons la campagne de mesures en deux parties principales, en fonction des cahiers de charges dont nous disposons. La première consiste à évaluer le comportement des performances de notre système à chaque point en émettant à une puissance fixe de 23dBm. Cette puissance est imposée par le cahier des charges défini pour les démonstrateurs utilisés dans

le cadre d'ORIANA. La deuxième, quant à elle, consiste à évaluer le système en deux points seulement, mais en variant à chaque fois le niveau de puissance émise.

3.7.1 Description des systèmes d'émission et de réception

Comme nous l'avons précisé précédemment, l'émetteur est placé sur le toit du bâtiment d'ESTER Technopôle. En fait, seul le système antennaire est placé sur le toit et est connecté au banc d'émission qui est placé à l'intérieur du bâtiment. Nous présentons, dans la suite, les spécifications des antennes et des éléments utilisés du côté de l'émetteur ainsi que celui du récepteur en configuration mono-antennaire et multi-antennaires.

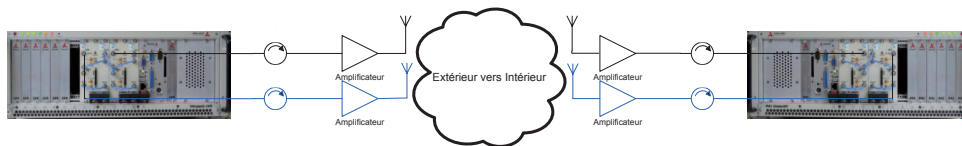


FIGURE 3.47 : Banc SYSCAM en environnement Extérieur vers Intérieur

En configuration SISO, le banc d'émission est connecté à un isolateur avant d'être branché à un amplificateur ayant un gain de 38dB à 3,5GHz. L'antenne utilisée est une antenne sectorielle avec 16dB de gain. Les câbles coaxiaux, quant à eux, présentent des pertes de l'ordre de 2,7dB.

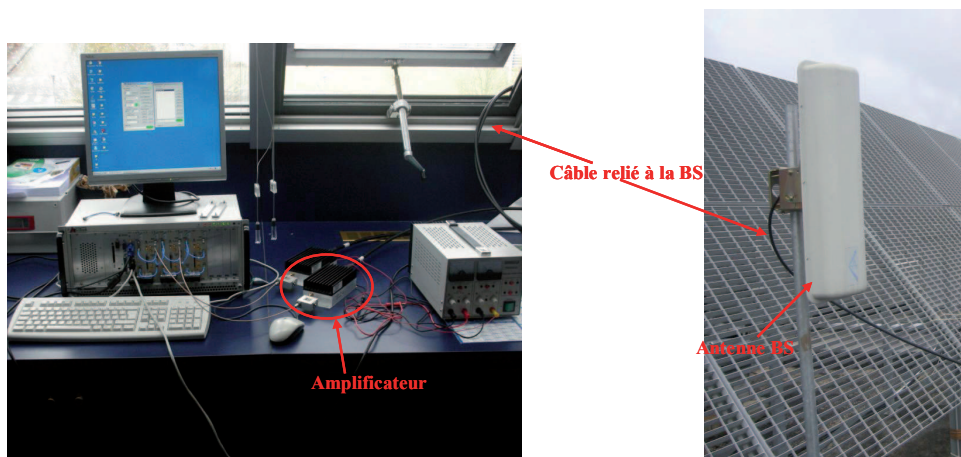


FIGURE 3.48 : Système d'émission mono-antennaire

L'antenne utilisée en réception est celle dont les caractéristiques ont été décrites en 3.6.1. Elle est connectée à un amplificateur ayant un gain de 35 dB et un isolateur. Le tout est relié au banc de réception. Cette antenne est positionnée sur le support en plexiglas utilisé lors des mesures en CRBM qui est lui-même placé sur un bras rotatif piloté par un moteur.

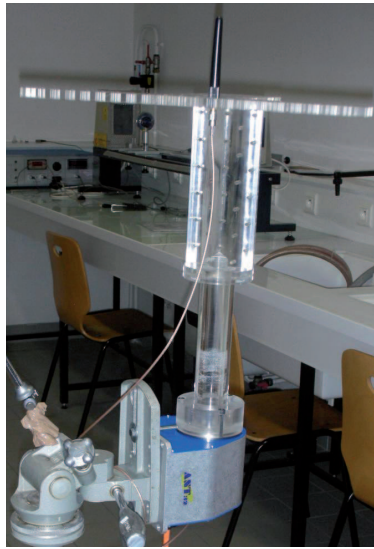


FIGURE 3.49 : Antenne de réception positionnée sur le support en plexiglas

Concernant les configurations multi-antennaires (cf. figures 3.50 et 3.51), deux antennes patch identiques ont été utilisées du côté de l'émetteur. Elles présentent des gains de 9dB chacune et sont reliées à l'ensemble amplificateurs 38dB, isolateurs et banc d'émission par des câbles introduisant, chacun, 3dB de pertes. Du côté du récepteur, le système antennaire (comportant une ou deux antennes) est relié au bloc d'amplification 35dB par le biais de câbles présentant, respectivement, des pertes avoisinant 3,5dB.

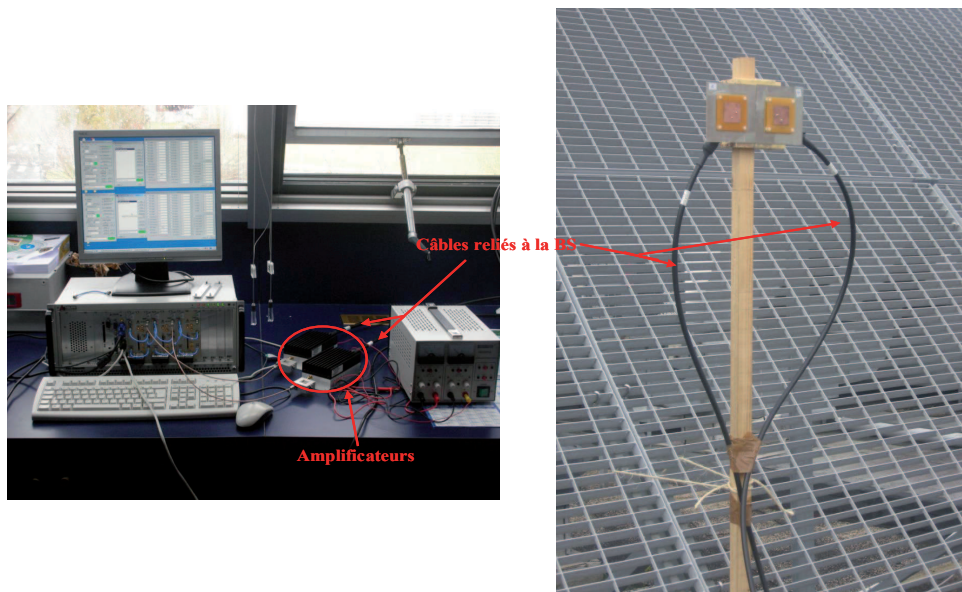


FIGURE 3.50 : Système d'émission multi-antennaire

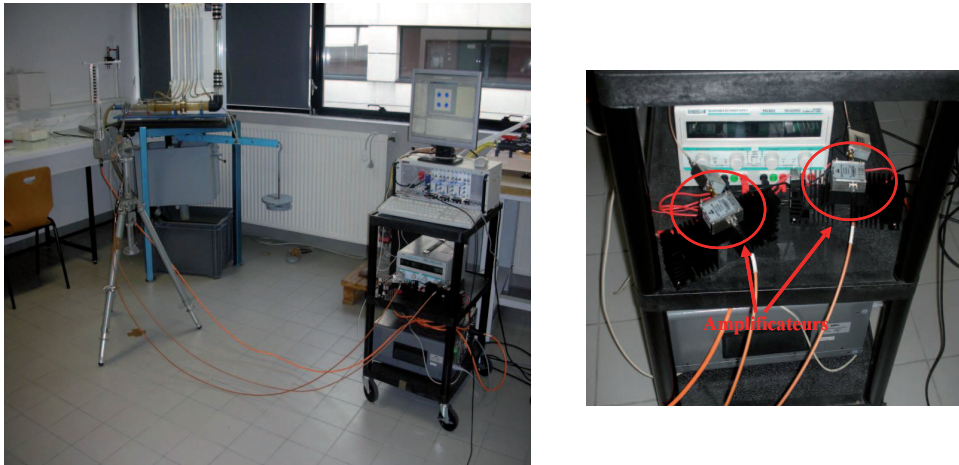


FIGURE 3.51 : *Système de réception mono/multi-antennaire*

3.7.2 Mesures à puissance fixe

Lors de cette série de mesures, le système WiMAX est caractérisé dans chacun des points signalé sur la figure 3.46. Le but est de définir les limites d'un système WiMAX (Extérieur vers Intérieur) en configuration SISO ainsi que les éventuelles améliorations apportées en configuration MISO ou MIMO. Dans le cadre du projet ORIANA, il a été convenu que la puissance d'émission soit fixée à 23dBm. Notons que cette caractérisation est réalisée, dans ce cas aussi, sans utiliser le codage de canal.

Dans chaque point de mesure, nous relèverons le comportement moyen des performances du système. Dans cette optique, un bras rotatif est utilisé pour supporter le système antennaire et le déplacer autour de huit positions par un pas de 45° . La position initiale du système antennaire à 0° est celle où il est dirigé vers le bâtiment d'ESTER Technopôle. Dans chacune des positions une acquisition des données est lancée suivie d'un traitement pour déterminer les niveaux de SNR et de TEB.

Dans la suite, les résultats obtenus dans chacune des salles sont présentés.

3.7.2.1 Mesures dans la salle LOS

Les mesures dans cette salle permettent de caractériser un lien LOS où l'émetteur et le récepteur sont en vue directe. Tout d'abord, un sondage de canal est réalisé aux deux points E et G (cf. figure 3.46). Les PDP sont mesurés dans chacune des positions autour de 360° . Leurs moyennes sont observées sur la figure 3.52.

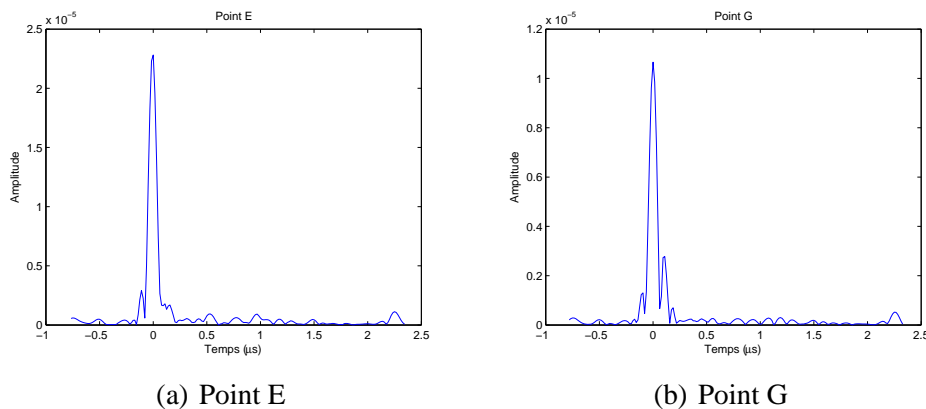


FIGURE 3.52 : Les PDP moyens mesurés aux points E et G

D'après la figure 3.52, l'atténuation relevée au point E est de ≈ 93 dB et de $\approx 99,5$ dB au point G.

La configuration SISO est testée en premier.

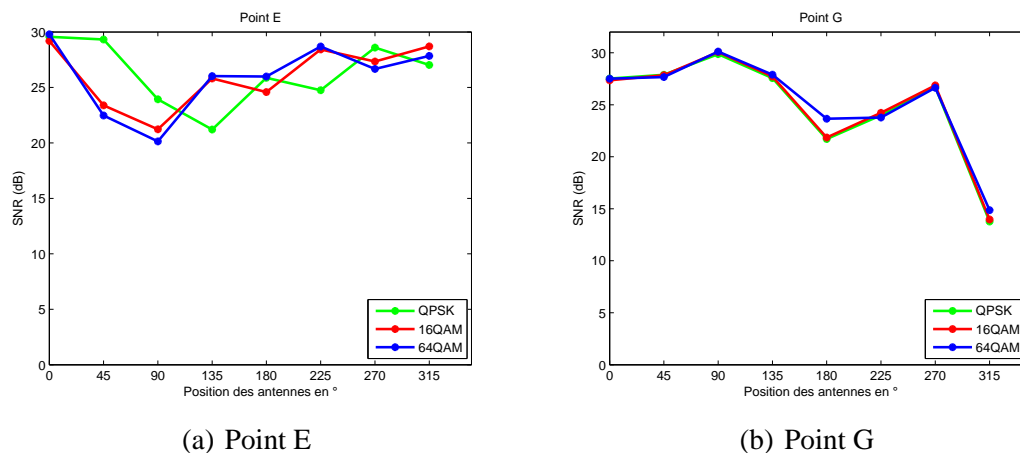


FIGURE 3.53 : Les niveaux de SNR relevés aux points E et G pour une modulation QPSK

Nous pouvons observer les bons niveaux de SNR et de TEB obtenus dans cette salle. Cela est dû à l'effet dominant du trajet direct entre l'émetteur et le récepteur, du fait de leur emplacement, par rapport aux autres trajets. Dans ces deux points, des niveaux des TEB nuls sont enregistrés pour une modulation QPSK, inférieurs à 10^{-4} pour une modulation 16QAM et inférieurs à $3 \cdot 10^{-3}$ pour une modulation 64QAM.

Ces bons résultats montrent que le recours aux techniques MISO ou MIMO, dans le but d'améliorer le SNR et le TEB, peut être utile uniquement si une modulation 64QAM est utilisée.

3.7.2.2 Mesures dans la 1^{ère} salle NLOS

Le choix de la salle NLOS 1 se justifie par son emplacement qui permet la caractérisation d'une liaison en non-visibilité directe (NLOS) et subissant une atténuation plus importante. En effet, nous enregistrons des atténuations avoisinant, respectivement, -124dB et -133dB aux points J et L.

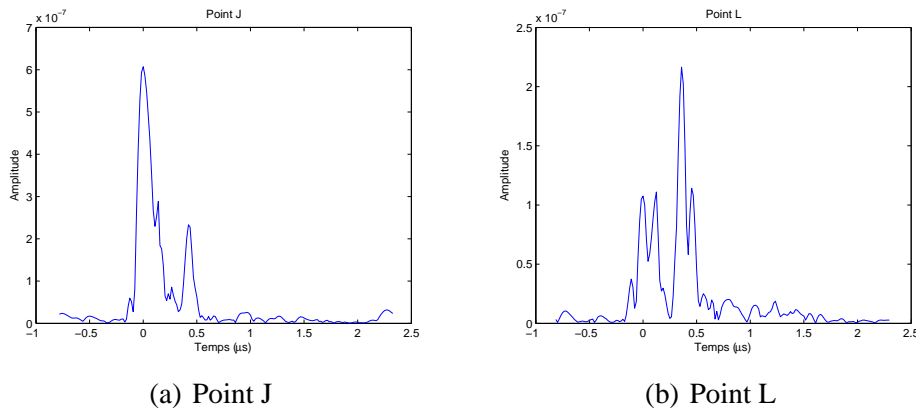


FIGURE 3.54 : Les PDP moyens mesurés aux points J et L

Les graphes suivants représentent les niveaux de SNR relevés pour les trois configurations du système antennaire. Les données sont modulées en QPSK.

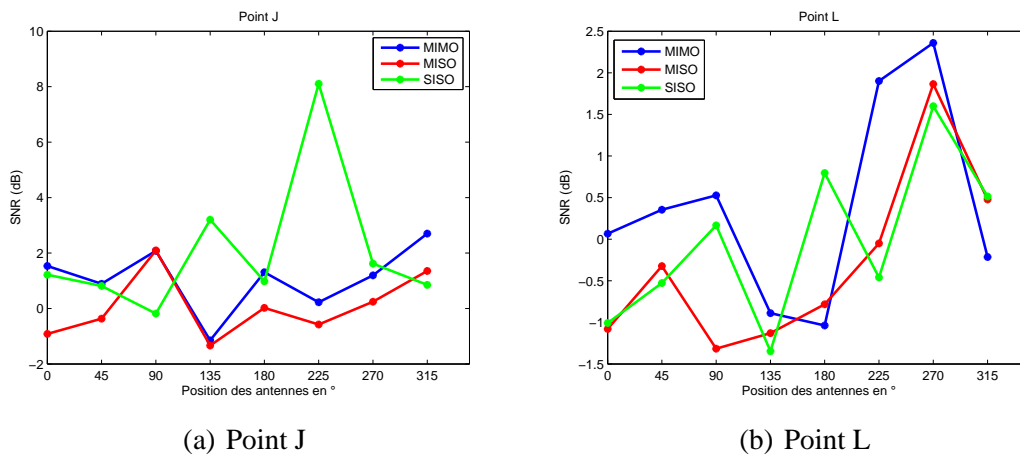


FIGURE 3.55 : Les niveaux de SNR relevés aux points J et L en configuration SISO, MISO et MIMO

Au point J, les niveaux SNR reçus sont, globalement, très faibles quelle que soit la configuration antennaire utilisée. Toutefois, en configuration SISO, les niveaux reçus à 135° et 225° sont relativement importants par rapport à ceux reçus dans les autres directions. Cela se traduit, évidemment, par de meilleurs niveaux de TEB ($2 \cdot 10^{-2}$) par rapport à ceux relevés sur les autres directions (supérieur à $1,7 \cdot 10^{-1}$).

Au point L, le niveau de SNR le plus élevé est relevé à 270° en SISO. Ce niveau reste, tout de même, très faible pour assurer un taux d'erreurs assez bas.

L'ensemble de ces résultats montre que l'utilisation du système multi-antennaire n'apporte pas d'améliorations par rapport au système mono-antennaire étant donné les faibles niveaux de SNR relevés.

3.7.2.3 Mesures dans la 2^{ème} salle NLOS

En plaçant le récepteur dans la salle NLOS 2, nous nous éloignons encore plus de l'émetteur tout en restant dans le cas d'une liaison NLOS. Le signal émis est atténué, cette fois-ci, de 124dB au meilleur des cas.

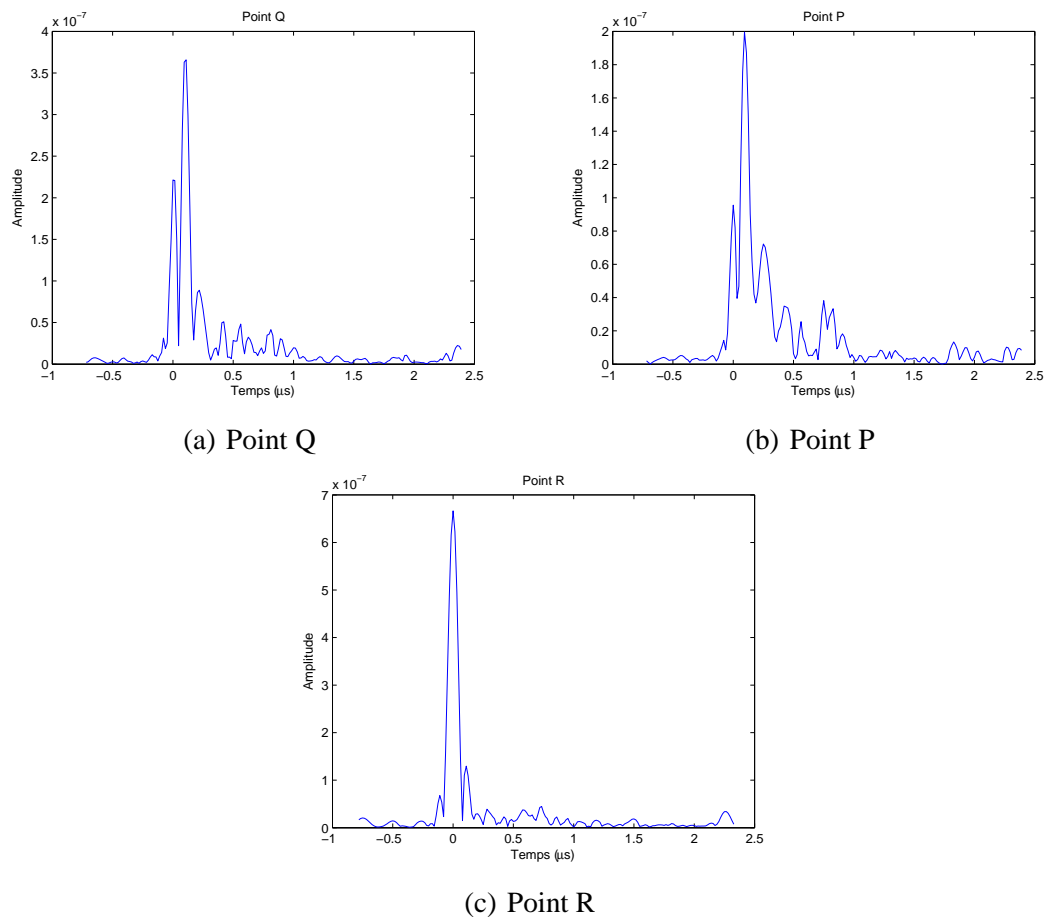


FIGURE 3.56 : Les PDP moyens mesurés aux points *Q*, *P* et *R*

L'impact de cette forte atténuation se voit clairement à travers les niveaux moyens de SNR affichés sur la figure 3.55. En effet, le signal reçu est “noyé” dans le bruit et donc un fort taux d'erreurs est constaté sur les données (supérieur à $3 \cdot 10^{-1}$).

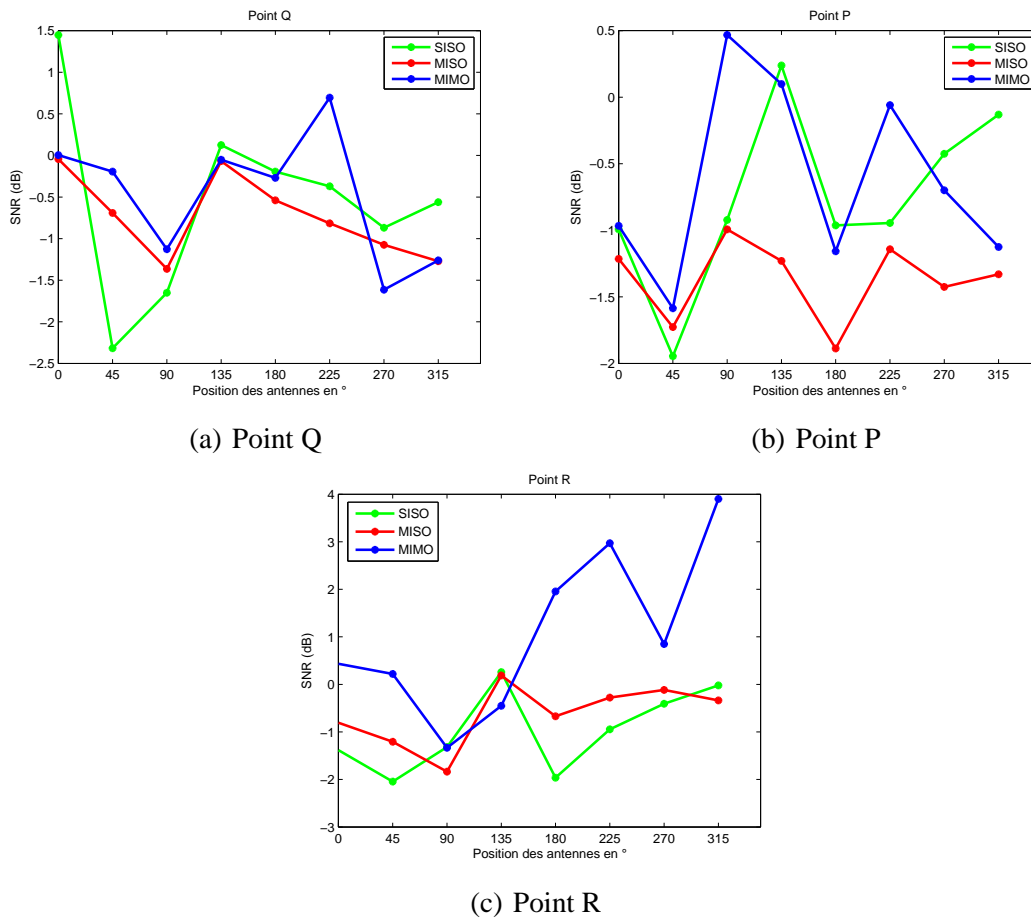


FIGURE 3.57 : Les niveaux de SNR relevés aux points *Q*, *P* et *R* en configuration SISO, MISO et MIMO

Pour remédier à ce problème, une amplification supplémentaire du signal émis est, donc, nécessaire si le besoin de couvrir cette zone se fait sentir. Cette amplification peut être faite à l'aide d'un dispositif local (bloc d'amplification connecté à l'émetteur) ou à l'aide de stations relais. Ces stations, dans les cas classiques, répètent le signal qu'elles reçoivent en l'amplifiant à un niveau donné.

Les mesures réalisées à puissance fixe ont permis de mettre l'accent sur les limites de notre système WiMAX en environnement Extérieur/Intérieur. En effet, une très nette dégradation des performances est relevée lors du passage d'une liaison LOS à une liaison NLOS. Cela s'explique par la difficulté de pénétration des signaux WiMAX à 3,5GHz à l'intérieur des bâtiments qui limite, considérablement, la portée de ces signaux. Pour pallier à ce problème, une amplification du signal émis est nécessaire. Dans la suite de ce chapitre, les performances de notre système seront évaluées pour différents niveaux de puissance émise.

3.7.3 Mesures à puissance variable

Pour des problèmes de disponibilité des salles, ces mesures ont été réalisées, uniquement, aux points J et L (cf. figure 3.46).

La procédure de mesure est la même que celle établie dans le cas précédent. La seule différence est que nous faisons varier les niveaux de SNR en variant les niveaux de puissance émise, de 15dBm à 35dBm, comme cela a été le cas lors des mesures en chambre anéchoïque ou réverbérante. Le niveau minimal de puissance (-15dBm) est choisi de telle sorte à détecter un SNR proche de 0dB. Quant au niveau maximal (35dBm), il nous est imposé par le banc d'émission. En effet, la puissance maximale que peut avoir notre signal WiMAX à la sortie du banc est de -15dBm. En rajoutant le gain de l'antenne d'émission (16dB), celui de l'étage amplificateur (38dB) et l'atténuation des câbles, nous retrouvons une puissance de 35dBm.

3.7.3.0.1 Mesures au point J

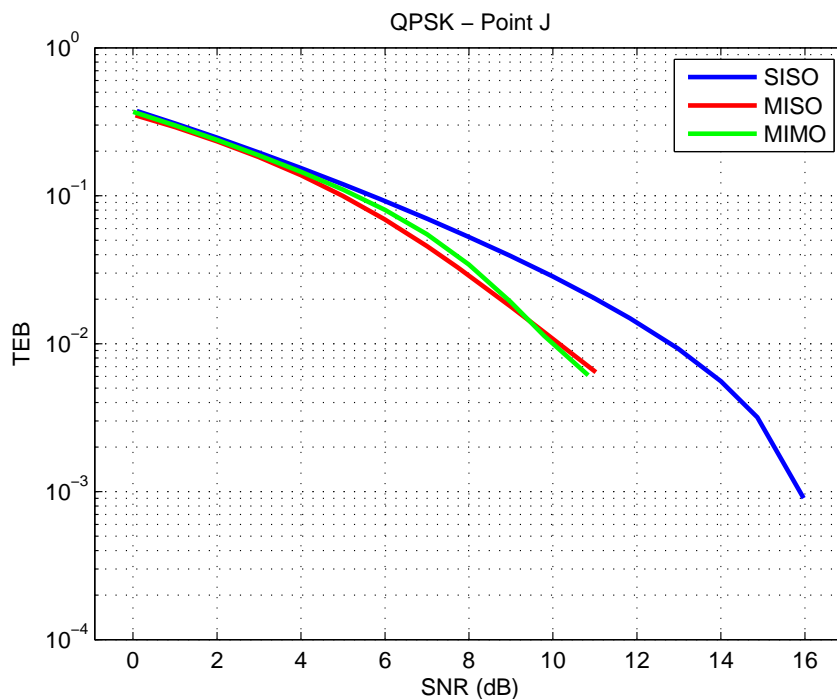


FIGURE 3.58 : Comparaison des performances moyennes au point J

Les courbes observées sur la figure 3.58, illustrent les niveaux des TEB moyens en fonction des SNR moyens relevés au point J. Ces courbes montrent que l'utilisation d'une technique multi-antennaire améliore, globalement, la qualité de la liaison par rapport à un technique mono-

antennaire en environnement Extérieur vers Intérieur. Nous relevons, par exemple, un gain de SNR proche de 3dB à un TEB de 10^{-2} entre un système MIMO et SISO. Toutefois, cette amélioration reste peu significative étant donné les faibles niveaux de SNR relevés. Dans ce cas, un gain de SNR nul est constaté entre le MISO et le MIMO .

3.7.3.0.2 Mesures au point L

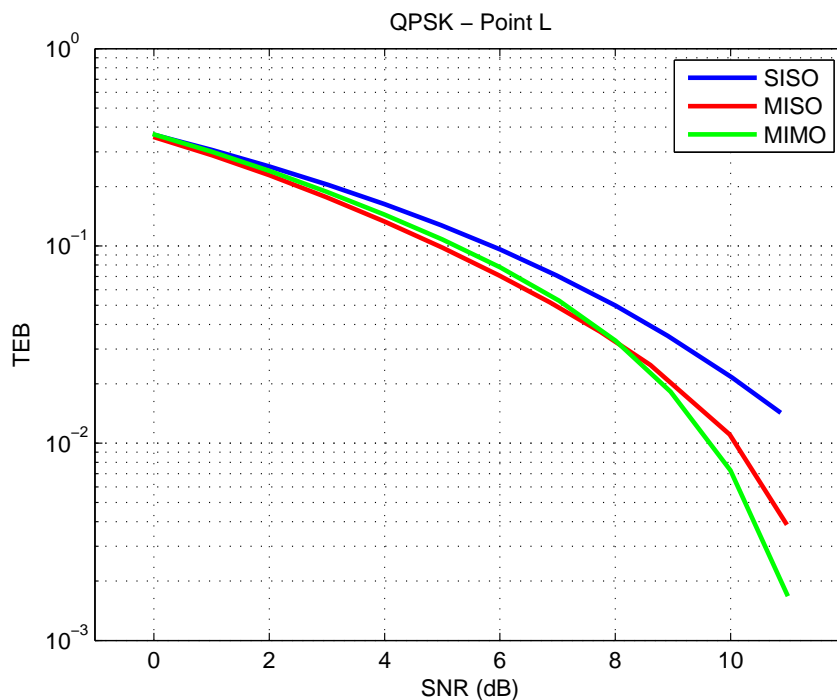


FIGURE 3.59 : Comparaison des performances moyennes au point L

En évaluant le comportement global du système dans ce point, nous retrouvons que les courbes ont les mêmes tendances qu'auparavant. En effet, l'utilisation du MISO ou du MIMO améliore la qualité de la liaison par rapport au SISO. Ce constat est visible sur les niveaux maximums de TEB qui passent de $1,5 \cdot 10^{-2}$ en SISO à $4 \cdot 10^{-3}$ en MISO ou même $1,8 \cdot 10^{-3}$ en MIMO. L'apport entre les performances du système MIMO par rapport au système MISO demeure, quant à lui, très faible. Le constat établi au point J concernant les niveaux faibles de SNR est valable dans ce cas également.

Les résultats de mesures réalisées dans ces deux points attestent encore une fois des problèmes de pénétration des signaux WiMAX à 3,5GHz à l'intérieur des bâtiments. Notons que

ces résultats dépendent aussi de la sensibilité de notre récepteur (-140dBm/Hz). Une seconde solution basée sur l'utilisation de répéteurs, peut être intéressante à mettre en place pour remédier à ce problème. Cette solution fera l'objet du chapitre suivant.

Comme précisé précédemment, le canal établi entre l'émetteur et chaque position du récepteur a été caractérisé. Ces PDP mesurés sont intégrés à la chaîne de simulation dans le but d'évaluer ses performances et les comparer, par la suite, à ceux mesurés.

3.7.4 Comparaison Mesures-Simulations

Dans cette partie, nous présentons les résultats d'une comparaison entre les performances simulées du système WiMAX et celles mesurées en points J et L.

Habituellement, ce type de comparaison permet de déterminer le degré de concordance entre les modèles théoriques et les mesures. Ce qui permet, le cas échéant, d'éviter de longue campagne de tests expérimentaux. Dans ce cas, cette comparaison est légèrement différente dans la mesure où les canaux de propagation utilisés en simulations ne sont pas issus d'un modèle théorique mais des canaux réels mesurés. En effet, les canaux intégrés au simulateur sont ceux mesurés dans les points J et L (cf. figure 3.54).

Le simulateur a été configuré pour refléter au maximum les conditions dans lesquelles les mesures ont été faites. Ainsi, le niveau du bruit est fixé à -140dBm/Hz (la densité spectrale de bruit du banc SYSCAM) et la puissance d'émission varie entre 15dBm et 35dBm. Les gains des antennes émettrices et réceptrices et des amplificateurs ainsi que les atténuations dues aux câbles sont, également, pris en compte.

Dans un premier temps, nous avons simulé les performances de notre système de la même manière qu'en mesure. La comparaison des résultats avec ceux obtenus en mesure, traduira le degré de fiabilité du simulateur à prédire les performances du système WiMAX en environnement réel. Cette simulation est relancé ensuite en activant, cette fois-ci, le bloc de codage de canal. Cette dernière simulation permettra de déterminer si l'utilisation du codage de canal entraînera une amélioration des performances et à quel niveau le cas échéant.

La comparaison des résultats obtenus avec ceux mesurés est illustrée sur les figures 3.60 et 3.61.

Ces courbes traduisent une bonne prise en compte de la réponse du canal radio mesuré. En effet, malgré un léger écart, les courbes relatives, respectivement, à la simulation sans codage

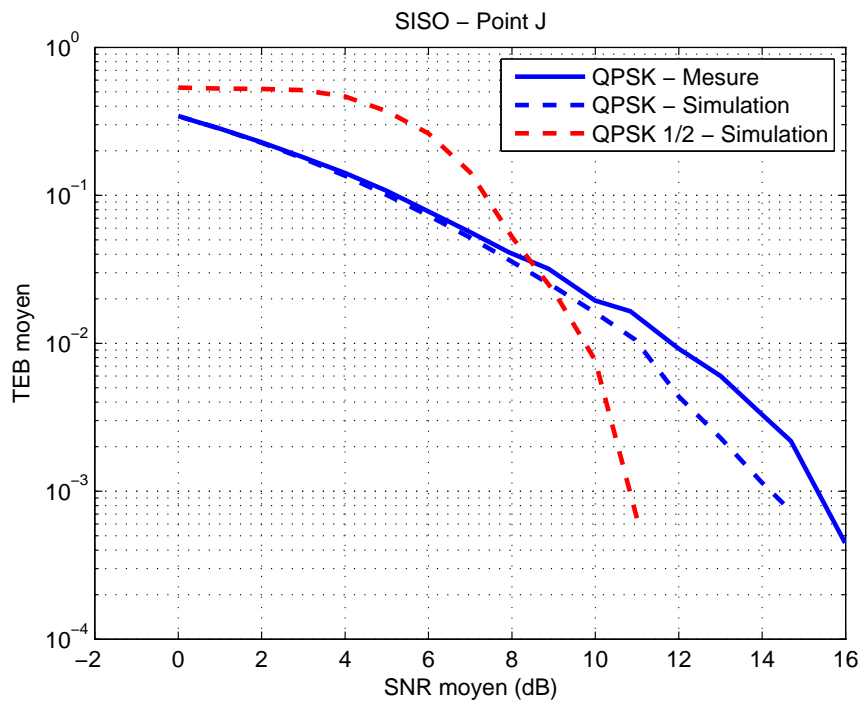


FIGURE 3.60 : Comparaison des performances simulées et mesurées au point J

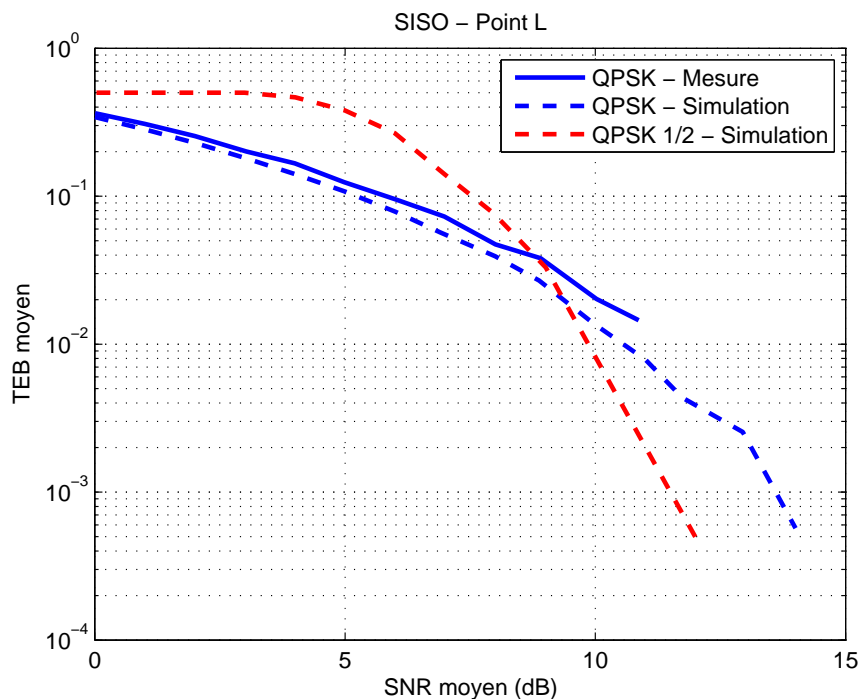


FIGURE 3.61 : Comparaison des performances simulées et mesurées au point L

de canal et à la mesure ont la même tendance. Comme précisé précédemment, cet écart est dû aux pertes d'intégration des blocs numériques sur le banc de mesure. Nous pouvons observer,

en plus, que l'utilisation du codage de canal n'améliore les performances du système qu'à partir d'un certain niveau de SNR. Ces résultats sont donc conformes à la théorie

Le simulateur développé permet donc de caractériser les capacités d'un système WiMAX sans avoir recours à de longues campagnes de mesures en environnement réel.

3.8 Conclusion

L'objectif de cette partie de l'étude était de mettre en place et de caractériser le système WiMAX à 3,5GHz dans un environnement Extérieur vers Intérieur. Cette caractérisation a consisté à évaluer les performances de ce système au même ordre que les limites qu'il présente dans cet environnement.

La première étape a consisté à transposer les blocs numériques composant ce système sur le banc de mesure "SYSCAM". Les premiers tests ont montré qu'il est nécessaire d'intégrer, à la chaîne de réception, des blocs de corrections (synchronisation temporelle et fréquentielle); Leurs rôles étant de corriger les éventuelles perturbations que subit le signal. Cette intégration s'est avérée assez délicate à mettre en place vu la grande sensibilité de l'OFDM à de telles perturbations.

Une fois l'intégration des blocs achevée, nous avons procédé à la validation du système (chaînes d'émission et de réception) avant d'entamer la campagne de tests. Cette étape de l'étude est primordiale car elle permet de vérifier que, du côté de l'émetteur, les trames générées à l'émission sont conformes à la norme WiMAX et que les blocs implémentés, du côté du récepteur, sont capables de reconnaître et de traiter ce type de trames. Les résultats des différents tests montrent que ces conditions sont parfaitement vérifiées.

Ensuite, le système a été caractérisé dans des environnements dits maîtrisés dans le but d'établir des courbes de performances de référence. Les environnements choisis sont la chambre anéchoïque et la chambre réverbérante à brassage de modes dans lesquelles nous avons pu générer, respectivement, un canal AWGN et des canaux multi-trajets statique et isotrope. Les performances du système ont été, par la suite, établies à travers des mesures actives. Les résultats obtenus ont pu illustrer l'intérêt de ce type de mesures dans la CRBM pour comparer les performances de différents systèmes entre eux. Cela a ouvert la voie vers d'autres types de caractérisation possibles comme la comparaison des performances de différents algorithmes de

correction ou même l'évaluation de l'influence du système antenneur sur les performances d'un système réel.

Après cela, le système a été placé en environnement réel (Extérieur vers Intérieur) afin d'établir le comportement de ses performances. Cette caractérisation est faite en respectant les spécifications des cahiers des charges dont nous disposons dans le cadre des projets SYSMART et ORIANA. Dans cet environnement, nous avons placé l'émetteur sur le toit du bâtiment d'ESTER Technopôle et le récepteur à l'intérieur du bâtiment de l'ENSIL. Le but étant de créer des liens en vue directe (LOS) et en vue cachée (NLOS), nous avons déplacé le récepteur autour de trois positions (salles) différentes. Selon la salle choisie, le signal reçu a subi une atténuation de variant entre 93dB et 125dB. Dans un premier temps, nous avons lancé le processus d'évaluation en fixant la puissance d'émission à 23dBm. Ensuite, nous avons fait varier les niveaux de cette puissance dans le but de varier les niveaux du SNR en réception. Les résultats obtenus ont permis de mettre en évidence une très nette dégradation des signaux lors de la pénétration à l'intérieur d'un bâtiment. En effet, les taux d'erreurs obtenus en visibilité directe avec la station de base restent très satisfaisants, alors qu'ils atteignent un seuil critique en condition de non-visibilité directe. On peut noter ici qu'aucun codage correcteur n'a été implémenté, afin de tester les performances brutes du système. L'ajout de ces codes en simulation a permis d'atteindre des niveaux beaucoup plus acceptables. Les configurations MISO et MIMO apportent une légère amélioration sur la capacité du système par rapport au cas SISO. Cependant, ce gain reste peu significatif, étant donné les faibles niveaux de SNR dans les environnements NLOS testés.

La pénétration du signal WiMAX à 3,5GHz à l'intérieur des bâtiments passe donc par une augmentation de la puissance d'émission au niveau de la station de base, ou par l'utilisation de répéteurs. L'étude de la pertinence de ces deux techniques fait l'objet du chapitre suivant. Ainsi, nous procéderons à leur mise en place dans le simulateur développé dans le but d'évaluer leur éventuel apport en termes d'amélioration des performances.

INTÉGRATION D'UNE TECHNIQUE DE RELAYAGE AU SYSTÈME WIMAX

Sommaire

4.1	Introduction	144
4.2	État de l'art sur les solutions à base de relais	144
4.2.1	Les types de relais	146
4.2.1.1	Les relais transparents	146
4.2.1.2	Les relais "intelligents"	150
4.3	Mise en place des simulations	152
4.4	Simulation des performances sans relais	157
4.4.1	Simulation du système SISO	157
4.4.2	Simulation du système MIMO	159
4.5	Simulations des performances avec relais	160
4.5.1	Relais placé sur la terrasse 1	162
4.5.2	Relais placé sur la terrasse 2	164
4.5.3	Comparaison des performances	167
4.6	Conclusion	168

4.1 Introduction

La caractérisation expérimentale du système WiMAX étudié a permis d'identifier les limitations de ce dernier dans un environnement Extérieur vers Intérieur. En effet, la mauvaise pénétration des signaux à 3,5GHz à l'intérieur des bâtiments a permis de mettre en évidence la dégradation rapide des performances de ce système en passant d'une liaison LOS à une autre NLOS.

Le but de l'étude menée dans le cadre du projet ORIANA est de remédier, entre autres, à ce problème en utilisant des solutions à base de relais. Ces relais, utilisant des techniques de diversité coopératives, permettent aux systèmes de partager leurs ressources en créant un système multi-antennaires virtuel distribué.

Dans ce chapitre, nous nous intéresserons à la première phase de cette étude qui consiste à étendre la couverture du système WiMAX étudié en environnement Extérieur/Intérieur par l'intégration d'un relais à amplification directe. Cette phase est réalisée en simulation et servira à préparer la phase expérimentale prévue en octobre 2009. Ce relais sera modélisé et intégré, par la suite, au système WiMAX décrit dans les chapitres précédents. La nouvelle structure du système regroupe, ainsi, un émetteur (S pour source), un relais (R) et un récepteur (D pour destination). Pour pouvoir simuler les performances de cette nouvelle structure, la connaissance des caractéristiques des liaisons¹ établis entre ces trois dispositifs est indispensable. Nous nous servons, donc, des réponses impulsionnelles mesurées sur la liaison ($S \rightarrow D$) (cf. chapitre 3) pour paramétrer un modèle générique permettant la génération de ces canaux. Les performances obtenues seront comparées avec le système WiMAX sans relais en configuration SISO et MIMO.

Avant de présenter les détails de cette étude ainsi que les résultats obtenus, il convient de dresser un état de l'art sur les solutions existantes à base de relais. Cela permettra de situer le type de relais choisi parmi toutes les solutions existantes.

4.2 État de l'art sur les solutions à base de relais

C'est en 1947, qu'a été implémentée la première transmission par relais entre New-York et Boston. Le lien était constitué de sept relais connectés entre les deux villes séparées de plus de 200 miles. Une communication directe entre les deux sites ne pouvait être envisageable compte

1. Nous entendons par "les liaisons" les canaux ($S \rightarrow R$), ($S \rightarrow D$) et ($R \rightarrow D$)

tenu du relief et des obstacles naturels. En 1951, le premier lien intercontinental entre les côtes Est et Ouest des Etats-Unis fut mis en place. Depuis ces dispositifs pionniers, les relais sont devenus indispensables dans les communications sur longues distances. Au début des années 70, l'avènement des télécommunications par satellites encouragent les études concernant les transmissions à base de relais.

Les relais, passifs ou actifs, sont utilisés aujourd'hui dans les systèmes sans fils 2G et 3G pour étendre les zones de couvertures tant en Extérieur (zones rurales ou à fort relief) qu'en Intérieur (tunnels, immeubles) (cf. figure 4.1). Moins onéreux et plus faciles à mettre en place qu'une BTS, leur utilisation permet aussi de diminuer de la puissance émise.

Récemment, il a été montré que les stratégies coopératives sont une solution pour accroître les capacités et étendre la couverture des systèmes tout en minimisant la consommation d'énergie. Dans ce contexte, le concept de relais ne se limite plus à la simple retransmission mais exploite au mieux la diversité des canaux de propagation. Au voisinage du destinataire, ces relais agissent comme un réseau virtuel d'antennes.

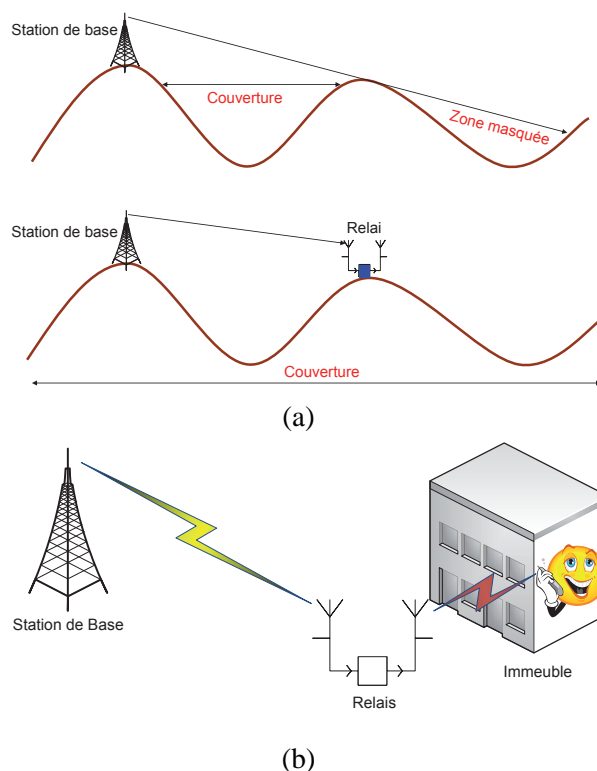


FIGURE 4.1 : Exemple d'utilisation des relais classiques

4.2.1 Les types de relais

Nous allons distinguer deux grandes catégories de relais ou stratégie de transmission. La première rassemble les relais dits “transparents” (“non régénératifs”) et la seconde les relais dits “intelligents” (“régénératifs”). Dans le premier cas, le signal reçu de la station de base est retransmis sans modification de sa forme d’onde. Le traitement du signal est uniquement un traitement Radio-Fréquence (RF). Deux types de relais sont à distinguer suivant que le signal est amplifié ou non (relais passif). Dans le cas de la transmission “régénérative”, le traitement se situe à la fois au niveau RF et Bande de Base (BB). Les informations numériques sont exploitées pour régénérer le signal, le transposer en temps et en fréquences voire même le transmettre sur un autre standard. Ce type de relais est donc plus complexe à implémenter.

4.2.1.1 Les relais transparents

Considérons une station source, A, un relais R et une station destinataire B (cf. figure 4.2). Pour que la transmission entre A et B soit significative deux conditions doivent être respectées. D’une part, les antennes réceptrices Rx (relais et station B) doivent être situées, en vue directe (LOS) avec les antennes émettrices Tx (station A et relais).

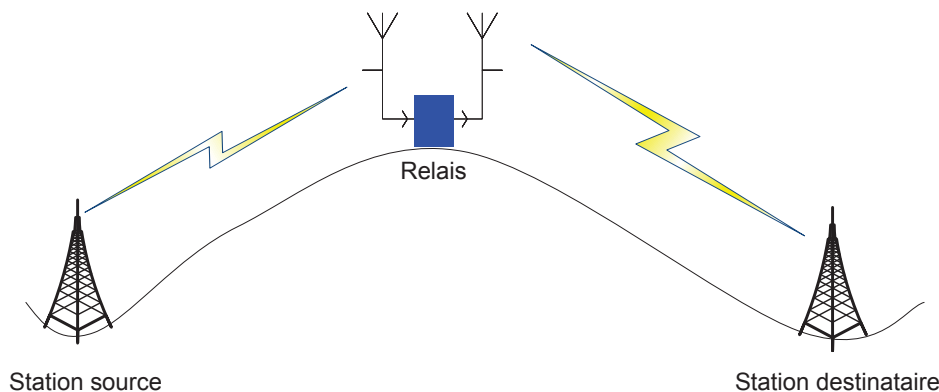


FIGURE 4.2 : Illustration d’une transmission utilisant un répéteur R entre deux stations de base BS A et BS B hors ligne de vue

D’autre part, le relais doit posséder un gain minimum. La figure 4.3 illustre le cas d’une propagation Extérieur/Intérieur. Lors du franchissement du bâtiment, le niveau du signal RF chute brusquement. Le gain du répéteur doit non seulement compenser ces pertes mais aussi être suffisamment important pour transmettre le signal régénéré dans un rayon satisfaisant. Or il est montré que proche de l’antenne, le signal décroît très rapidement [72]. Ce seuil de gain est

généralement de 40dB. Cette valeur est calculée à partir des bilans de liaisons s'appuyant sur les lois d'affaiblissement établies par Okumura et al [72,73]. Des campagnes de mesures effectuées par un ensemble de fabricants de répéteurs dont ETSA viennent confirmer cette donnée. Ainsi, en dessous de 40dB de gain, la portée du répéteur n'est que de quelques mètres.

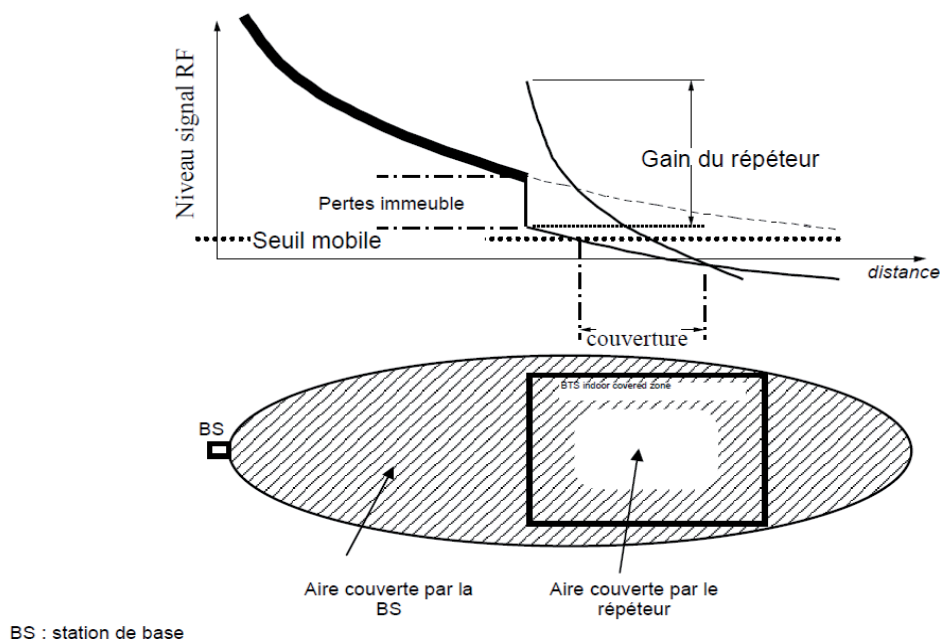


FIGURE 4.3 : Exemple de transmission Extérieur/Intérieur assurée par un répéteur

4.2.1.1.1 Le relais passif

Ces relais sont dépourvus d'électronique. Ils sont simplement constitués de deux antennes connectées entre elles via un câble (cf. figure 4.4). Ce type de relais "amplifie" le signal à retransmettre en exploitant le gain des antennes. L'amplification est proportionnelle au produit des gains des antennes Tx et Rx pondéré par les pertes du câble de liaison.

Malgré sa simplicité attrayante, cette solution est difficilement envisageable. En effet, le gain d'antenne n'est souvent pas suffisant pour obtenir une retransmission efficace du signal, dans la mesure où l'on troque le gain d'antenne par une émission en champ proche qui décroît très vite en fonction de la distance. Le résultat est une efficacité sur une distance de quelques mètres. De plus, un gain fort d'antenne est toujours obtenu au prix d'un encombrement physique important de ces dernières. Notons que ce type de transmission est considéré comme ne mettant en jeu qu'une seule liaison et donc ne nécessite qu'une seule licence².

2. Nous entendons par licence le prix à payer en fonction des fréquences utilisées. La réutilisation d'une même fréquence n'entraîne donc pas de taxes car l'occupation spectrale est identique

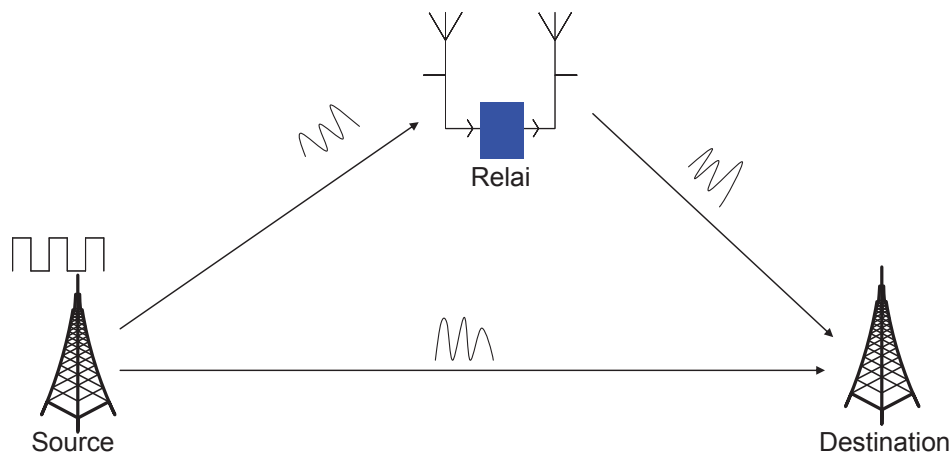


FIGURE 4.4 : Exemple d'utilisation d'un relai passif dans un réseau

4.2.1.1.2 La stratégie par relais à "Amplification Directe (AD)"

Nous rappelons que le relai reçoit et réémet la même forme d'onde du signal reçu de la source tout en l'amplifiant.

En transmission FDD, les relais (répéteurs) *classiques* se divisent en trois classes : le relai "sélecteur de canaux", le relai "sélecteur de bande" et le relai "large bande".

- Le relai sélecteur de canaux possède un gain important (entre 60 et 90dB) et une puissance de sortie de l'ordre du Watt. De plus, il nécessite un filtrage très sélectif ce qui entraîne une forte valeur du temps de groupe (de l'ordre de 10 à 50ms). Adaptée à des conditions opérationnelles difficiles, cette classe de répéteurs est la plus onéreuse. On distingue deux types de systèmes sélectifs : le système isofréquence (un répéteur unique - figure 4.5) et le système à changement de fréquence (deux répéteurs - figure 4.6). L'utilisation d'un système isofréquence présente deux inconvénients. D'une part, étant donné les forts gains mis en jeu, il peut s'avérer difficile de découpler les aériens.

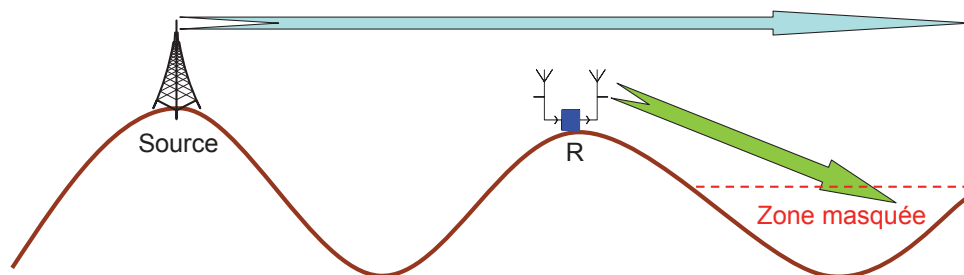


FIGURE 4.5 : Transmission iso-fréquence dans le cas d'une couverture sélective

En cas de découplage insuffisant, le système devient instable (risque d'oscillations). Ce type de retransmission est ainsi plutôt destiné aux "liaisons tunnels" où les gains exigés sont relativement faibles. D'autre part, la configuration du système peut engendrer des interférences destructives entre le signal émis de la station de base BS et celui émis par le relais R.

Dans un système à changement de fréquences, un second répéteur R_2 est installé dans la zone masquée en ligne de vue avec le premier. Dans un premier temps, R_1 transpose le signal reçu de la station de base BS sur une autre plage de fréquences. Puis, il réémet l'information ainsi traitée vers R_2 . Celui-ci retranspose alors le signal afin de le réémettre dans la bande initiale (bande de la station de base). Cette technique de relais apporte plusieurs avantages. L'émission et la réception se faisant sur des bandes de fréquences distinctes, les problèmes d'instabilité et d'interférences rencontrés dans le cas de la transmission isofréquence sont évités. De plus, ce système permet de diminuer les puissances mises en jeu. Les liaisons sont plus courtes et en ligne directe et le rapport signal à bruit est amélioré. En contrepartie, cette stratégie est plus onéreuse car elle exige un front end RF plus complexe à concevoir.

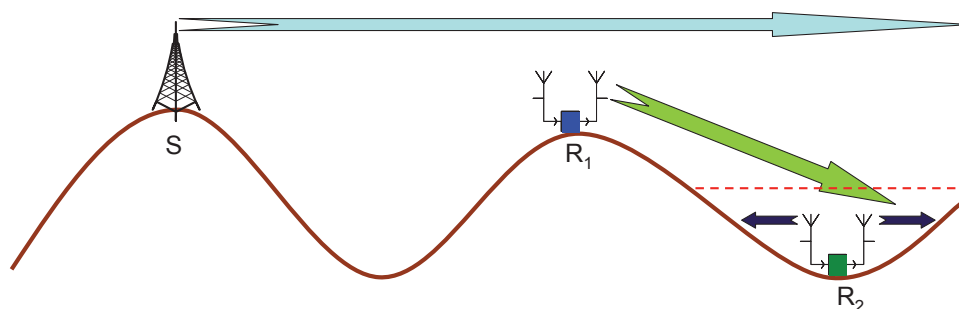


FIGURE 4.6 : Transmission de transposition en fréquence dans le cas d'une couverture sélective

- Le gain du sélecteur de bande est compris entre 40 et 60dB et sa puissance de sortie est de l'ordre de la centaine de milliwatts. Son temps de groupe, évidemment moins élevé que le précédent est de l'ordre de la microseconde.
- Enfin, le troisième type de répéteur, dit large bande, possède un gain variable de 40 à 60dB, un temps de groupe de l'ordre de la centaine de nanosecondes et une puissance de sortie autour de quelques dizaines de milliwatt. C'est aussi le moins onéreux des répéteurs.

Précisons que les répéteurs “sélecteur de bande” et “large bande” sont plutôt utilisés dans le cadre de couvertures indoor.

En mode TDD, les systèmes sont peu développés car difficiles à concevoir. La nécessité de synchroniser la station de base et le relais en fait une classe à part entière de relais “intelligents”. Les relais basés sur ce mode de fonctionnement ont été retenus pour être développés dans le cadre du projet ORIANA.

En général, les solutions AD sont les solutions les moins coûteuses et les moins complexes à mettre en œuvre. Sans traitement en bande de base, de tel relais ont aussi l'avantage de traiter le signal à moindre “coût temporel”. Cependant, dans certains cas, ce type de transmission est peu robuste. En effet, d'une part les erreurs de transmission n'y sont ni détectées ni corrigées et d'autre part le bruit est amplifié au même titre que le signal utile.

4.2.1.2 Les relais “intelligents”

Dans le cas de la transmission régénérative, les informations numériques et les formes d'onde sont modifiées (cf. figure 4.7).

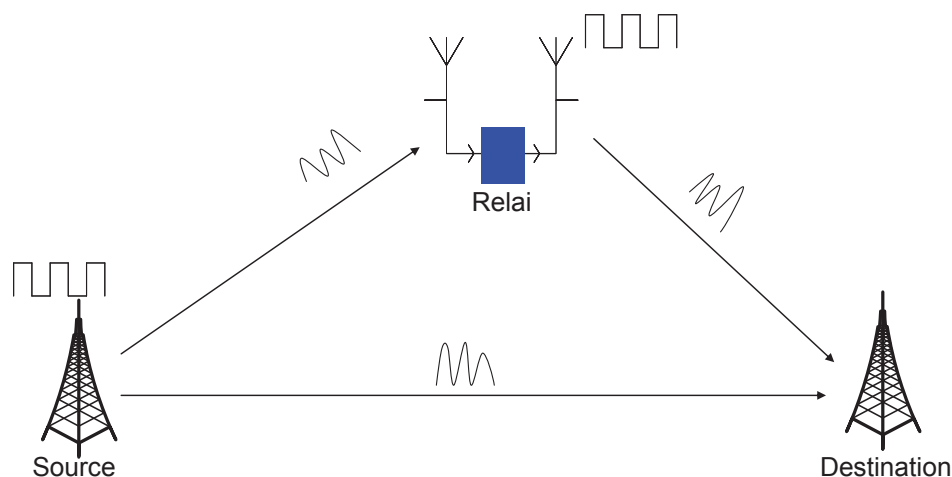


FIGURE 4.7 : Exemple d'utilisation d'un relais intelligent dans un réseau

Le type de relais associé met en jeu des opérations plus complexes au niveau du traitement du signal. Parmi les plus étudiés, nous pouvons citer :

- Le “Amplify and Forward (AF)”, assure une amplification directe associée à un contrôle de la réception et de la retransmission du signal [74, 75]. Cela permet de mettre en place un système multi-antennaires virtuel. Le principe de fonctionnement est résumé sur le tableau 4.1. s_1 et s_2 représentent les symboles émis.

Temps symbole \ Technique	MIMO	SIMO	MISO
T_1	$S \xrightarrow{s_1} D, S \xrightarrow{s_1} R$	$S \xrightarrow{s_1} D, S \xrightarrow{s_1} R$	$S \xrightarrow{s_1} R$
T_2	$S \xrightarrow{s_2} D, R \xrightarrow{s_1} D$	$R \xrightarrow{s_1} D$	$S \xrightarrow{s_1} D, R \xrightarrow{s_1} D$

TABLE 4.1 : Protocole de transmission AF

- Le “Compress and Forward (CF)”, qui quantifie le signal, sans décodage, avant retransmission [76]
- Le “Decode and Forward (DF)”, décode puis ré-encode le signal à transmettre [75, 76].

Des combinaisons de ces classes de relais sont possibles telle que le “Decode Amplify and Forward” (DAF) [77] ou encore la combinaison CF & DF présentée par Cover et al. [76].

Dans le cadre du projet ORIANA, deux types de relais sont utilisés : AD et AF. Ces relais sont utilisés en mode TDD. La Figure 4.8 présente un synoptique simplifié et général d'un relais.

Chaque voie (montante, UL et descendante, DL) est composée de trois entités ou blocs : un bloc “réception”, un bloc “traitement” et enfin un bloc “émission”.

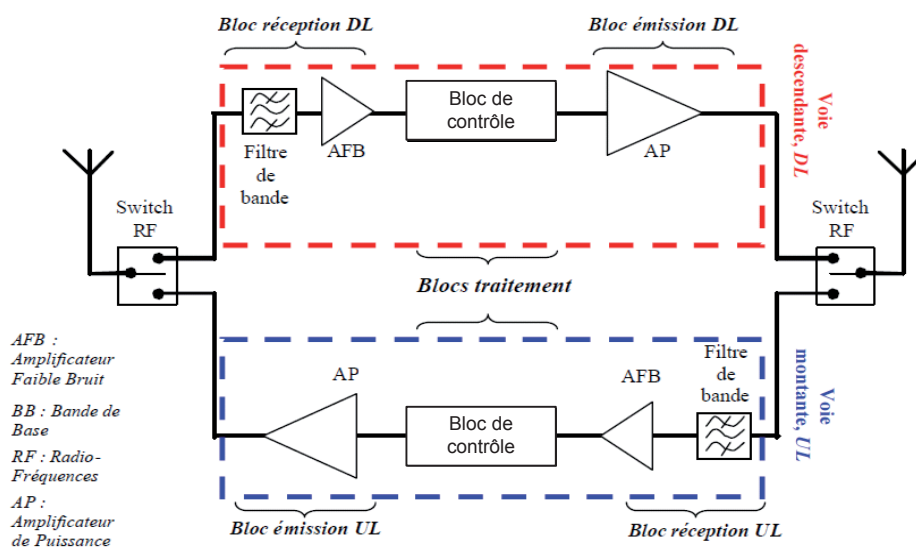


FIGURE 4.8 : Schéma simplifié du relais développé dans le cadre d'ORIANA

L'antenne de réception (antenne de diffusion ou donneuse suivant le lien considéré) est immédiatement suivie du bloc dit “réception”. Le premier étage de celui-ci est un filtre passe-bande que nous appelons filtre de bande ou présélecteur. Sa fonction est de sélectionner la bande du standard considéré ou au sein d'un standard, le canal ou la bande alloué à un opérateur. Le signal reçu est ensuite amplifié par le second étage composé d'un ou plusieurs Amplificateurs

Faible Bruit (AFB) ou “Low Noise Amplifier” (LNA). Celui-ci détermine la sensibilité³ du relais. A la suite, se trouve le bloc “contrôle” qui permet de basculer entre le mode réception et retransmission du signal. Cette fonction est réalisée en transposant le signal en fréquence intermédiaire (IF)⁴. Il assure, ainsi, le contrôle voulu dans le cas d’un relais de type AF. Dans le cas d’un relais de type AD, ce bloc est inexistant.

En sortie du bloc contrôle, le signal traité est à nouveau amplifié par l’Amplificateur de Puissance (AP) du bloc “émission” avant d’être ré-aiguillé vers l’antenne d’émission.

Dans ce chapitre, nous nous intéresserons à la solution par relais AD. Le processus de mise en place des simulations du système WiMAX avec relais sera détaillé. Les performances obtenues permettront d’évaluer l’impact de ce dispositif sur les performances du système WiMAX initialement étudié (sans relais).

4.3 Mise en place des simulations

Cette partie de l’étude vise à mettre en place une solution à base de relais pour étendre la couverture du système WiMAX, précédemment caractérisé. A ce stade de l’étude, le relais permettra uniquement d’amplifier le signal qu’il reçoit sans le traiter (Amplification Directe (AD)).

La mise en place de cette nouvelle structure du système dans un environnement Extérieur/Intérieur sera réalisée à l’aide de Matlab. Notons que l’environnement choisi est le même que celui considéré dans le chapitre 3. Les performances de ce système seront, ensuite, simulées et comparées à celles établies dans le cas sans relais. Ce processus permettra de quantifier l’apport du relais en termes de performances.

Les spécifications du relais, réalisé par ETSA, peuvent être observées sur le tableau 4.2. Les chiffres mis en rouge représentent les principales caractéristiques utiles pour les simulations.

Pour pouvoir mener à bien ces simulations, il était indispensable de connaître les caractéristiques des canaux établis entre :

- La Source S et la Destination D ($S \rightarrow D$)

3. La sensibilité peut être définie comme le plus faible signal capable d’être traité par le relais. Cette mesure se fait toujours par rapport au bruit “ambient”.

4. Ce traitement est réalisé par ETSA et CEA-LETI

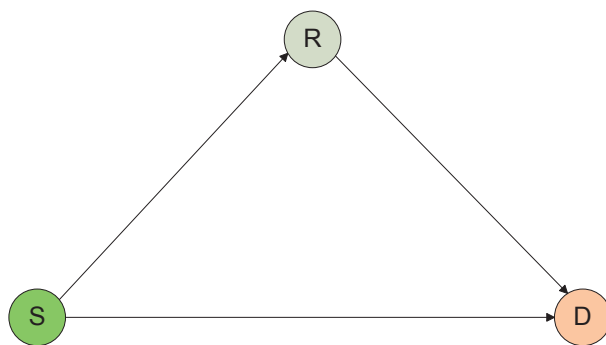


FIGURE 4.9 : Schéma simplifié du système étudié

Spécifications électriques					
<i>Paramètres</i>	<i>conditions</i>	<i>Min</i>	<i>Typ</i>	<i>Max</i>	<i>Unité</i>
Fréquences de travail		3,4		3,6	GHz
Largeur de bande			7		MHz
Gain		50		85	dB
Platitude			$\pm 1,5$		dB
Facteur de bruit		4		6	dB
Puissance d'entrée		-90		-50	dBm
Point de compression	en centre de bande		31		dBm
Puissance de sortie			24		dBm
Alimentation			12 V		
Consommation	12 V		24		W

TABLE 4.2 : Les spécification du relais utilisé

- La Source S et le Relais R ($S \rightarrow R$)
- La Relais R et la Destination D ($R \rightarrow D$)

La liaison $S \rightarrow D$ est connue à partir des mesures détaillées dans le chapitre précédent et dans [78]. Cependant le sondage des liaisons $S \rightarrow R$ et $R \rightarrow D$ n'a pas pu être réalisés. Pour remédier à ce problème, nous les générons à partir d'un modèle générique nommé WINNER (*Wireless World Initiative New Radio*) [79–82]. Ce modèle est le fruit d'un projet IST regroupant 42 partenaires appartenant aux milieux académiques et industriels [83]. Il permet de générer des canaux modélisant des liaisons sans fils locales, métropolitaines et étendues. Les scénarii développés modélisent un grand nombre d'environnements tels que intérieur, intérieur vers extérieur, urbain micro cellules, extérieur vers intérieur, ... L'ensemble de ces scénarii est listé sur le tableau 4.3.

Ces scénarii décrivent un modèle de "PathLoss" relatif à chaque environnement en plus des modèles relatifs aux étalements temporels des trajets reçus. Les modèles canaux générés sont indépendants des antennes utilisées. Autrement dit, différentes configurations antennaires (géo-

Scénarii	Définition	LOS/ NLOS	Mobilité (km/h)	CG	Note
A1 Intérieur	Petits bureaux/logement	LOS/NLOS	0-5	LA	
A2	Intérieur vers extérieur	NLOS	0-5	LA	Access point à l'intérieur, terminal à l'extérieur Environnement extérieur urbain
B1 Hotspot	Microcellule urbaine typique	LOS/ NLOS	0-70	LA MA	Plage de distances typique. La plage réelle dépend de la fréquence et des longueurs d'antennes.
B2	Microcellule urbaine	LOS/NLOS	0-70	MA	Identique à B1 + longs retards
B3 Hotspot	Grand hall intérieur	LOS	0-5	LA	
B4	Extérieur vers intérieur -Extérieur typiquement urbain -A1 intérieur	NLOS	0-5	MA	B1 ou C2 jusqu'au mur/fenêtre
B5a Hotspot Métropole	Liaison stationnaire LOS, toit vers toit	LOS	0	MA	Même modèle de canal pour un hotspot ou la métropole
B5b Hotspot Métropole	Liaison stationnaire LOS, niveau rue vers niveau rue	LOS	0	MA	Plage de distances typique. La plage réelle dépend de la fréquence et des longueurs d'antennes.
B5c Hotspot Métropole	Liaison stationnaire LOS, sous le toit vers niveau rue	LOS	0	MA	Plage de distances typique. La plage réelle dépend de la fréquence et des longueurs d'antennes.
B5d Hotspot Métropole	Liaison stationnaire NLOS, au dessus du toit vers niveau rue	NLOS	0	MA	C2 étendu
B5f	Liaison BS -> RS fixe. Approximativement niveau toit vers niveau toit	LOS/ OLOS/ NLOS	0	WA	Canal désiré : LOS ou OLOS Interférant : LOS/(OLOS)/NLOS RS fixe ->MS : B1*
C1 Métropole	Suburbain	LOS/NLOS	0-120	WA	
C2 Métropole	Macro cellule urbaine typique	NLOS	0-120	MA WA	
C3	Macro cellule urbaine	LOS/NLOS	0-70	-	Identique à C2 + longs retards
D1 Rural	Macro cellule rurale	LOS/NLOS	0-200	WA	
D2	a) réseaux en mouvement : BS-RS mobile, rural	LOS	0-350	WA	Très grande variabilité de Doppler
	b) réseaux en mouvement : RS mobile-MS, rural	LOS/ OLOS/ NLOS	0-5	LA	

CG : Concept Group

LA : Local Area

MA : Metropolitan Area

WA : Wide Area

TABLE 4.3 : Scénarii proposés par WINNER

métries des réseaux d'antennes ainsi que les éléments les constituant) peuvent être utilisées. Ces modèles sont compatibles avec tous les systèmes de communication numériques travaillant entre 2GHz et 6GHz sur une bande de fréquence allant jusqu'à 100MHz. De plus, ils peuvent être conçus aussi bien pour des configurations mono-antennaires, multi-antennaires ou même multi-utilisateurs. Les paramètres des canaux sont déterminés de manière stochastique. De plus, ils sont extraits des distributions statistiques obtenues à partir de plusieurs campagnes de mesures en environnements réels.

Pour pouvoir générer les canaux $S \rightarrow R$ et $R \rightarrow D$, le modèle WINNER est paramétré en se basant sur les caractéristiques de la liaison $S \rightarrow D$. Pour cela, nous procéderons de la façon suivante :

1. Nous paramétrons WINNER de telle façon à générer des canaux modélisant la liaison $S \rightarrow D$. Ce paramétrage consiste à définir le scénario considéré (cf. tableau 4.3), le type de liaison (LOS/NLOS), la distance entre l'émetteur et le récepteur et d'autres paramètres caractéristiques de la liaison⁵.
2. Les canaux générés sont comparés à ceux mesurés entre ESTER et l'ENSIL en termes d'atténuation moyenne ainsi que de l'étalement temporel des trajets.
3. Si les résultats concordent, le scénario WINNER choisi est, dans ce cas, valide. Autrement dit, ce scénario est celui qui modélise le mieux l'environnement auquel nous nous intéressons. Sinon, un nouveau paramétrage est effectué.
4. Les liaisons $S \rightarrow R$ et $R \rightarrow D$ sont générées à partir du paramétrage fonctionnel.

Le diagramme de flux observé dans la figure 4.10 résume le processus de génération de ces canaux.

Pour générer le canal $S \rightarrow R$, nous avons opté pour le scénario **B5a** qui modélise une liaison stationnaire LOS, toit vers toit.

Pour générer le canal $R \rightarrow D$, nous avons commencé par spécifier un scénario de type **B4** modélisant une liaison Extérieur vers Intérieur en NLOS dans un environnement urbain micro-cellule. Ce modèle s'est avéré incompatible car les canaux générés ne correspondaient pas à ceux mesurés. En montrant une meilleure compatibilité avec le contexte des mesures, le scénario **B1** a été retenu. Ce scénario modélise une liaison Extérieur vers Intérieur en LOS et NLOS dans un environnement urbain micro-cellule.

5. L'ensemble des paramètres à définir peut être consulté dans [84]

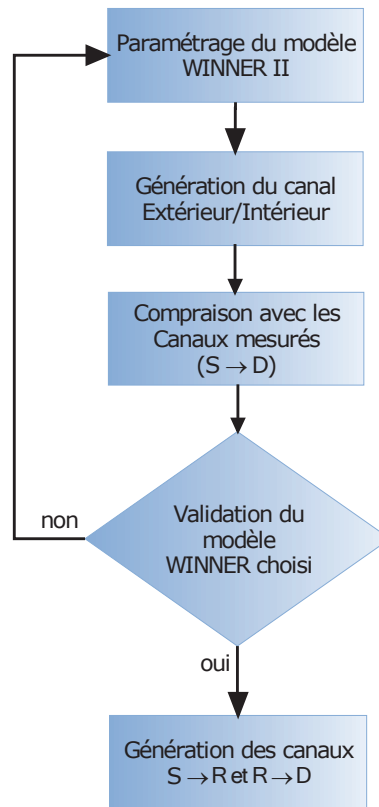


FIGURE 4.10 : *Processus de génération de canaux à partir du modèle WINNER II*

La figure 4.11 présente le schéma des trois liaisons avec les scénarii correspondants.

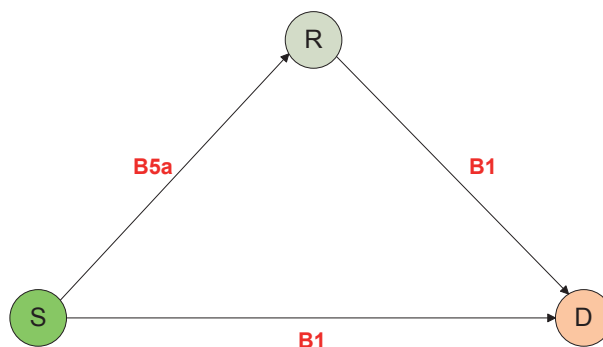


FIGURE 4.11 : *Schéma simplifié du système étudié avec les scénarii choisis*

Dans la suite, le canal généré est intégré dans le simulateur dans le but d'évaluer les performances du système WiMAX et les comparer à celles établies en mesures.

4.4 Simulation des performances sans relais

A chaque paramétrage du modèle WINNER, le canal ($S \rightarrow D$) était généré et intégré au simulateur WiMAX décrit au chapitre 2. Une bonne concordance entre les résultats des simulations (les niveaux de SNR et de TEB) et les performances obtenues en utilisant les canaux mesurés permettra de valider, une fois de plus, le scénario choisi.

La figure 4.12 rappelle la disposition des salles dans lesquelles la caractérisation du système WiMAX sans relais a été effectuée (cf. chapitre 3).

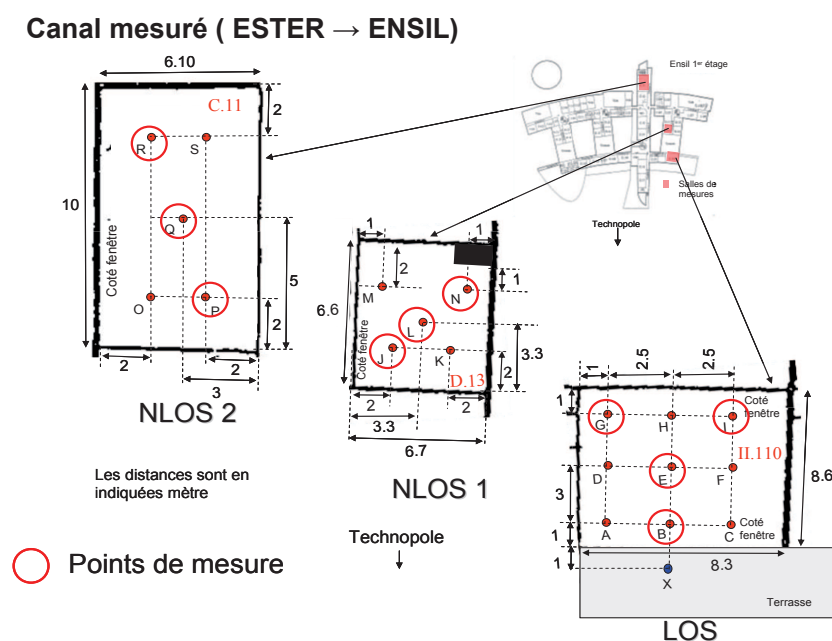


FIGURE 4.12 : Disposition des points de mesures à l'ENSIL

Le tableau 4.4 regroupe les principales hypothèses considérées pour mener à bien ces simulations.

4.4.1 Simulation du système SISO

La première étape de ces simulations consiste à évaluer les performances du système WiMAX en configuration SISO. Le canal SISO est généré avec WINNER.

Les performances observées sur la figure 4.13 ont été obtenues. Nous remarquons que les niveaux de SNR et TEB correspondent très bien à ceux établis dans le cas des canaux mesurés. Cela permet donc de valider, une fois de plus, le scénario WINNER choisi.

Station de Base (source)	
Pe	-25dBm
Gain antenne Tx	16dB
Perte câble	3dB
Gain ampli	35dB
Puissance total Tx	23dBm
Destination	
Gain antenne Rx	0.5dB
Gain ampli	30dB
Densité spectrale de bruit	-140dBm/Hz
Synchronisation	Parfaite

TABLE 4.4 : Paramètres considérés pour les simulation du système sans relais

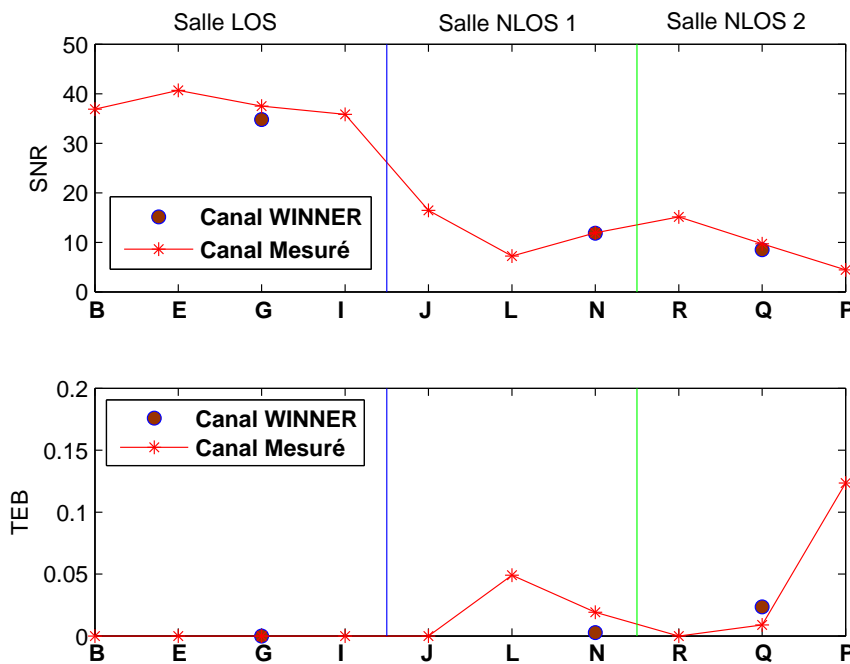


FIGURE 4.13 : Comparaison des performances simulées en utilisant les canaux WINNER et les canaux mesurés

Les réponses impulsionnelles ayant permis de valider ce modèle WINNER sont présentées en annexe C au même ordre que les réponses des canaux mesurés préalablement. Rappelons que les canaux mesurés ont été sondés en chaque point de mesures (cf. figure 4.12). Quant aux canaux générés avec WINNER, ils correspondent à un comportement moyen des trajets reçus dans chaque salle.

4.4.2 Simulation du système MIMO

A ce stade de l'étude, le modèle WINNER est correctement paramétré pour pouvoir générer des canaux modélisant l'environnement Extérieur/Intérieur considéré. Des canaux MIMO sont donc générés à partir de ce modèle dans le but de comparer, par la suite, les performances du système MIMO correspondant au cas SISO et en utilisant un relais AD.

Les réponses impulsionnelles des canaux MIMO générés peuvent être observées en annexe C. Ces réponses ont été, ensuite, intégrées au simulateur pour évaluer les performances du système et les comparer, dans un premier temps, au cas SISO. Ces performances sont observés sur la figure 4.14.

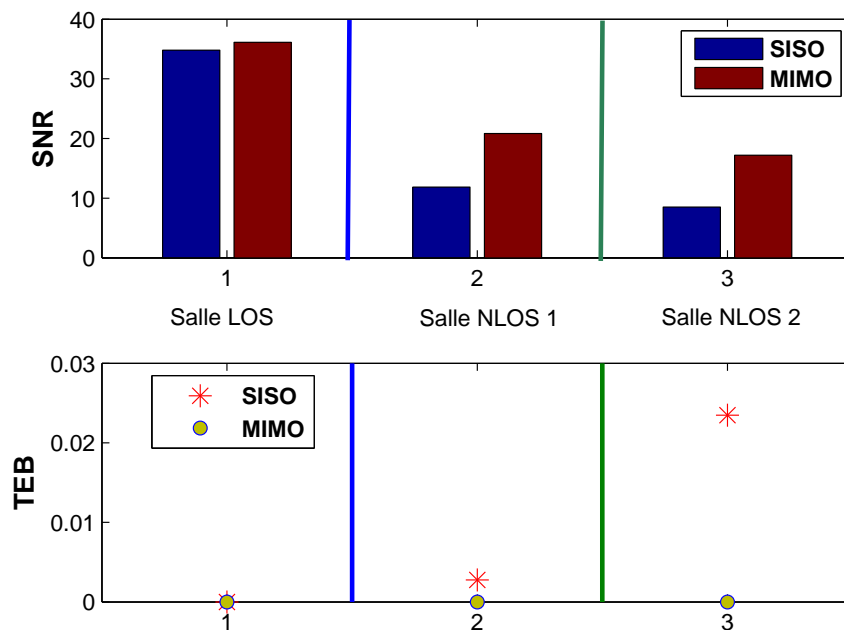


FIGURE 4.14 : Comparaison des performances des systèmes SISO et MIMO utilisant des canaux WINNER

Les résultats obtenus affichent une nette amélioration des niveaux de SNR en utilisant le MIMO dans les salles NLOS. Cette amélioration est très peu significative dans la salle LOS étant donné que le niveau de SNR était déjà très important dans le cas SISO. Ces évolutions de SNR se répercutent sur les niveaux de TEB mesurés. En effet, d'après ces graphiques, le TEB est de plus en plus important lorsqu'on se déplace de la salle LOS à la salle NLOS 2.

Rappelons que cette comparaison est réalisée pour une puissance fixe d'émission (23dBm). Les résultats des simulations en SISO et MIMO effectuées en variant la puissance d'émission seront présentés et comparés au cas avec relais à la fin de ce chapitre.

La validation du modèle WINNER paramétré permet de passer à l'étape suivante de l'étude. Elle consistera à évaluer l'apport du relais par rapport à un système classique en SISO et en MIMO sans relais.

4.5 Simulations des performances avec relais

Maintenant que le modèle WINNER utilisé est correctement paramétré, les trois canaux modélisant les liaisons entre la source, le relais et la destination peuvent être générés.

Ces simulations ont pour but de quantifier l'apport du relais par rapport au système WiMAX en configurations SISO et MIMO. Pour cela, le système complet (source, relai et destination) est modélisé à l'aide de Matlab dans l'environnement Extérieur vers Intérieur entre le bâtiment d'ESTER Technopôle et l'ENSIL. La source ainsi que la destination sont placés, respectivement, sur le toit d'ESTER et dans une des trois salles de l'ENSIL. Dans cet environnement, l'emplacement du relais sera choisi parmi deux terrasses potentiellement intéressantes. L'emplacement pour lequel l'apport du relais est optimal sera retenu pour la phase expérimentale prévue en octobre 2009. La figure 4.15 illustre les emplacements possibles du relais dans l'ENSIL.

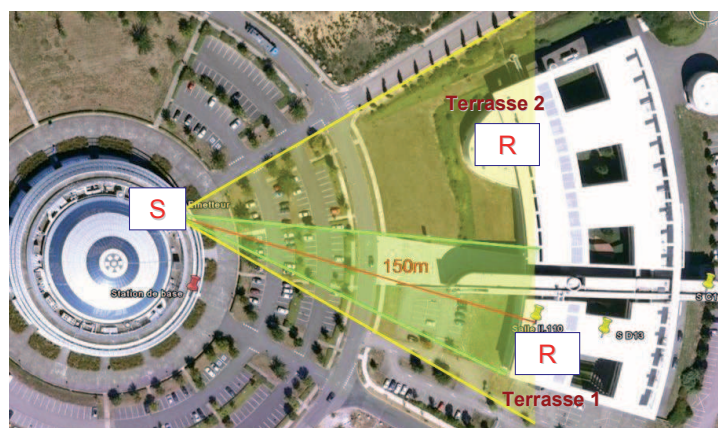


FIGURE 4.15 : Les emplacements possibles du relais à l'ENSIL

Lors de ces simulations, les performances du système seront évaluées en termes de SNR et de TEB relevés à la réception. Ces évaluations se feront en variant les niveaux de la puissance

Source	Pe Gain antenne Tx Perte câble Gain ampli Puissance total Tx	-31dBm → -17dBm 16dB 3dB 35dB 17dBm → 31dBm
Relais	Pe Gain antenne Rx Gain antenne Tx Facteur de bruit Gain	3dBm → 37dBm 18dB 8dB 4dB 50dB → 85dB
Destination	Gain antenne Rx Gain ampli Facteur de bruit Synchronisation	0,5dB 30dB -140dBm/Hz Parfaite

TABLE 4.5 : Paramètres considérés pour les simulation du système avec relais

de la source et du gain d'amplification du relais. Cela permettra de déterminer, selon les cas, si il vaut mieux utiliser un relais pour étendre la couverture et garantir un bon SNR et un bon TEB plutôt que d'augmenter le niveau de la puissance de la source.

Les hypothèses fixées durant ces simulations ainsi que le schéma du système considéré sont présentés, respectivement, sur le tableau 4.5 et la figure 4.16.

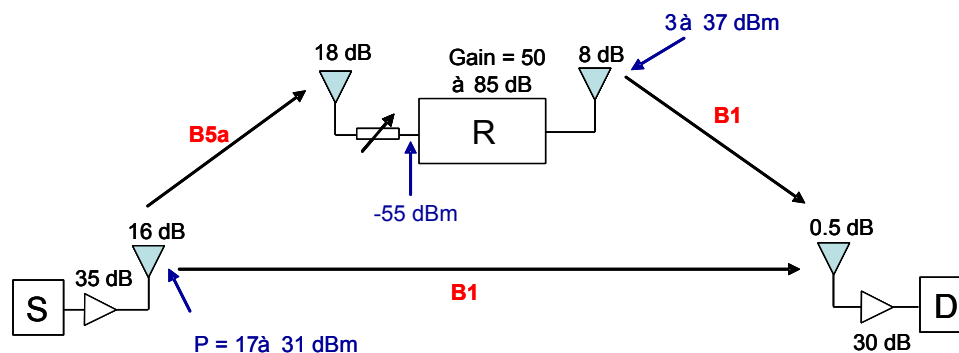


FIGURE 4.16 : La nouvelle structure du système WiMAX étudié

Remarques :

- Les niveaux de puissance d'émission ont été choisis pour correspondre à ceux fixés durant les mesures du système WiMAX (cf. chapitre 3).
- D'après les spécifications listées dans le tableau 4.2, la puissance en entrée du relais doit être comprise entre -90dBm et -50dBm. Ainsi, nous avons mis un atténuateur après l'antenne réceptrice pour ramener la puissance reçue à -55dBm au cas où celle-ci est supérieure à -50dBm.

Les réponses impulsionnelles des canaux $S \rightarrow R$, $S \rightarrow D$ et $R \rightarrow D$ générés sont présentées en annexe C.

Les résultats des simulations obtenus dans chacun des cas étudiés sont présentés et commentés dans la suite. Les modulations QPSK et 64QAM sont utilisées

4.5.1 Relais placé sur la terrasse 1

Dans un premier temps, les simulations sont réalisées en utilisant une modulation QPSK. Rappelons que le récepteur (D) est placé, à tour de rôle, dans les trois salles (LOS, NLOS 1 et NLOS 2) de l'ENSIL.

La figure 4.17 illustre les niveaux de SNR relevés dans les salle LOS et NLOS en fonction de la puissance de la source et du gain d'amplification du relais.

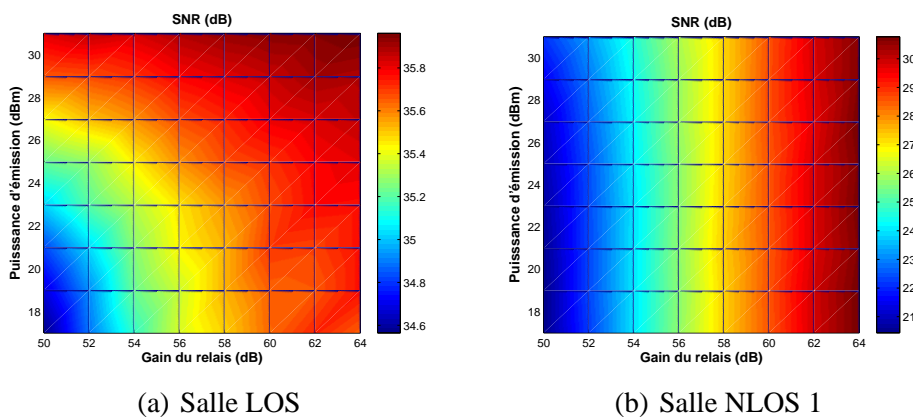


FIGURE 4.17 : Les niveaux de SNR relevés en fonction de la puissance émise et du gain d'amplification du relais

Remarques :

Vu les bons niveaux de SNR, généralement, relevés lors de ces simulations, nous avons limité les variations du gain du relais à 64dB et non plus à 85dB comme spécifié dans le tableau 4.5.

Dans la salle LOS, le niveau de SNR s'améliore aussi bien en faisant évoluer le gain du relais qu'en augmentant la puissance d'émission. Toutefois, l'évolution du gain du relais reste plus avantageuse. En effet, d'après la figure 4.17 (a), pour atteindre, par exemple, un niveau de SNR égal à 35,4dB, il faut augmenter le gain du relais de ≈ 7 dB alors qu'il faut augmenter la

puissance d'émission de $\approx 10\text{dB}$. Notons que l'amélioration du SNR reste, tout de même, très peu significative vu qu'il passe de $34,6\text{dB}$ à 36dB au meilleur des cas.

Dans la salle NLOS 1, le comportement du SNR relevé est complètement différent que dans le cas précédent. En effet, les résultats obtenus dans cette salle montrent que l'amélioration du SNR est due uniquement à l'augmentation le gain du relais. Cette amélioration est significative vu que le SNR relevé passe de 20dB à 31dB dans le meilleur des cas. Ainsi, l'utilisation du relais est préférable dans ce cas de figure.

Les niveaux de TEB relevés dans ces deux salles sont nuls quelque soient le gain du relais et la puissance d'émission considérés.

Les niveaux de SNR et de TEB relevés dans la salle NLOS 2 peuvent être observés sur la figure 4.18.

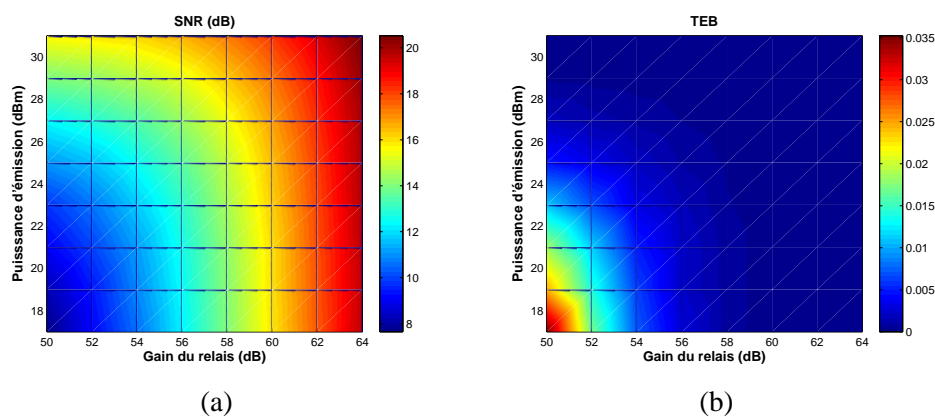


FIGURE 4.18 : Les niveaux de SNR et de TEB relevés en fonction de la puissance émise et du gain d'amplification du relais dans la salle NLOS 2

Dans cette salle, les niveaux de SNR sont, logiquement, plus bas que ceux relevés dans les autres salles. Cette baisse se répercute sur le TEB qui devient plus important. D'après ces figures, l'utilisation du relais est, encore une fois, justifiée. En effet, nous remarquons que pour atteindre, par exemple, un SNR de 14dB , il suffit d'augmenter le gain du relais de 8dB alors qu'il faudrait incrémenter le niveau de la puissance d'émission de 12dB . Cette différence de 4dB est observée quelle que soit le niveau de SNR visé. Ces constats sont, également, valables en analysant les niveaux de TEB relevés.

Ces simulations sont, ensuite, refaites dans les mêmes contextes mais en utilisant une modulation 64QAM. Les résultats obtenus dans les trois salles de l'ENSIL sont présentés en annexe D. A partir de ces résultats, nous retrouvons tous les phénomènes constatés dans le cas de la modulation QPSK.

Après avoir simulé les performances de la nouvelle structure du système WiMAX en plaçant le relais sur la terrasse 1, l'étape suivante a pour but d'évaluer ces performances en plaçant le relais sur la terrasse 2. Cela permettra de quantifier l'apport du relais mis dans cet emplacement par rapport à l'emplacement précédent.

4.5.2 Relais placé sur la terrasse 2

Le relais est, cette fois-ci, placé sur la terrasse 2. Dans cette nouvelle configuration, les scénarii choisis précédemment pour la génération des différents canaux avec WINNER restent valables. En plaçant le relais ainsi, la distance entre le relais et la destination devient plus importante. Ce changement est pris en compte dans WINNER pour générer la nouvelle réponse impulsionnelle relative à cette liaison.

De la même manière, les simulations sont réalisées, tout d'abord, en utilisant une modulation QPSK puis en utilisant une modulation 64QAM.

La figure 4.19 affiche une cartographie du SNR relevé en fonction de la puissance d'émission de la source et du gain d'amplification du relais dans la salle LOS.

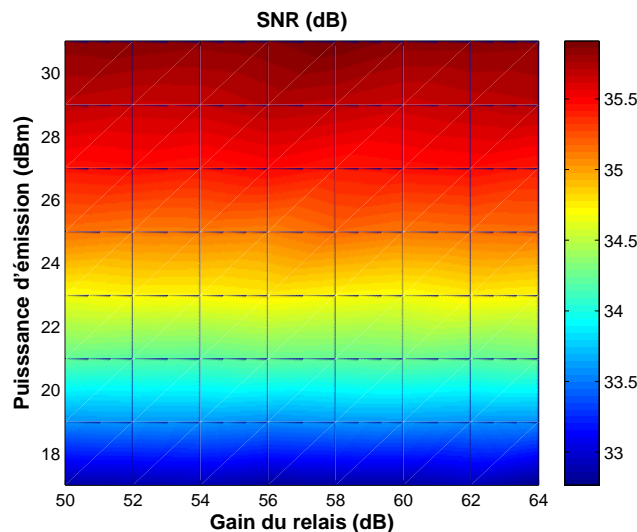


FIGURE 4.19 : Les niveaux de SNR relevés en fonction de la puissance émise et du gain d'amplification du relais dans la salle LOS

Contrairement aux constats établis dans les cas simulés précédemment, l'utilisation du relais ne présente aucun intérêt dans ce cas de figure. En effet, l'amélioration du SNR reçu est constatée uniquement grâce à l'augmentation de la puissance d'émission. Cela est due au nouvel emplacement du relais qui fait que le signal porté par le canal $R \rightarrow D$ parcourt une distance

plus importante et devient ainsi fortement atténué par rapport au cas précédent. Notons que le TEB reste, malgré tout, nul étant donné les forts niveaux de SNR relevés quelque soient le gain du relais et la puissance d'émission considérés.

Dans la salle NLOS 1, ce constat n'est plus valable dans la mesure où l'augmentation du gain du relais ou de la puissance d'émission favorisent l'amélioration du SNR reçu. De plus, d'après la figure 4.20, cette amélioration est la même si l'un ou l'autre des deux paramètres évolue. En effet, pour atteindre, par exemple, un SNR de 14dB, on peut augmenter soit le gain du relais soit la puissance d'émission de la source de 8dB. Ce constat peut être, également, visible à partir des niveaux de TEB relevés.

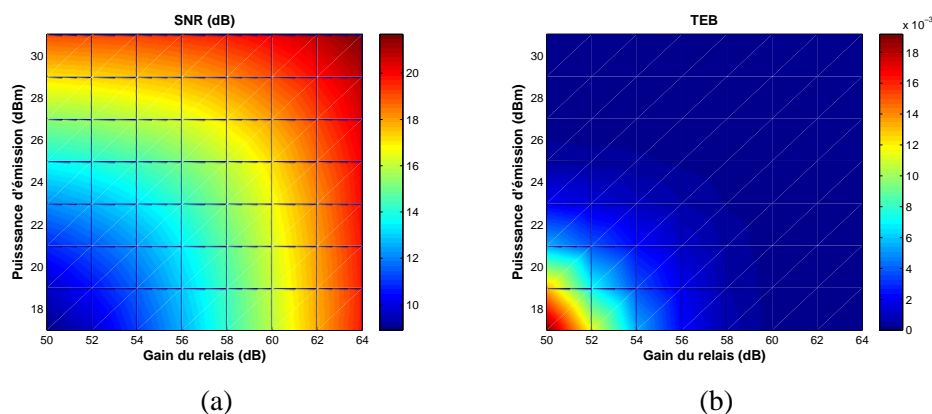


FIGURE 4.20 : Les niveaux de SNR et de TEB relevés en fonction de la puissance émise et du gain d'amplification du relais dans la salle NLOS 1

Durant les simulations relatives à la salle NLOS 2, nous avons remarqué que le SNR relevé s'améliorait très peu si le gain du relais reste inférieur à 64dB. La plage de variations du gain du relais a, ainsi, été étendue à 84dB. Les résultats de simulations sont présentés sur la figure 4.21. Ces résultats montrent que l'évolution de la puissance d'émission pour améliorer le SNR n'a un intérêt que si le gain du relais est en dessous de 63dB. En effet, si le gain du relais est inférieur à 63dB, les variations de la puissance d'émission engendrent des variations, malgré qu'elles soient minimes, du SNR reçu. Alors que si le gain du relais dépasse 63dB, ces variations de la puissance n'ont aucun effet sur le SNR.

Comme cela a été le cas dans le paragraphe précédent, ces simulations sont refaites en utilisant une modulation 64QAM. Les résultats des simulations, présentés en annexe D, confirment la validité des constats établis dans le cadre de la modulation QPSK.

Parmi ces résultats, nous nous intéressons, plus particulièrement, à ceux obtenus dans la salle LOS avec le relais placé sur la terrasse 2 car ils illustrent un phénomène d'interférences

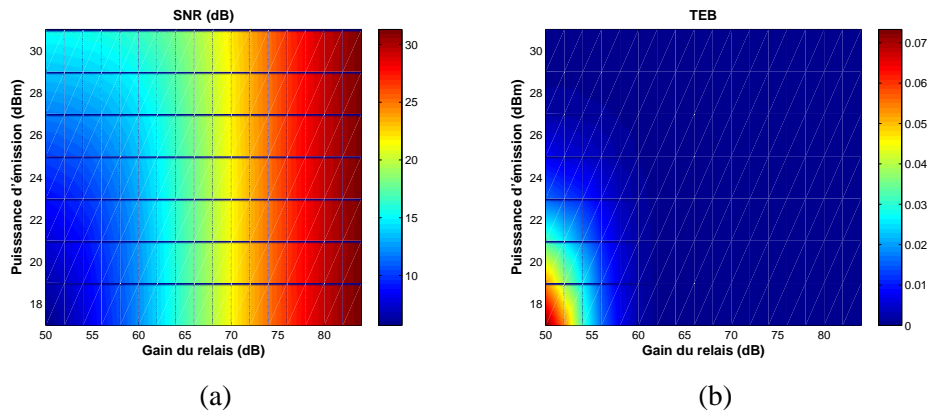


FIGURE 4.21 : Les niveaux de SNR et de TEB relevés en fonction de la puissance émise et du gain d'amplification du relais dans la salle NLOS 2

qui n'a pas eu lieu dans les cas précédents. Les niveaux de SNR et de TEB relevés dans ce cas sont présentés sur la figure 4.22.

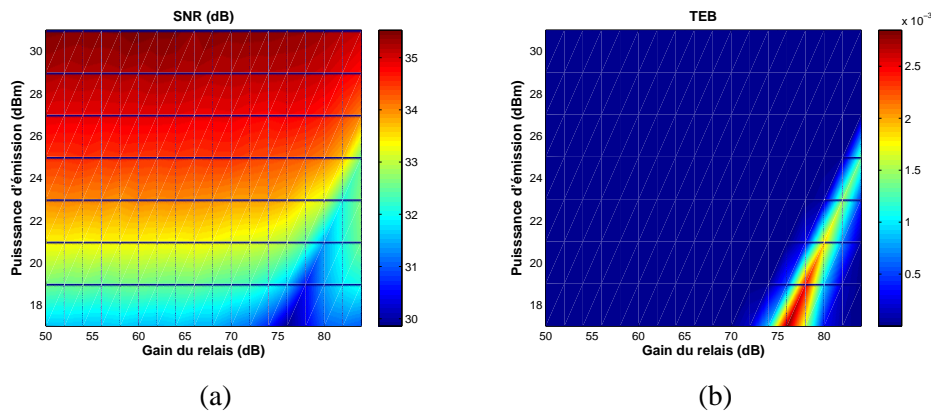


FIGURE 4.22 : Les niveaux de SNR et de TEB relevés dans la salle LOS avec le relais placé sur la terrasse 2 (modulation 64QAM)

D'après ces résultats, une baisse du niveau de SNR est enregistrée pour certaines valeurs de gain du relais et de la puissance d'émission. Cette baisse a un impact sur le taux d'erreur relevé qui devient, quant à lui, plus important. Ces interférences destructives au niveau de la destination sont dues à des trajets arrivant, respectivement, de la source et du relais avec des énergies équivalentes et en opposition de phase. L'utilisation des techniques multi-antennaires pourra remédier à ce problème et éviter donc une dégradation des performances. En effet, ces techniques permettront de lutter contre les évanouissements dus au canal (cf. paragraphe 3.6.3.1.2). L'évaluation d'un tel système (multi-antennaire avec relais AD) fait partie des perspectives de ces travaux.

Après avoir présenté les performances du système avec relais dans chacun des cas, nous remarquons qu'il est préférable de positionner le relais sur la terrasse 1. En effet, cet emplacement permet au relais de garantir une meilleure extension de la couverture avec un gain plus faible.

Tout les éléments permettant la caractérisation des systèmes SISO, MIMO et avec relais sont, maintenant, disponibles. Ainsi, en fixant le gain du relais les performances (TEB) des trois systèmes sont comparés en fonction de la puissance d'émission. Cette comparaison fait l'objet du paragraphe suivant.

4.5.3 Comparaison des performances

Dans cette partie, les performances (TEB) des systèmes SISO, MIMO et avec relais sont comparées. Pour que cette comparaison soit valide, ces niveaux de TEB sont relevés en fonction du paramètre commun aux trois systèmes à savoir la puissance d'émission de la source. La plage de variations de cette puissance correspond à celle considérée pour les simulations du système avec relais (cf. paragraphe 4.5). Notons que les simulations se feront uniquement dans la salle NLOS 2 où les dégradations du SNR et du TEB sont les plus notables. Pour mener à bien cette comparaison et pour mieux se rendre compte de l'apport du relais, il était nécessaire de fixer un gain du relais garantissant des niveaux de TEB acceptables. Ce gain est fixé à 58dB.

Les courbes observées sur la figure 4.23 illustre le comportement des niveaux de TEB relevés pour les trois systèmes au niveau de la destination.

Ces résultats illustrent bien l'intérêt d'utiliser un relais pour améliorer les performances du système SISO. Cet intérêt est visible surtout pour des faibles puissances d'émission. En effet, l'utilisation du relais permet de diviser le nombre d'erreurs constatés à la réception par 100 en faibles puissances. Le TEB passe, ainsi, de 10^{-1} à 10^{-3} en ayant recours à une liaison avec relais. Par rapport au système MIMO, cet intérêt est moins grandissant. En effet, dans la plage de puissances considérée, le relais permet de garantir de meilleures performances uniquement si la puissance de la source est inférieure à $\approx 18.5\text{dBm}$. Au-delà de cette puissance, le système MIMO suffit pour garantir des TEB très faibles (allant jusqu'à 10^{-5} pour une puissance de 23dBm). Rappelons que ces constats sont valables uniquement pour un gain du relais de 58dB.

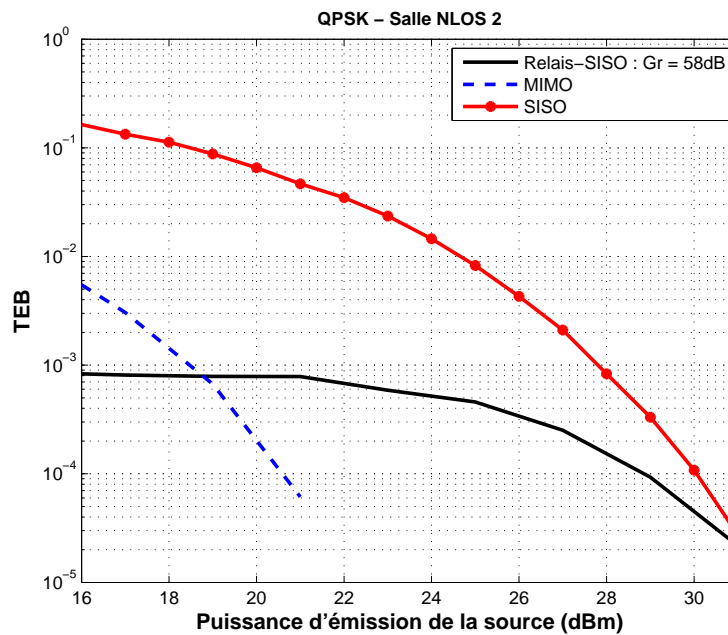


FIGURE 4.23 : Comparaison des performances du système WiMAX en SISO, MIMO et en utilisant un relais

4.6 Conclusion

Dans ce chapitre, la première phase de l'étude menée dans le cadre du projet ORIANA a été achevée. Réalisée en simulations, son objectif était d'évaluer l'apport d'un relais à amplification directe pour étendre la couverture et améliorer les performances du système WiMAX dans l'environnement Extérieur/Intérieur considéré. Cette évaluation a été établie en comparant les performances du système WiMAX en SISO, MIMO et SISO avec relais.

Pour pouvoir lancer ces simulations, la connaissance des caractéristiques des liaisons $S \rightarrow R$, $S \rightarrow D$ et $R \rightarrow D$ était indispensable. Nous nous sommes basés donc sur des canaux issus d'une campagne de mesures dans le même environnement pour les générer à partir d'un modèle générique nommé WINNER. Ce modèle a été paramétré pour modéliser au mieux l'environnement auquel nous nous intéressons. La validité des canaux générés a été confirmée après les avoir comparés à la mesure en termes d'atténuation moyenne et d'étalement temporel des trajets. Une bonne correspondance entre les performances du système simulées avec ces canaux générés et celles simulées avec les canaux mesurés a permis de ramener une seconde validation aux paramètres choisis dans WINNER. A partir de ces paramètres, des canaux MIMO ont été ensuite générés avec WINNER et intégrés au simulateur. Les performances obtenus ont été comparées au cas SISO.

L'étape suivante a consisté à utiliser WINNER pour générer les trois liaisons voulues et intégrer, ensuite, le relais au simulateur. L'emplacement du relais a été choisi parmi deux terrasses de l'ENSIL de telle sorte à garantir un apport optimal avec un minimum de gain d'amplification. En modulation 64QAM, un phénomène d'interférences destructives a été détecté. Ce phénomène illustre un inconvénient que présente l'utilisation d'un relais.

Finalement, une comparaison entre les trois techniques mises en place dans ce chapitre (SISO, MIMO et SISO avec relais) a été établie pour un gain du relais de 58dB. A travers cette comparaison, nous avons pu quantifier l'apport du relais par aux autres systèmes.

A travers ces travaux, nous avons pu évaluer l'intérêt d'utiliser un relais à amplification directe pour étendre la couverture du système WiMAX étudié. Les phases suivantes de l'étude consisteront à :

- En simulations :
 - Évaluer le comportement d'un système MIMO avec un relais AD
 - Quantifier l'apport d'un relais AF coopératif par rapport aux cas SISO, MIMO avec et sans relais AD.
- En mesures :
 - Caractériser le système avec relais AD puis avec relais AF dans le site (ESTER-ENSIL) ainsi que dans le site MINATEC à Grenoble [85]
 - Caractériser le système avec relais AF coopératif dans le même site.

CONCLUSION GÉNÉRALE ET PERSPECTIVES

Le travail présenté dans ce manuscrit porte sur la mise en place théorique et expérimentale d'un système de communications numériques basé sur les spécifications de la norme IEEE 802.16d (WiMAX) et fonctionnant à une fréquence de 3,5GHz.

Durant le premier chapitre, le contexte de l'étude a été situé en commençant par un état de l'art des différents réseaux sans fil existants dans le but de faire une projection sur l'objectif de l'étude. Ensuite, les caractéristiques des différents types de canaux de propagation ont été rappelées. Cela nous a mené à la présentation d'une des techniques de modulations multi porteuses (l'OFDM) permettant, d'un côté, de lutter contre les perturbations qu'entraînent ces canaux et, d'un autre côté, d'améliorer l'efficacité spectrale des systèmes. Toujours dans le contexte des techniques améliorant les performances, nous avons présenté le MIMO qui permet d'augmenter la capacité des systèmes, en utilisant plusieurs antennes à l'émission et à la réception. De même le MIMO augmente la diversité en utilisant des techniques de codage espace-temps. Nous avons enchaîné avec une présentation du standard IEEE 802.16 (WiMAX) et de ces différentes normes. Lors de cette dernière partie, nous nous sommes intéressés, plus particulièrement, à la norme IEEE 802.16d qui fait l'objet de ces travaux de thèse. Cette présentation nous a conduit à la seconde phase de l'étude (chapitre 2) durant laquelle un simulateur modélisant le système WiMAX étudié a été mis en place à l'aide de Matlab. Dans le but d'identifier et de comprendre le fonctionnement des blocs numériques composant cette chaîne, les spécifications de la couche

PHY WirelessMan-OFDM relative à cette norme ont été étudiées. Rappelons que ces spécifications concernent uniquement la partie émettrice de cette chaîne. Ces blocs numériques ont été, ensuite, entièrement implémentés sur Matlab sans utiliser aucune fonction prédéfinie de ce logiciel. Avant d'entamer le processus de caractérisation, il était indispensable de vérifier la bonne implémentation des algorithmes utilisés. Pour cela, des données ont été transmises à travers un canal idéal. La valeur nulle du TEB relevée à la réception a bien confirmé la validité du système implémenté. Cette validation a permis de passer à l'étape suivante qui a consisté à évaluer les performances du système dans différents canaux (AWGN, Rice et Rayleigh) et dans différentes configurations antennaires (SISO, MISO et MIMO). Dans le canal AWGN, les performances optimales du système ont été établies. Dans le cas des canaux multi-trajets, nous avons relevé, dans un premier temps, les performances du système mono-antennaire. Nous avons remarqué que ces performances se dégradent plus l'étalement des trajets est important si les algorithmes de codage de canal ne sont pas utilisés. Cependant, si ces algorithmes sont pris en compte, une amélioration significative est constatée à partir d'un certain niveau de SNR. La dernière série de simulations a permis de quantifier l'apport des techniques multi-antennaires en utilisant ces canaux de référence dits SUI. En effet, dans le cas du canal SUI-4 l'utilisation du MIMO a rendu possible une amélioration du SNR de $\approx 5\text{dB}$ par rapport au SISO. Dans le cas du canal SUI-1, l'amélioration n'était pas très significative étant donné que les performances en SISO se rapprochaient déjà du cas optimal (AWGN). L'achèvement de cette étape simulateur a permis de passer à l'étape suivante qui vise la mise en place et la caractérisation du système WiMAX dans un environnement Extérieur vers Intérieur. Faisant l'objet du chapitre 3, cette étape a eu pour objectif l'évaluation des performances de ce système au même ordre que les limites qu'il présente dans cet environnement. Pour cela, nous avons commencé par transposer le programme Matlab modélisant le simulateur sur une plateforme expérimentale nommé SYSCAM. Une adaptation de ce programme à ce contexte s'est avérée nécessaire. Notons que le codage de canal n'a pas été utilisé lors de ces évaluations dans le but de tester les performances brutes du système. Par la suite, un processus de validation a été lancé dans le but de vérifier que, du côté de l'émetteur, les trames générées à l'émission sont conformes à la norme WiMAX et que les blocs implémentés, du côté du récepteur, sont capables de reconnaître et de traiter ce type de trames. Les résultats des différents tests ont pu montrer que ces conditions sont parfaitement vérifiées. Le système a été caractérisé, ensuite, dans des environnements dits maîtrisés dans le but d'établir

des courbes de performances de référence. Les environnements choisis sont la chambre anéchoïque et la chambre réverbérante à brassage de modes dans lesquelles un canal AWGN et des canaux multi-trajets statique et isotrope ont pu, respectivement, être générés. Les performances du système ont été, par la suite, établies à travers des mesures actives. L'intérêt d'utiliser ce type de mesures pour caractériser des systèmes de communications numériques a pu être démontré pour la validation du système MIMO en canal multi-trajets contrôlé. Après cela, le système a été placé en environnement réel (Extérieur vers Intérieur) afin d'établir le comportement de ses performances. Cette caractérisation a été réalisée en respectant les spécifications des cahiers des charges dont nous disposons dans le cadre des projets SYSMART et ORIANA. Dans cet environnement, l'émetteur a été positionné sur le toit du bâtiment d'ESTER et le récepteur a été placé de telle sorte à créer des liaisons de types LOS et NLOS. Selon l'emplacement du récepteur, le signal reçu subit une atténuation variant entre 93dB et 125dB. Dans un premier temps, nous avons lancé le processus d'évaluation en fixant la puissance d'émission à 23dBm. Ensuite, les niveaux de cette puissance ont été variés dans le but de varier les niveaux du SNR en réception. Les résultats obtenus ont permis de mettre en évidence la forte dégradation que subissent les signaux WiMAX lors de leur pénétration à l'intérieur d'un bâtiment. Les configurations MISO et MIMO apportent une légère amélioration aux performances du système par rapport au cas SISO. Cependant, ce gain reste peu significatif, étant donné les faibles niveaux de SNR relevés dans les environnements NLOS testés. Une comparaison entre ces performances et la simulation a permis de démontrer que le simulateur développé permet de caractériser les capacités d'un système WiMAX sans avoir recours à de longues campagnes de mesures en environnement réel. L'objectif de la dernière phase était d'étudier la pertinence d'une solution à base de relais à amplification directe visant à pallier aux problèmes de couverture rencontrés. Pour cela, le relais a été modélisé et intégré au simulateur WiMAX développé précédemment. Les trois canaux établis entre l'émetteur (la source), le relais, et le récepteur (la destination) ont été générés à partir d'un modèle générique nommé WINNER. En se basant sur les canaux mesurés, ce modèle a été paramétré pour correspondre au mieux à l'environnement Extérieur vers Intérieur considéré. Les simulations réalisées ont permis de montrer l'intérêt d'utiliser un relais pour étendre la couverture par rapport à une simple amplification de la puissance émise par la source. Dans un des cas simulés, l'apparition d'un phénomène d'interférences destructives, au niveau de la destination, entre les trajets provenant de la source et du relais a pu illustrer un in-

convénient que présente l'utilisation d'un relais. Les techniques multi-antennaire peuvent être utilisées pour remédier à ce problème.

Les perspectives de ce travail sont multiples et variées :

- Système WiMAX
 - Caractérisation du système WiMAX en utilisant d'autres types d'algorithmes d'estimation de canal, d'égalisation et de synchronisation en vue d'obtenir de meilleures performances.
- En CRBM, ce type de caractérisation s'avère intéressant pour les constructeurs des terminaux mobiles pour la mise en place de mesures de certification de dispositifs MIMO. Ces travaux ont permis d'initier une collaboration entre XLIM et le laboratoire de recherche espagnol GIMRE⁶ et la société EMITE. Dans cette optique, un projet européen (projet FP7-IAPP MIMOSO) regroupant différents acteurs universitaires et industriels est en cours de soumission. Les perspectives sont alors :
 - Caractérisation du système dans un canal spécifique (avec un PDP et un étalement RMS spécifiques).
 - Évaluer les performances de différents types d'algorithmes de correction dans un même canal.
 - Évaluer l'influence du système antennaire (efficacité des antennes, couplage, ...) sur les capacités réelles du système.
- Système WiMAX + relais
 - Simuler le comportement d'un système MIMO avec un relais AD.
 - Quantifier l'apport d'un relais AF par rapport aux cas SISO, MIMO avec et sans relais AD en simulations.
 - Mesurer les performances du système avec relais AD puis avec relais AF dans le site (ESTER-ENSIL)

6. Juan F. Valenzuela-Valdés, Antonio M. Martínez-González, and David A. Sánchez-Hernández "Emulation of MIMO Nonisotropic Fading Environments With Reverberation Chambers" IEEE ANTENNAS AND WIRELESS PROPAGATION LETTERS, VOL. 7, 2008 325

Annexes

Annexe A

Annexe A

SYNCHRONISATION SYMBOLE : SOUS-ÉCHANTILLONNAGE OPTIMAL

A l'émission, nous avons effectué le sur-échantillonnage pour améliorer la reconstruction du signal reçu. Comme nous ne connaissons pas les instants de début et de fin des symboles transmis, avant de réaliser le sous-échantillonnage et la décision, il faut d'abord faire la synchro-symbole qui détermine l'instant optimal d'échantillonnage. Par sur-échantillonnage, les symboles sont découpés temporellement en OSR intervalles, ainsi nous obtenons OSR échantillons par symbole. Le signal émis étant échantillonné à la fréquence f_e le signal reçu a un débit-symbole f_s vérifiant :

$$f_e = OSR \cdot f_s \quad (\text{A.1})$$

Pour avoir une démodulation correcte d'une trame, il faut s'assurer que la fenêtre d'échantillonnage englobe une trame entière. Autrement dit, il faut que le nombre d'échantillons capturés N_e vérifie la relation suivante :

$$N \geq 1.5 \cdot OSR \cdot (N_T) \quad (\text{A.2})$$

avec N_T le nombre d'échantillons que contient la trame envoyée.

Classiquement la synchro-symbole consiste à rechercher l'instant optimal d'échantillonnage (l'indice m_{opt} de l'échantillon) pour lequel l'ouverture du diagramme de l'œil est maximale.

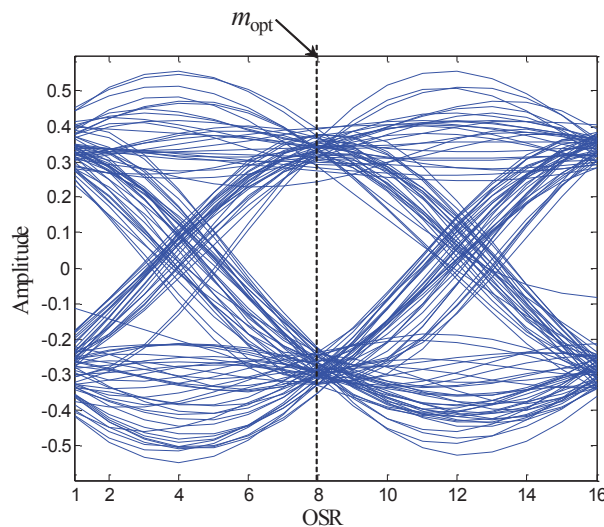


FIGURE A.1 : *Diagramme de l'œil et l'instant optimal d'échantillonnage ($OSR=16$)*

SYNCHRONISATION TRAME : LOCALISATION DU PRÉAMBULE

Comme précisé précédemment, le préambule (connu du récepteur et de l'émetteur) est constitué de 2 symboles OFDM dans le cas d'un système mono-antennaire et d'un symbole OFDM dans le cas multi-antennaires. Ce préambule est envoyé dans le but de pouvoir effectuer les différentes procédures de synchronisation et de compenser les erreurs introduites par le canal en termes d'amplitude et phase (compression et rotation de la constellation). La procédure de localisation de ce préambule appelée synchronisation trame permet de localiser le début du burst reçu [86] et nous pourrons ensuite recalibrer le système et récupérer les données utiles.

L'opération de synchro-trame par la localisation de la séquence d'apprentissage consiste à réaliser une corrélation glissante entre la trame reçue et la séquence connue de l'émetteur et du récepteur (le préambule). On va donc déplacer cette séquence sur notre trame reçue et la comparer avec celle-ci. La corrélation maximale caractérisée par une impulsion brève et de forte amplitude correspond à l'instant i_{opt} qui indique le début du préambule et l'instant optimal d'échantillonnage (cf. figure A.2).

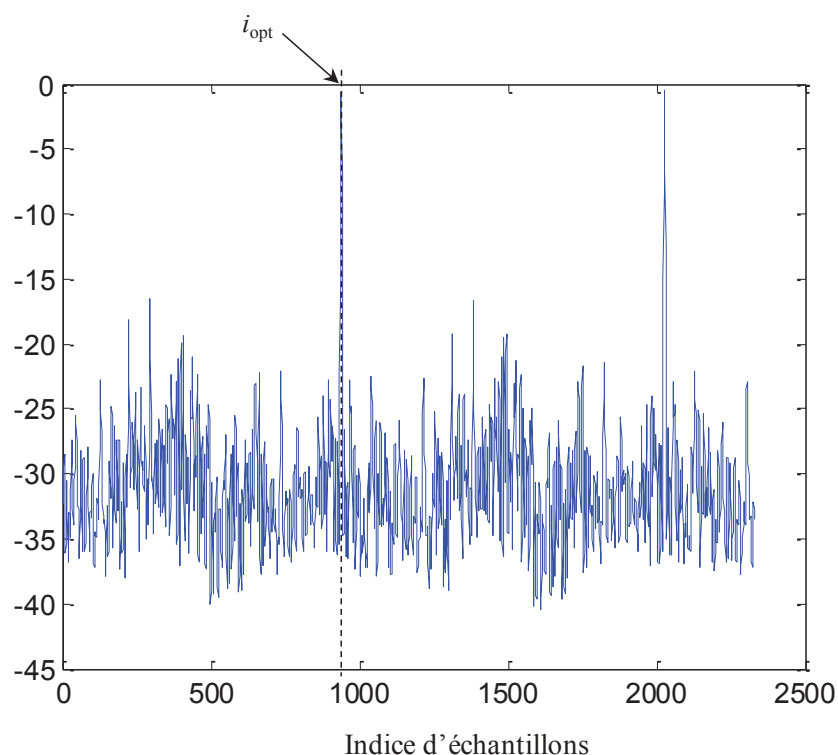


FIGURE A.2 : Détermination par corrélation glissante de l'instant i_{opt}

MISE EN ŒUVRE DU SONDAGE DE CANAL PAR LA TECHNIQUE DE CORRÉLATION GLISSANTE [78]

Cette technique utilise les propriétés d'autocorrélation des séquences PN (Pseudo Noise). Le code PN transmis sera corrélé avec un code PN généré au niveau de la réception. Cette corrélation effectuée avant l'acquisition des données est assurée par un corrélateur (mélangeur et un intégrateur). L'étape de la corrélation est différée pour un post-traitement numérique sous MATLAB. La figure A.3 illustre les modifications apportées pour la mise en œuvre de la technique de corrélation glissante. Au niveau de l'émission, la génération de la séquence PN et la mise en forme des données sont effectuées sous Matlab. La séquence PN transmise est le résultat de concaténation de deux séquences PN2 et PN1 qui ont la même longueur.

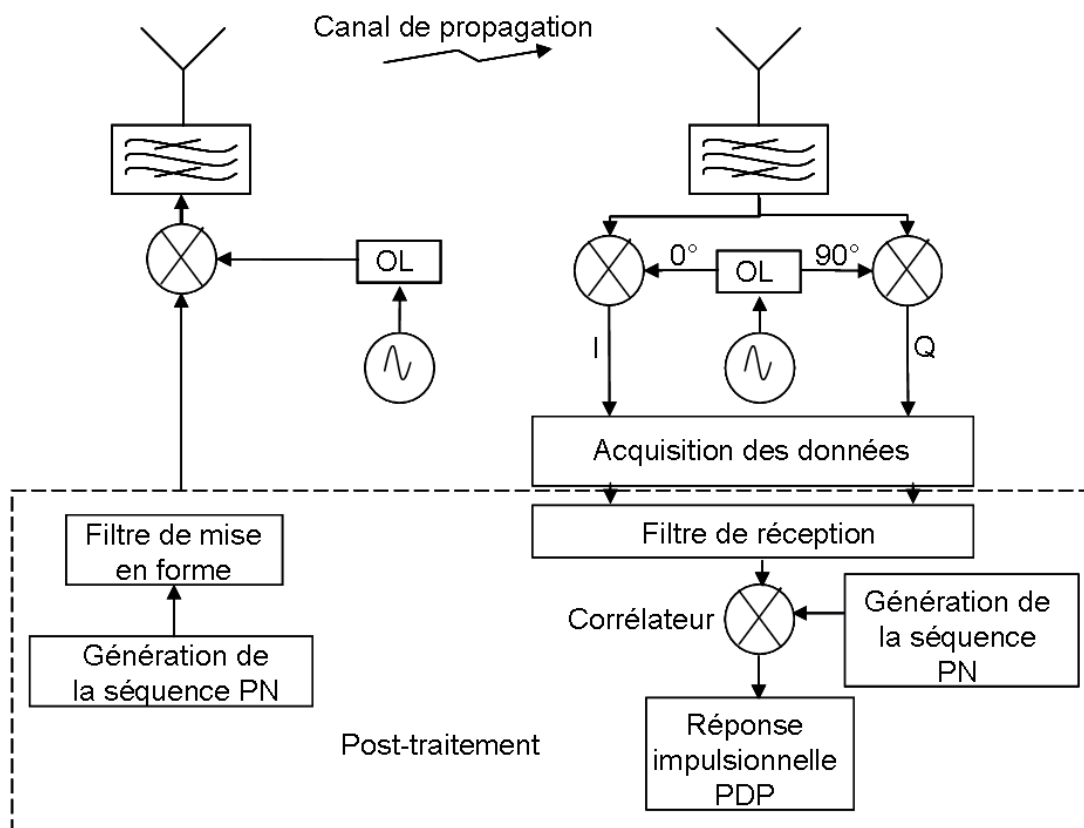


FIGURE A.3 : Mise en œuvre de la technique de la corrélation glissante

Un générateur de séquence PN est formé par r registres. La longueur d'une séquence est donnée par $N_c = 2^r - 1$. Dans notre cas, nous avons généré les deux séquences PN1 et PN2 avec 9 registres, ce qui fait une longueur de 511 bits pour chaque séquence. La séquence PN obtenue par concaténation a une longueur de 1022 bits. Une mise en forme de cette séquence consiste à effectuer une modulation BPSK suivie d'un filtrage en racine de cosinus surélevé afin de limiter la bande du signal PN émis. Ainsi, la séquence PN est échantillonnée à la fréquence 64MHz. La fréquence maximale d'échantillonnage du générateur du module d'émission est de

66MHz figure . Un facteur de sur échantillonnage de 4 a été fixé ce qui conduit à une séquence transmise au générateur, composée de 4088 échantillons.

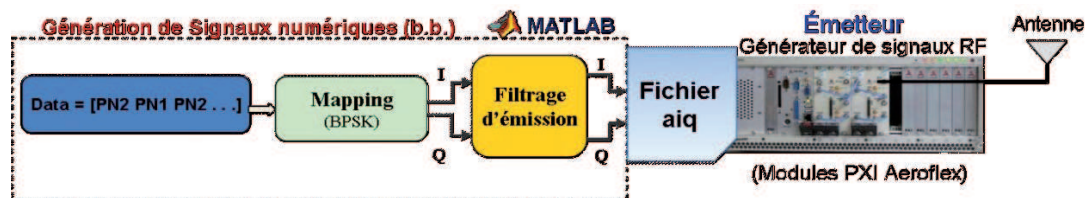


FIGURE A.4 : Module d'émission de la plateforme de mesures temporelles

Un fichier ACSII (*format.txt*) créé sous Matlab contient les valeurs de chaque échantillon de la séquence PN filtrée et modulée en BPSK. Ce fichier est converti en format *aiq* lisible par le générateur RF du module de l'émission. Ce fichier contient la séquence à émettre en bande de base. Ensuite, le générateur envoie en boucle la séquence PN sur une fréquence porteuse de 3,5GHz. Le fichier en format *aiq* est affecté au générateur au moyen du logiciel PXI [78]. L'ensemble de ces détails est illustré sur la figure A.5.

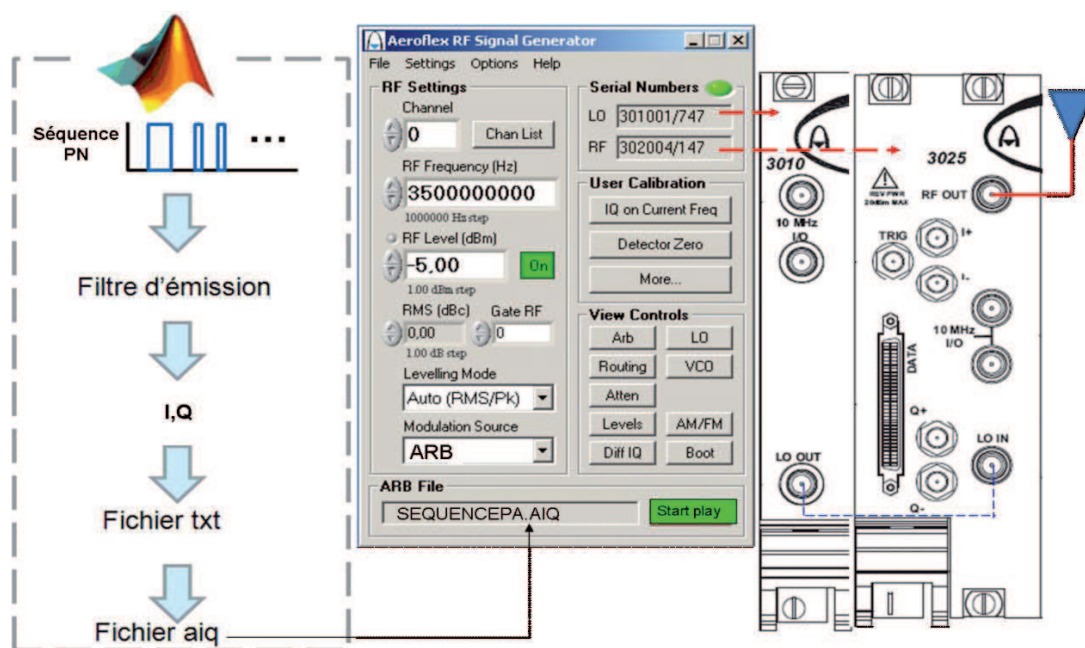


FIGURE A.5 : La communication entre l'ensemble des logiciels et le module d'émission

A la réception, le numériseur transpose les signaux RF à la fréquence intermédiaire de 77MHz pour être numérisés. Les données IQ qui en résultent de la numérisation sont acquises dans Matlab (cf. figure A.6).

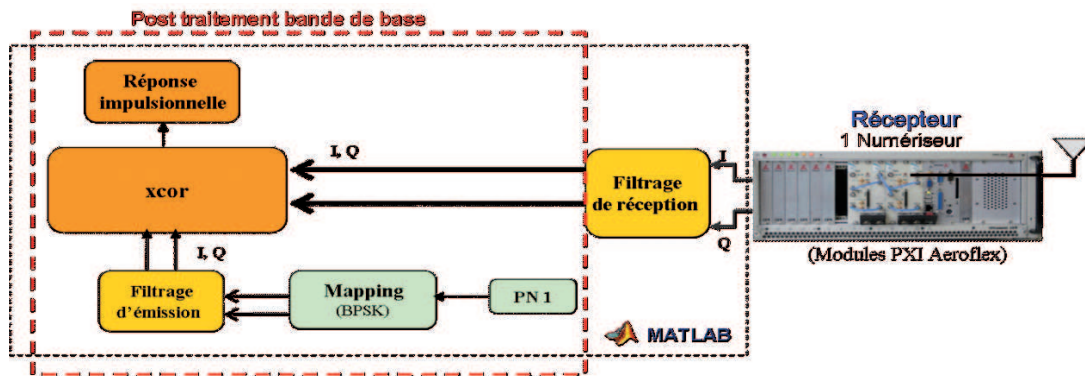


FIGURE A.6 : Module de réception de la plateforme de mesures temporelles

Nous précisons qu’une phase de démarrage est nécessaire pour déclencher la réception. En effet, le module périphérique de la réception (synthétiseur, numériseur) est spécifié par Matlab ainsi que la fréquence d’échantillonnage, le nombre d’échantillons à capturer et la puissance maximale en entrée. La fréquence d’échantillonnage à la réception est de 64MHz et nous capturons 12264 échantillons, l’équivalent de trois fois la taille d’une séquence PN. Ce nombre d’échantillons permet d’assurer la capture d’une séquence PN complète.

Le traitement en bande de base au niveau de la réception, consiste à réaliser un filtrage sur les signaux en quadrature IQ de façon à minimiser la bande du bruit. Le filtre utilisé a la même réponse impulsionnelle que celui en émission, il est de type “racine de cosinus surélevé”. Le couple filtre d’émission-filtre de réception est équivalent à un filtre Nyquist ce qui permet d’éviter les interférences entre symboles.

Après le filtrage de réception, les données reçues sont corrélées avec la même séquence PN1 générée au niveau de l’émission. PN1 va subir le même traitement qu’en émission avant la corrélation. Nous rappelons que le signal émis est composé de deux séquences PN2 et PN1 alors que la corrélation est faite uniquement avec la séquence PN1. La séquence PN2 est orthogonale à PN1 ce qui permet de bien identifier le pic de corrélation. Vu que nous capturons l’équivalent de trois séquences PN, nous aurons trois pics de corrélation. Ces pics apparaissent tous les $4 \times (2^9 - 1) \times 2$ où 4 est le facteur de sur échantillonnage défini à l’émission et $(2^9 - 1) \times 2$ est la taille de la séquence PN. Une troncature est effectuée autour du plus grand pic de corrélation afin de pouvoir analyser les retards des différents trajets présents dans cette troncature. Les retards obtenus sont relatifs par rapport à l’instant qui correspond au pic de corrélation sélectionné. La résolution temporelle est obtenue en divisant le facteur de sur échantillonnage

par la fréquence d'échantillonnage appliquée à l'émission et à la réception. Dans notre cas, la résolution temporelle est de 62,5 ns. La résolution spatiale équivalente est de 18,75 m.

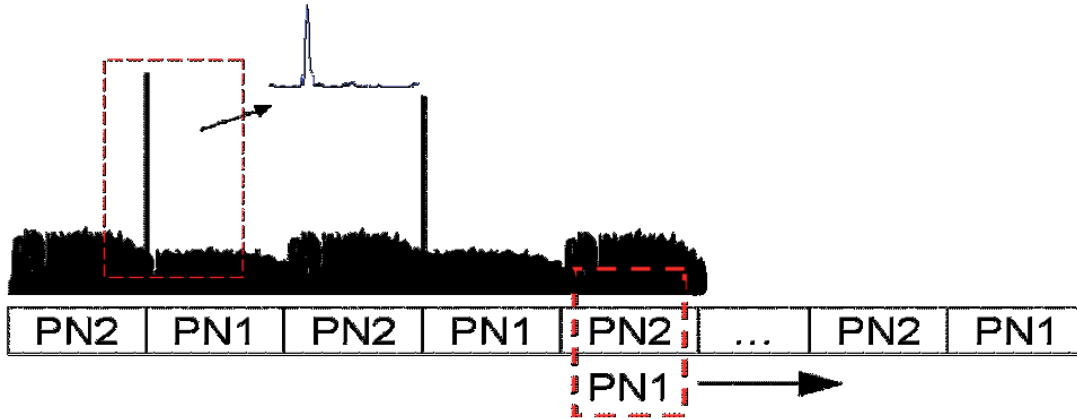


FIGURE A.7 : Corrélation glissante entre la séquence PN1 et la séquence PN

Annexe B

Annexe B

VALIDATION DE LA CHAÎNE D'ÉMISSION WIMAX

1. Nous envoyons une trame comportant 20 symboles OFDM avec une modulation QPSK.

La figure B.1 montre deux captures des résultats obtenus avec le ZVL.

Nous pouvons distinguer trois parties principales sur chaque capture. Des paramètres relatifs à la liaison (fréquence de travail, puissance du signal, modulation, . . .) sont affichés sur la partie supérieure. La partie médiane comporte la représentation temporelle du signal reçu. La partie inférieure gauche représente les symboles reçus sur une constellation. La partie inférieure droite, quant à elle, affiche le détail du burst reçu (Nombre de symbole OFDM par burst, leur modulation, la puissance et l'EVM calculé).

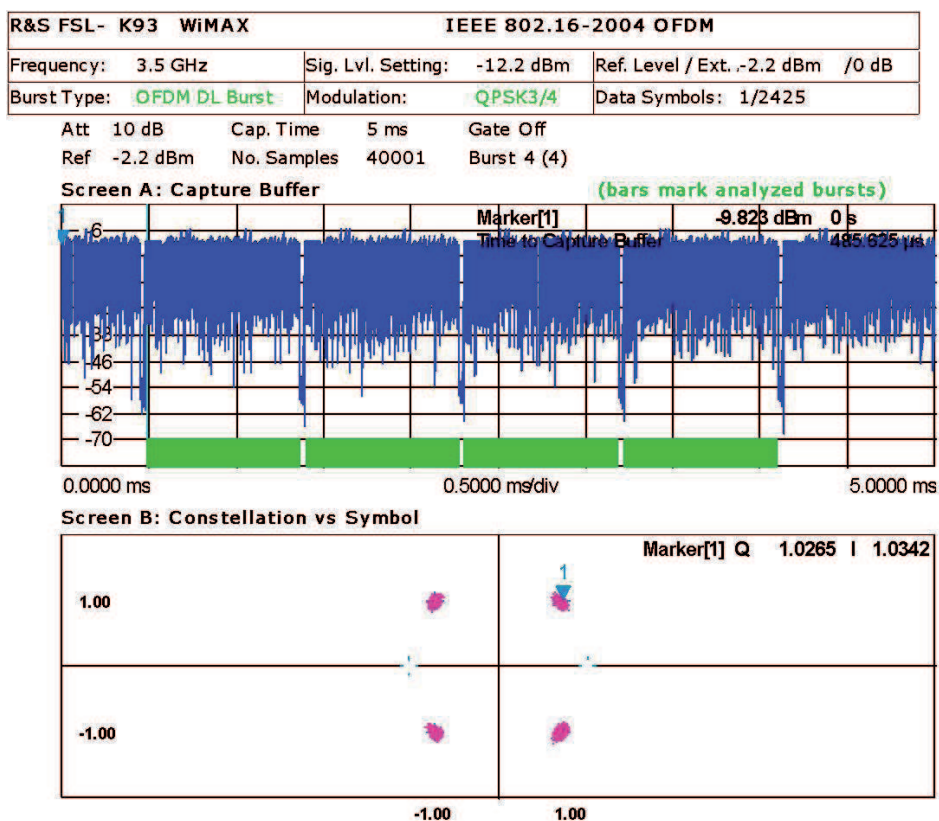
Nous remarquons que les bursts capturés sont "soulignés" en vert. Ils comportent 20 symbole OFDM chacun (en plus des deux symboles du préambule) avec une modulation QPSK. Cela confirme que le ZVL reconnaît, parfaitement, la trame envoyée et arrive à déchiffrer son contenu.

2. Afin de compléter le processus de validation, nous changeons le nombre de symbole OFDM émis ainsi que la modulation utilisée. Nous envoyons, alors, une trame comportant 30 symboles OFDM avec une modulation 16QAM.

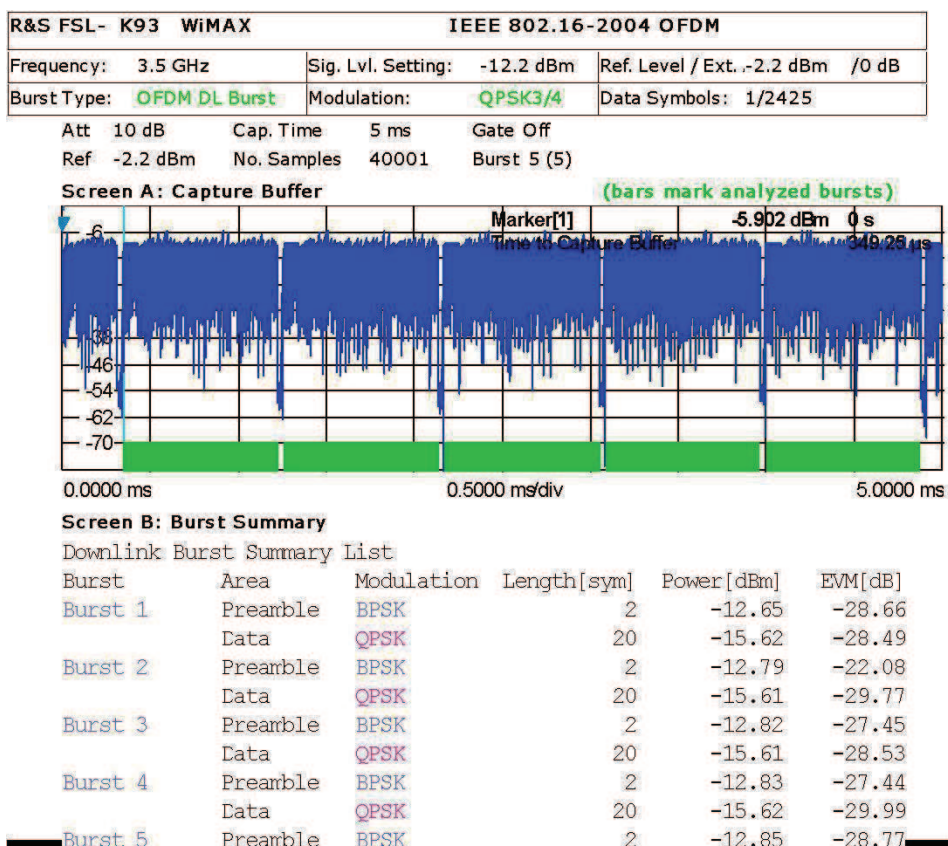
D'après la figure B.2, Le ZVL détecte des bursts de données modulées en 16QAM et comportant chacun 30 symboles OFDM. Cela nous permet d'affirmer que le ZVL reconnaît la trame envoyée dans ce cas également.

3. La dernière série de tests consiste à émettre une trame comportant 3 bursts de données ayant des modulations différentes et transportant, chacun, un certain nombre de symboles OFDM.

Nous remarquons que le ZVL arrive à reconnaître les détails de chacun des bursts contenus dans la trame. En effet, il détecte un burst de 10 symboles OFDM en QPSK, un autre de 10 symboles en 16QAM et un dernier de 15 symboles en 64QAM. Cela correspond exactement à la configuration de la trame émise.

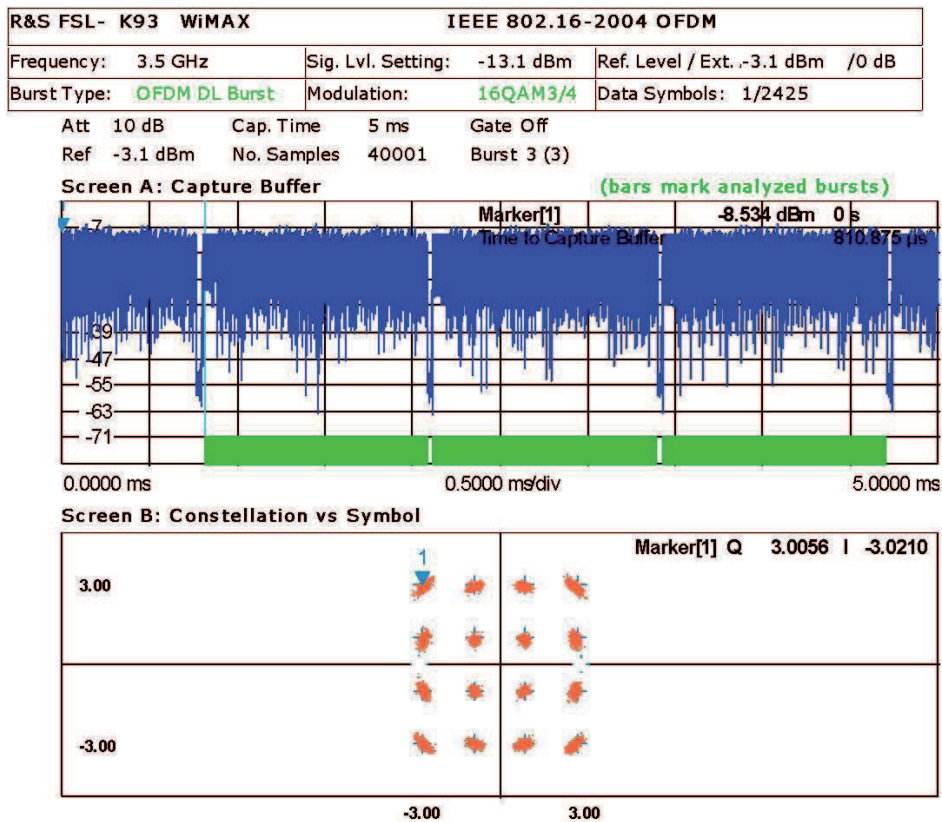


(a)

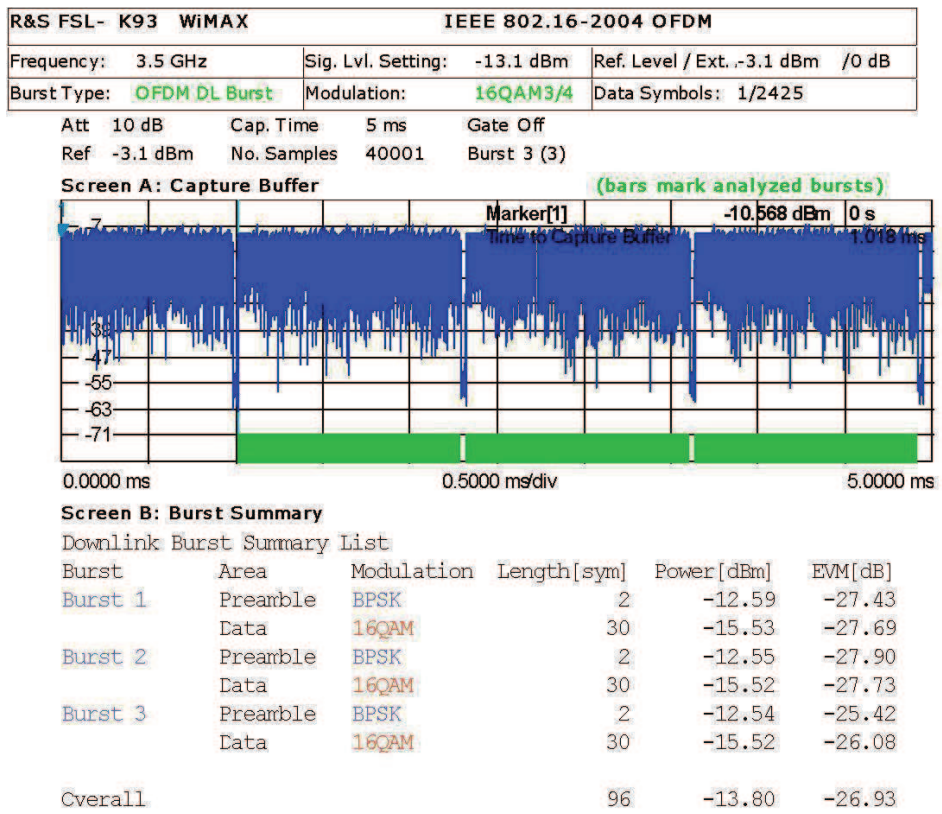


(b)

FIGURE B.1 : Premier test : Modulation QPSK - 20 symboles OFDM

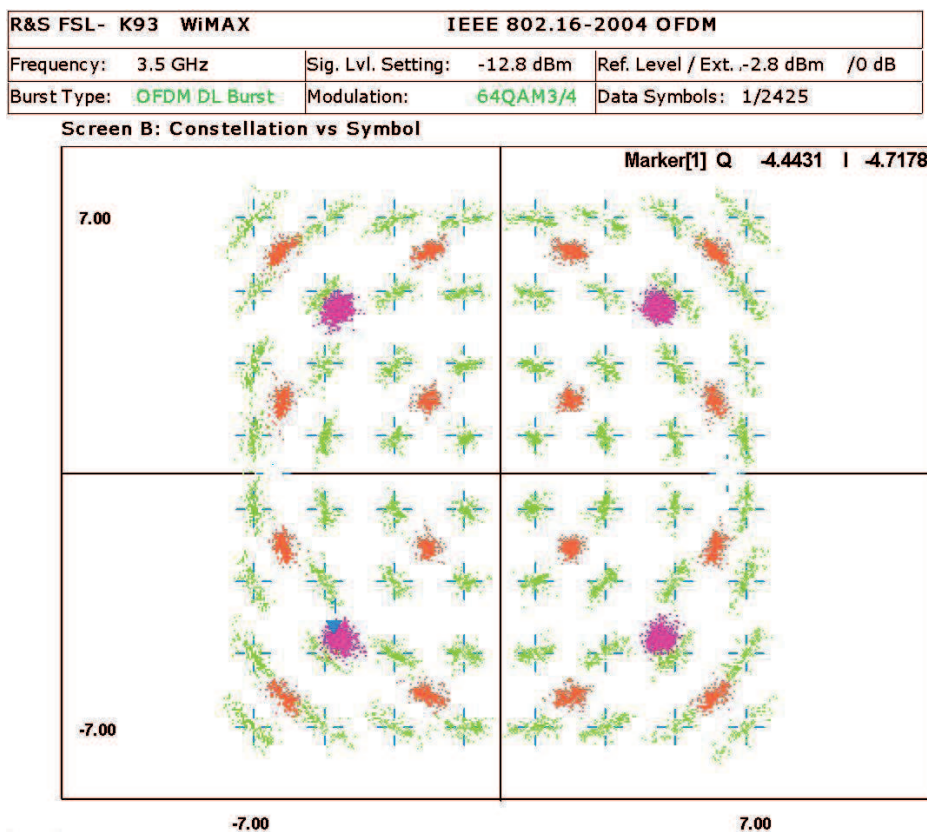


(a)

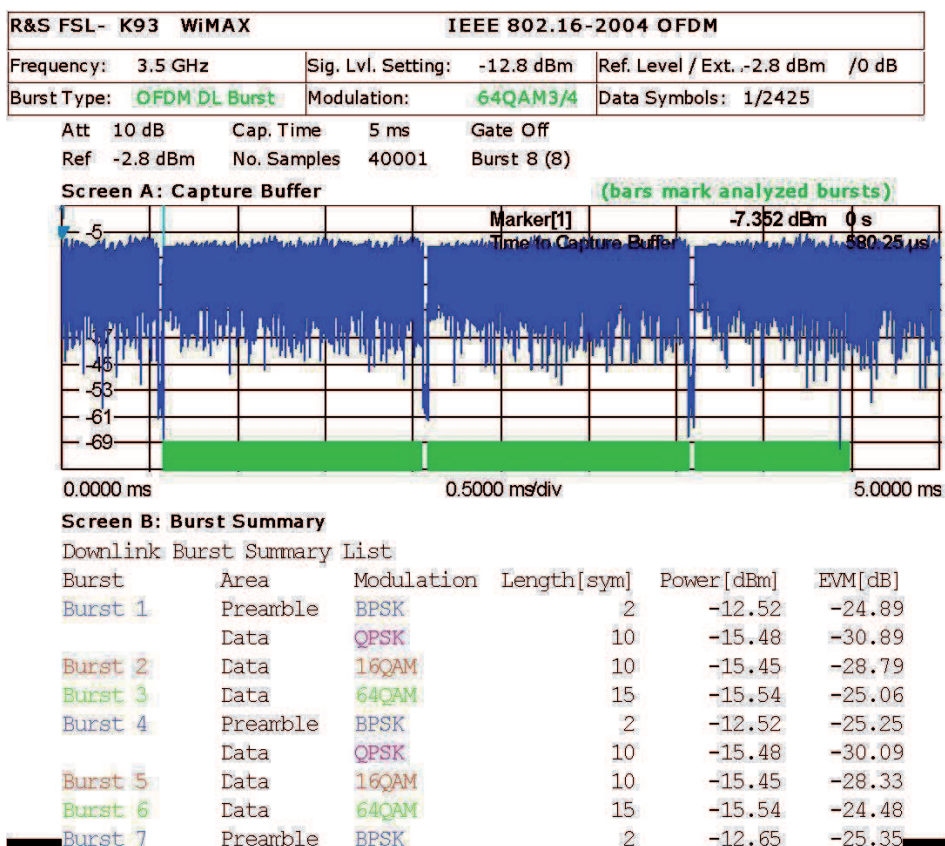


(b)

FIGURE B.2 : Deuxième test : Modulation 16QAM - 30 symboles OFDM



(a)



(b)

FIGURE B.3 : Troisième test : 3 bursts différents

VALIDATION DE LA CHAÎNE DE RÉCEPTION WIMAX

Nous considérons, par exemple, une trame paramétrée de la façon suivante :

- Durée : 5ms
- Bande passante : 7MHz
- Longueur du préfix cyclique : 1/4
- Nombre de symboles OFDM : 20
- Modulation : QPSK

Dans le but de limiter l'effet du bruit sur les données, nous fixons la puissance à -15dBm. Cela nous permet de recevoir un signal avec un fort rapport signal à bruit.

Tout d'abord le signal, transporté par le canal de propagation (câble), est capté par le récepteur puis numérisé. Notons que ce signal comporte une multitude de copies de la trame émise. D'après la chaîne de réception détaillée en 3.4, la trame est détectée et traitée par tous les algorithmes implémentés.

Remarques :

- Lors de la configuration du récepteur, nous devons spécifier les valeurs des différents paramètres (modulations, nombre de symboles OFDM,...) de la trame générée précédemment. Cela est fait car nous n'avons pas développé un bloc de reconnaissance de ces paramètres.
- Étant donné que nous ignorons le contenu de l'information émise (car générée de manière aléatoire à l'émission), les éventuelles erreurs qu'ont subit les données reçues ne pourrons pas être comptabilisées .

La constellation des symboles, reçus et traités, peut être observée sur la figure B.4.

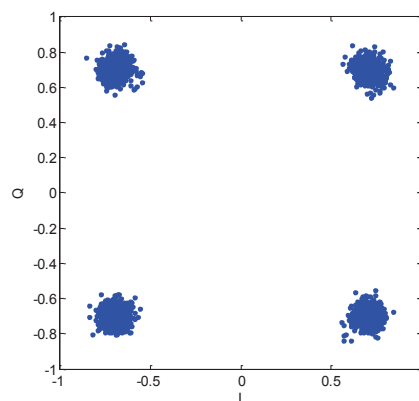


FIGURE B.4 : Réception des symboles générés par IQCreator

La structure des symboles affichés sur la constellation montre que la trame a été parfaitement détectée et traitée. Ainsi, le bon fonctionnement des blocs implémentés sur le bloc de réception est validé.

Annexe C

Annexe C

COMPARAISON DES RÉPONSES DES CANAUX WINNER ET DES CANAUX MESURÉS

Les réponses des canaux sondés sont affichées sur les figures C.1, C.2 et C.3.

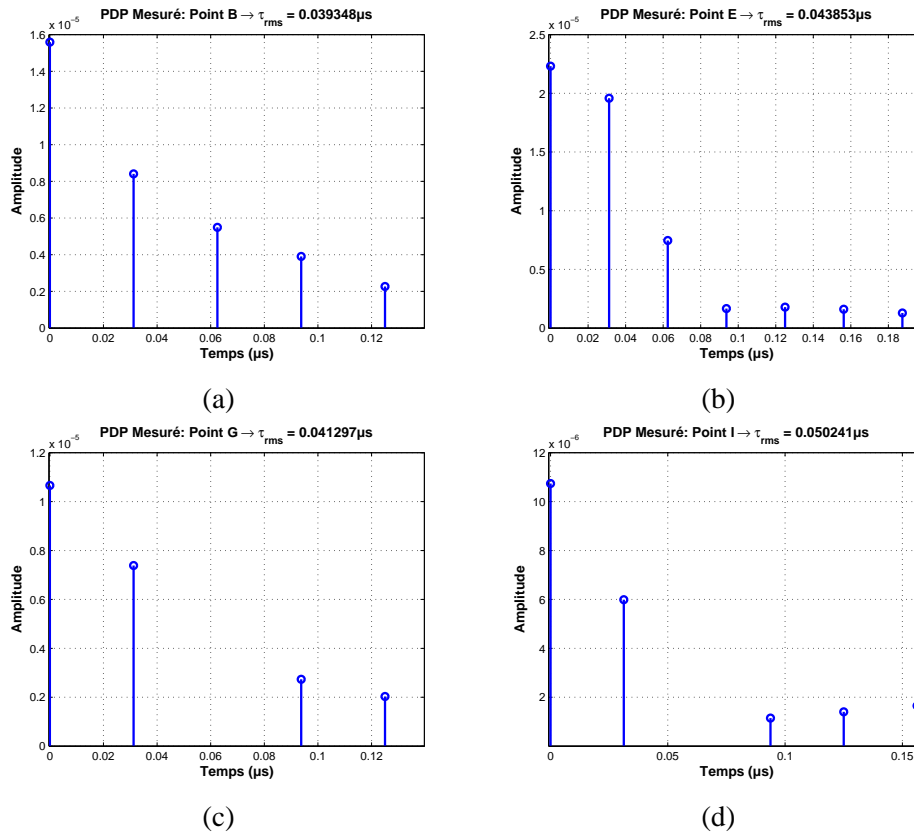


FIGURE C.1 : Les réponses des canaux sondés dans la salle LOS

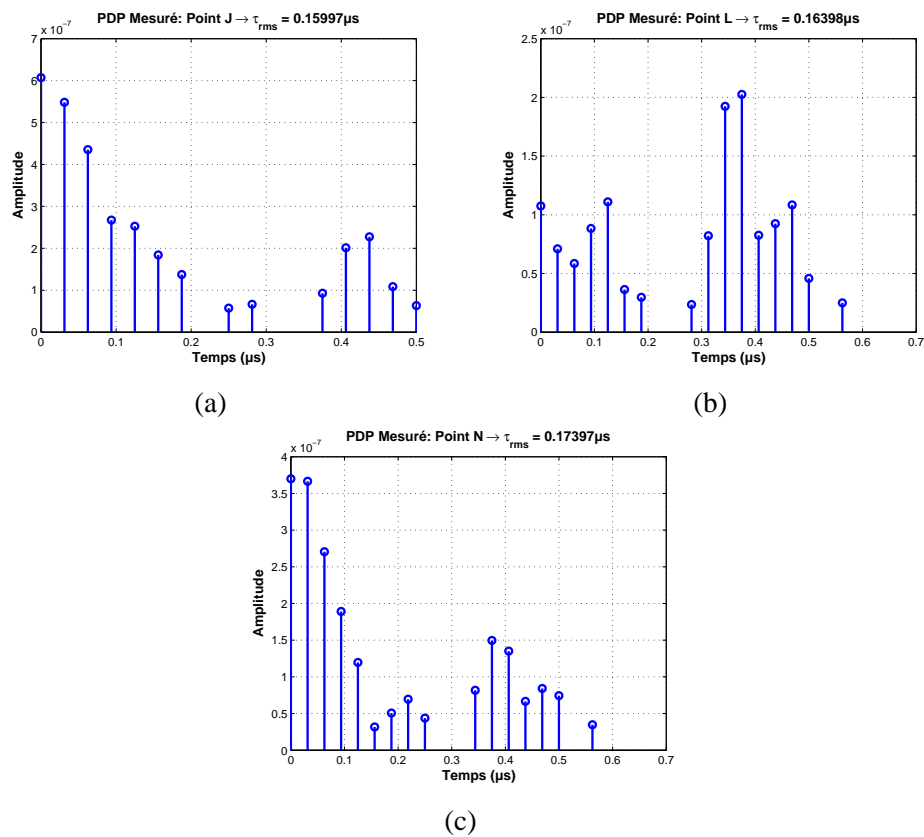
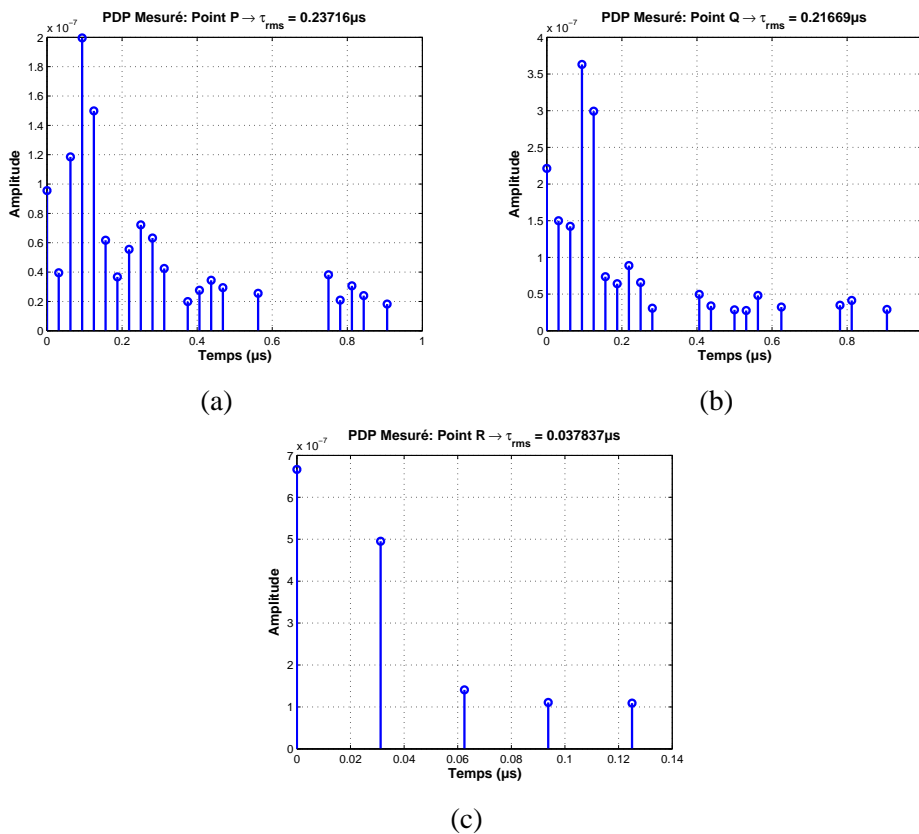
Les réponses des canaux générés à partir du modèle WINNER sont affichées sur la figure C.4.

LES RÉPONSES DES CANAUX MIMO GÉNÉRÉS À PARTIR DU MODÈLE WINNER

Les réponses des canaux MIMO générés à partir du modèle WINNER sont affichées sur les figures C.5, C.6 et C.7.

LES RÉPONSES DES CANAUX $S-R$, $S-D$ ET $R-D$ GÉNÉRÉS À PARTIR DU MODÈLE WINNER

- Relais placé sur la terrasse 1 : Les réponses des canaux générés à partir du modèle WINNER sont affichées sur les figures C.8, C.9 et C.10.
- Relais placé sur la terrasse 2 : Les réponses des canaux générés à partir du modèle WINNER sont affichées sur les figures C.11, C.12 et C.13.

FIGURE C.2 : Les réponses des canaux sondés dans la 1^{ère} salle NLOSFIGURE C.3 : Les réponses des canaux sondés dans la 2^{ème} salle NLOS

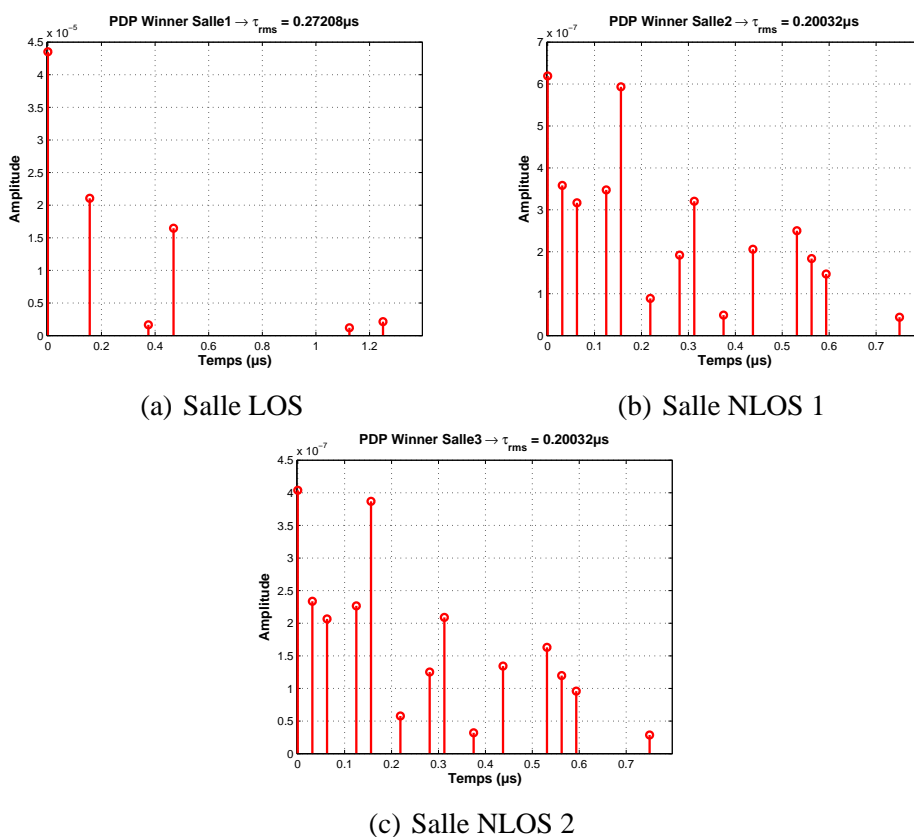


FIGURE C.4 : Les réponses des canaux générés à partir du modèle WINNER

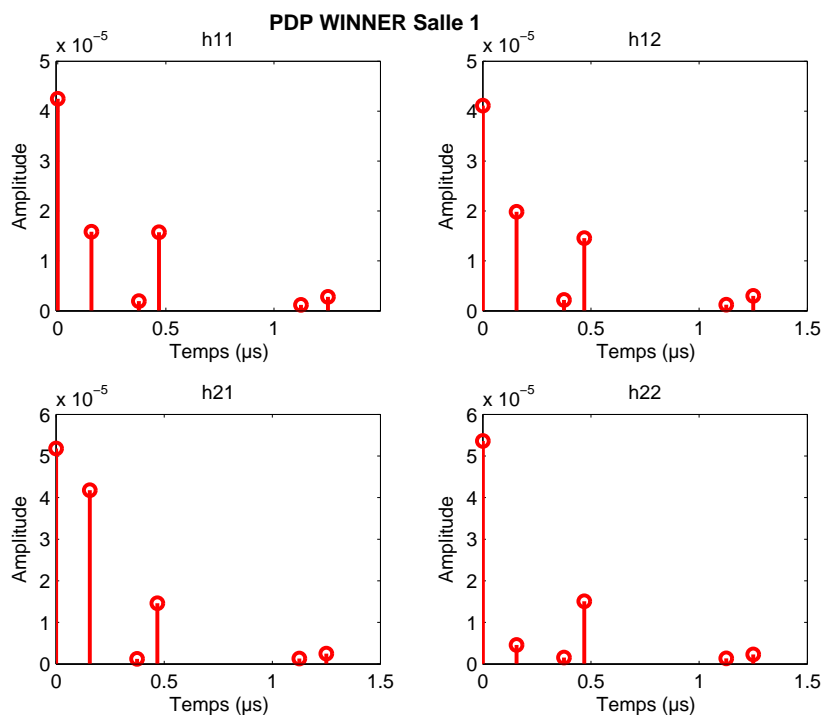


FIGURE C.5 : Les réponses des canaux générés dans la salle LOS

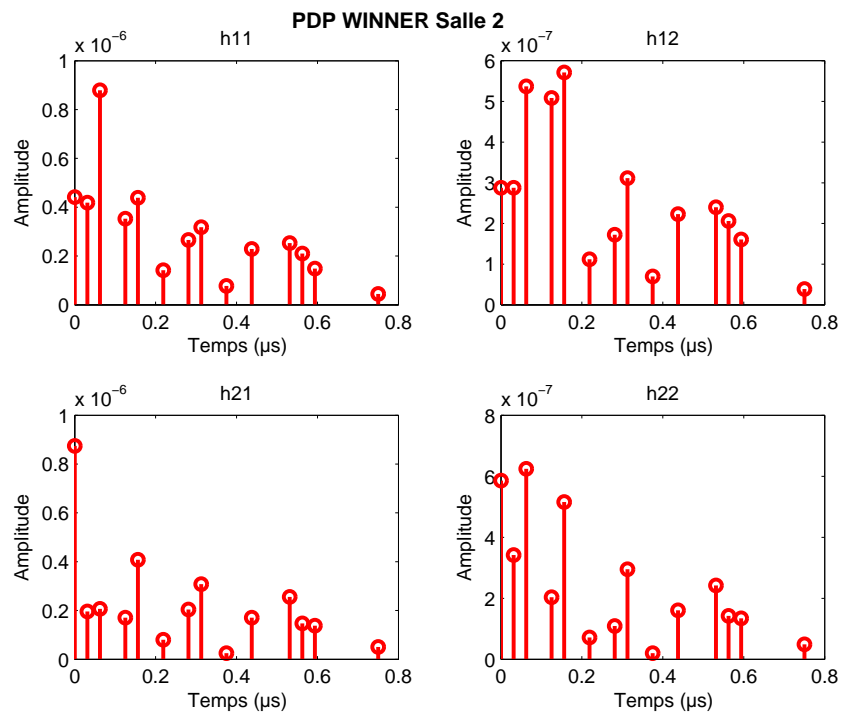


FIGURE C.6 : Les réponses des canaux sondés dans la 1^{ère} salle NLOS

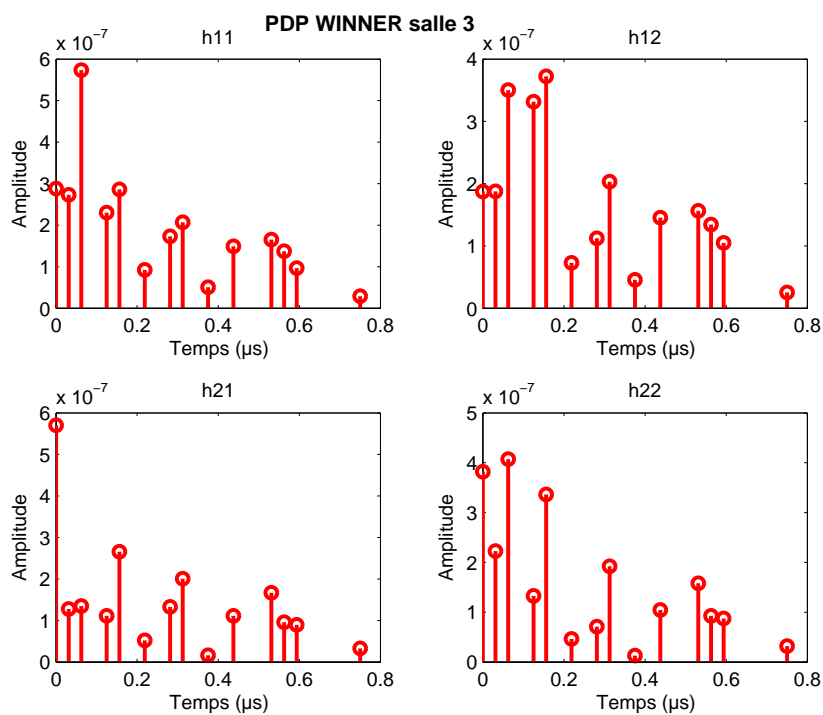


FIGURE C.7 : Les réponses des canaux sondés dans la 2^{ème} salle NLOS

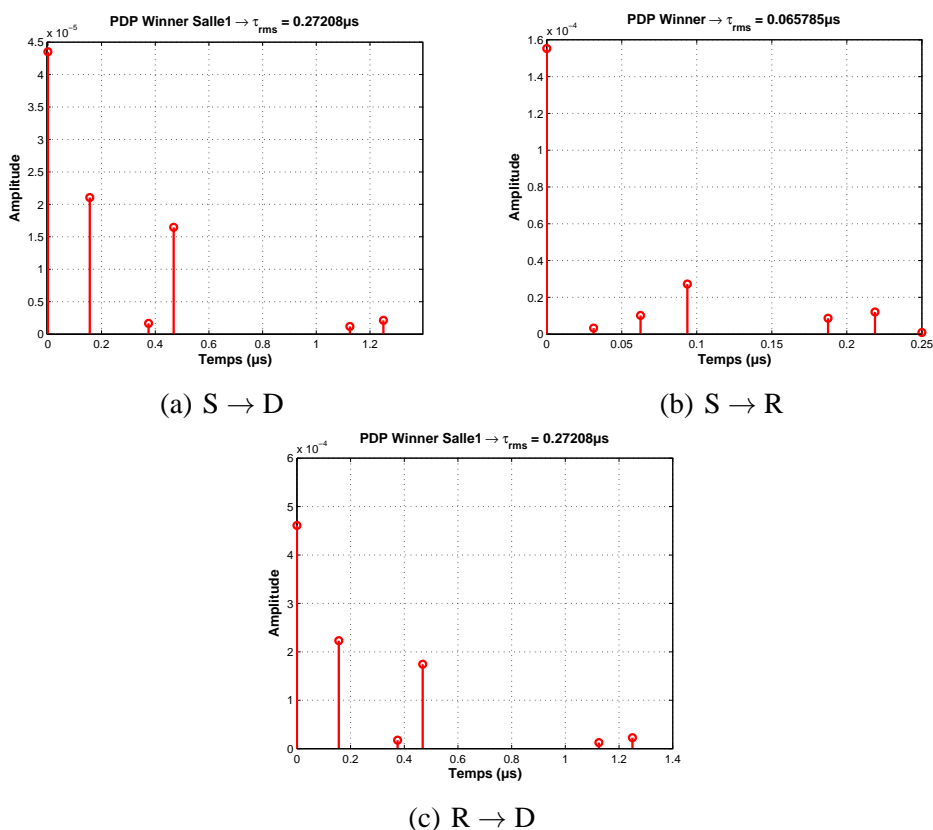


FIGURE C.8 : Les réponses des canaux générés à partir du modèle WINNER avec le relais placé sur la terrasse 1 et la destination en salle LOS

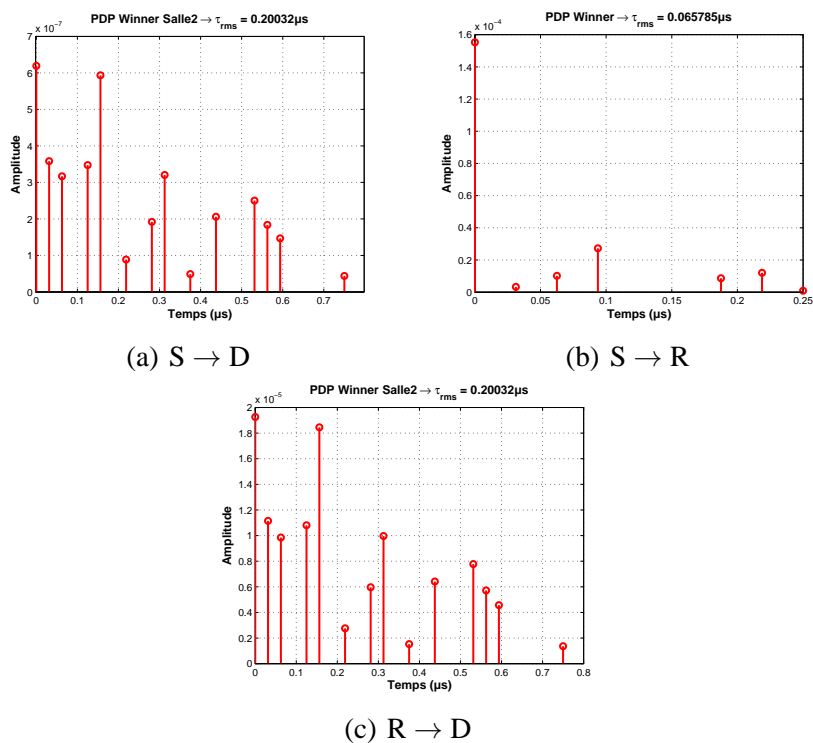


FIGURE C.9 : Les réponses des canaux générés à partir du modèle WINNER avec le relais placé sur la terrasse 1 et la destination en salle NLOS 1

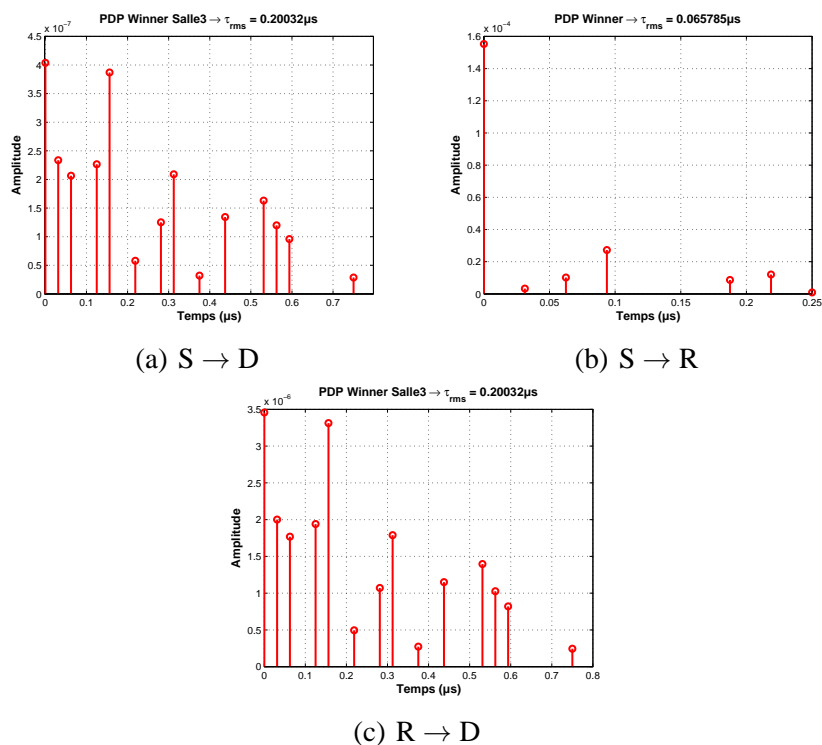


FIGURE C.10 : Les réponses des canaux générés à partir du modèle WINNER avec le relais placé sur la terrasse 1 et la destination en salle NLOS 2

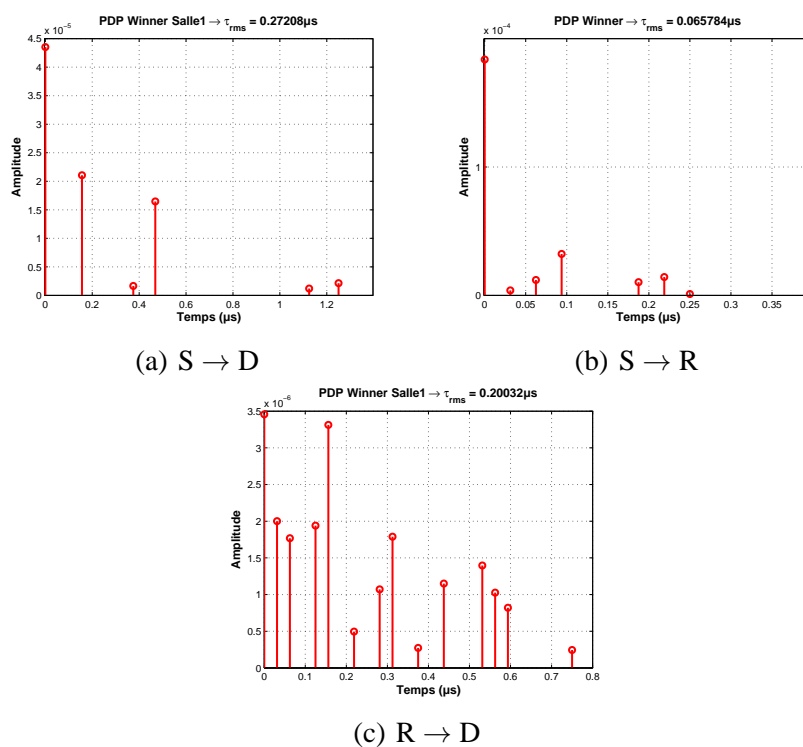


FIGURE C.11 : Les réponses des canaux générés à partir du modèle WINNER avec le relais placé sur la terrasse 2 et la destination en salle LOS

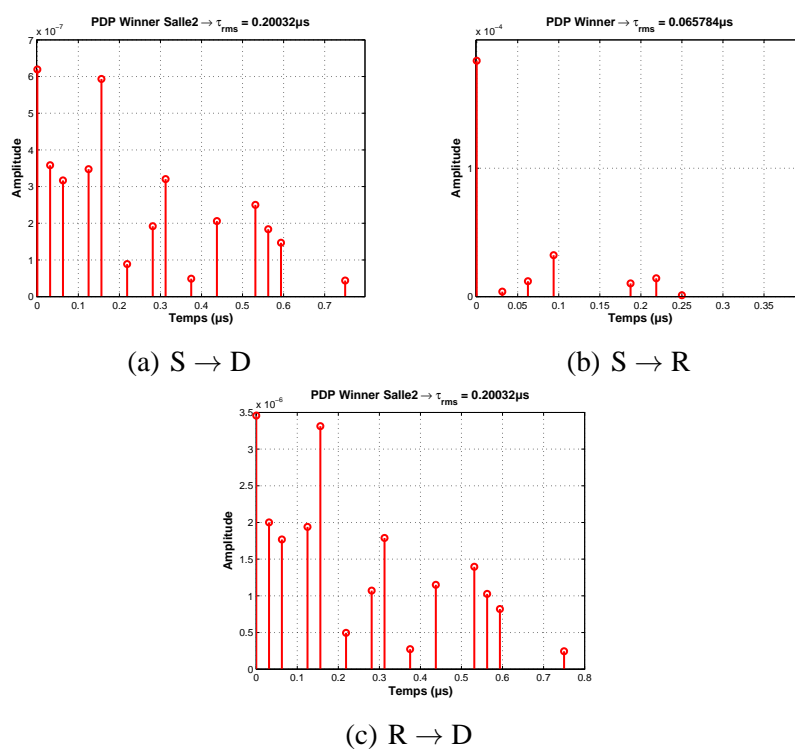


FIGURE C.12 : Les réponses des canaux générés à partir du modèle WINNER avec le relais placé sur la terrasse 2 et la destination en salle NLOS 1

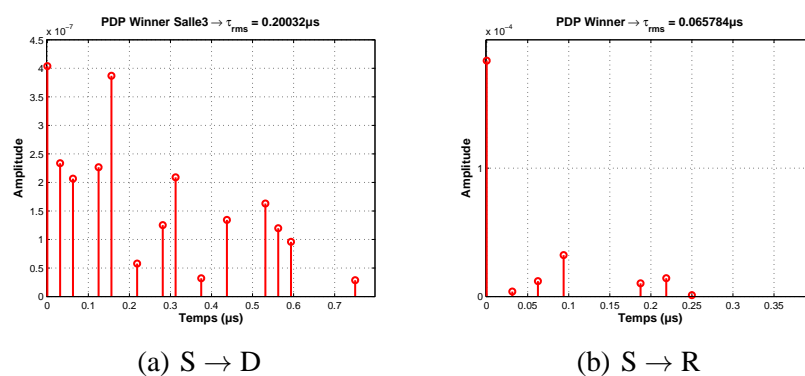


FIGURE C.13 : Les réponses des canaux générés à partir du modèle WINNER avec le relais placé sur la terrasse 2 et la destination en salle NLOS 2

Annexe D

Annexe D

RÉSULTATS DES SIMULATION DU SYSTÈME WIMAX EN UTILISANT UN RELAIS

PLACÉ SUR LA TERRASSE 1

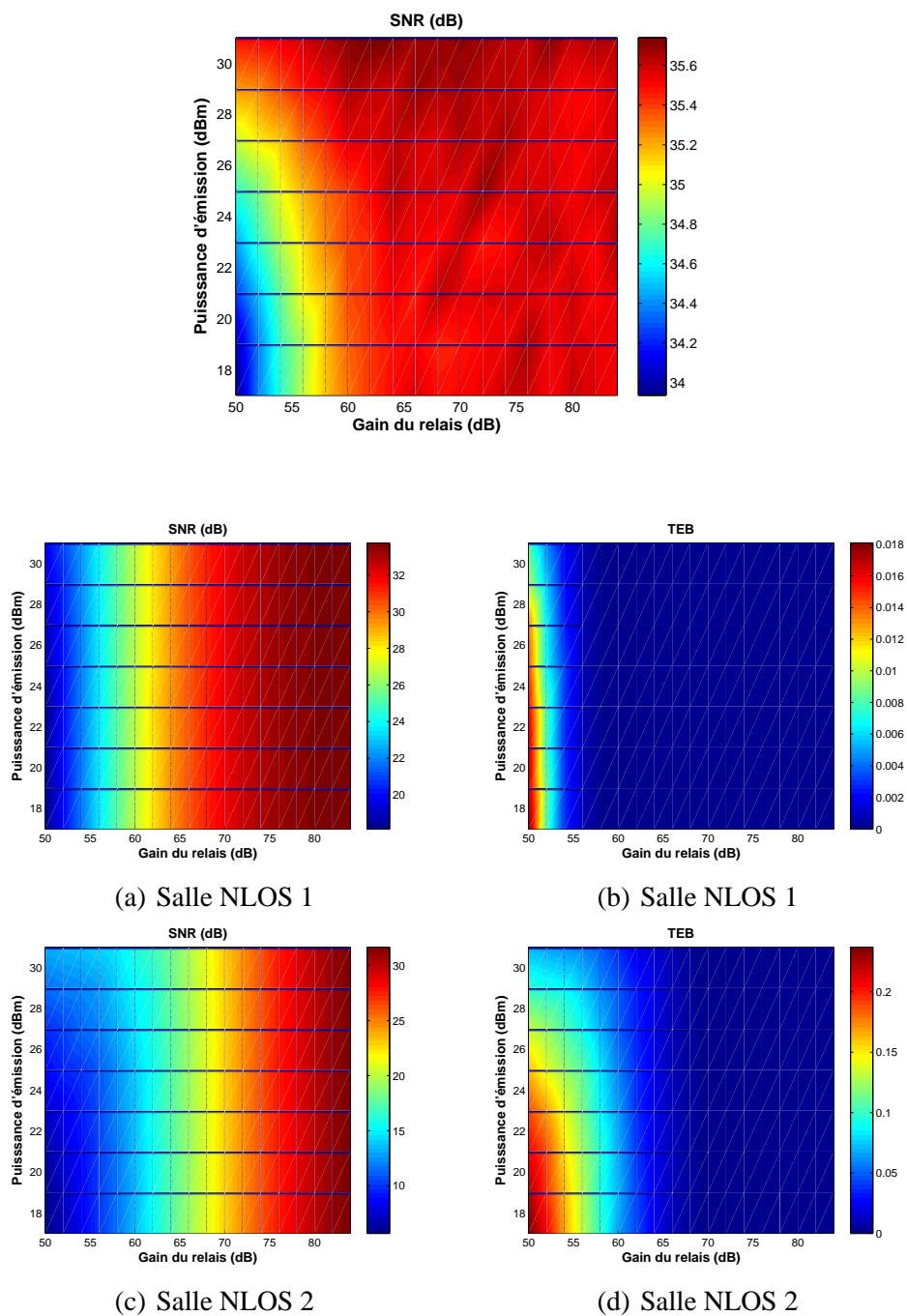
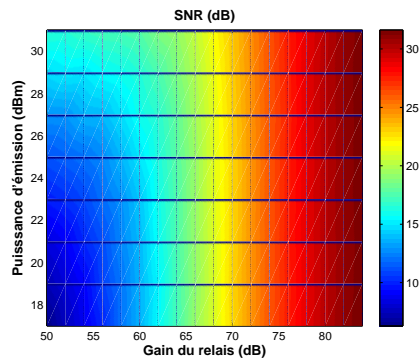
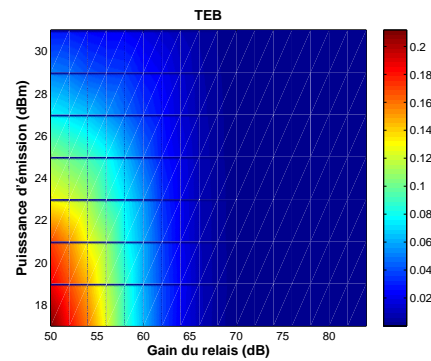


FIGURE D.1 : Les niveaux de SNR et de TEB relevés en fonction de la puissance émise et du gain d'amplification du relais en modulation 64QAM

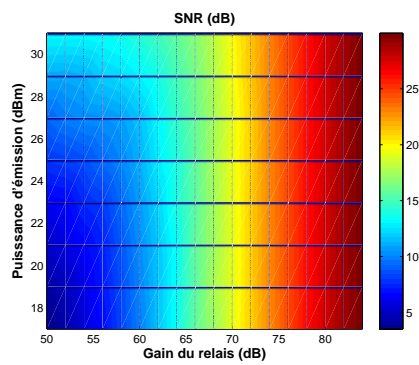
RÉSULTATS DES SIMULATION DU SYSTÈME WIMAX EN UTILISANT UN RELAIS
PLACÉ SUR LA TERRASSE 2



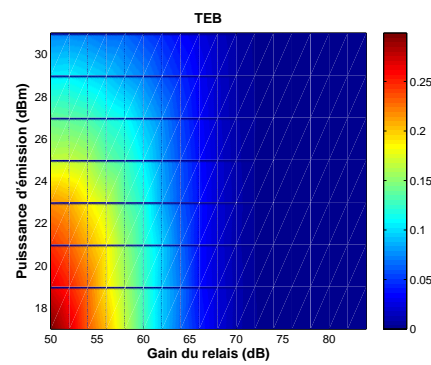
(a) Salle NLOS 1



(b) Salle NLOS 1



(c) Salle NLOS 2



(d) Salle NLOS 2

FIGURE D.2 : Les niveaux de SNR et de TEB relevés en fonction de la puissance émise et du gain d'amplification du relais en modulation 64QAM

Bibliographie

- [1] Wimax, “<http://www.wimax-fr.com/>.”
- [2] H. Labiod, H. Afifi, and C. D. Santis, *Wi-Fi, Bluetooth, Zigbee and WiMAX*. Springer, 2007.
- [3] J. Bray and C. F. Sturman, *Bluetooth 1.1 - Connexions sans fil*. Campus Press, 2002.
- [4] K. J. Negus, A. P. Stephens, and J. Lansford, “Homerf : wireless networking for the connected home,” *IEEE Personal Communications*, vol. 7, pp. 20–27, Feb. 2000.
- [5] P. Roshan and J. Leary, *Réseaux WiFi : Notions fondamentales*. Cisco Press, 2004.
- [6] A. C. Hameau, *Wi-Fi, maîtriser le réseau sans fil*. Eni Eds, Juin 2003.
- [7] C. Smith, *LMDS : Local Multipoint Distribution Service*. McGraw-Hill Professional, 2000.
- [8] D. Chiron, D. C. R. Guedira, M. Giry, T. Monediere, and B. Jecko, *La boucle locale radio, LMDS : Services Haut Débit*. Lyon, 2001.
- [9] C. Hoymann, P. Püttner, and I. Forkel, “The HIPERMAN standard - a performance analysis,” *IST - Mobile & Wireless Communications Summit 2003*, vol. 0, pp. 827–831, Jun 2003.
- [10] J. G. Andrews, A. Ghosh, and R. Muhamed, *Fundamentals of WiMAX Understanding Broadband Wireless Networking*. Pearson Education. Inc, 2007.

- [11] “IEEE standard for local and metropolitan area networks part 16 : Air interface for fixed broadband wireless access systems,” 2004.
- [12] K. Chaplin, *Wireless LANs vs Wireless WANs*, November 2002.
- [13] J. D. Parsons, *The Mobile Radio Propagation Channel*, vol. 2. Wiley, October 2000.
- [14] O. Landron, M. J. Feuerstein, and T. S. Rappaport, “A comparison of theoretical and empirical reflection coefficients for typical exterior wall surfaces in a mobile radio environment,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 44, pp. 341–351, March 1996.
- [15] K. Bullington, “Radio propagation at frequencies above 30 megacycles,” *Proceedings of the IRE*, vol. 35, pp. 1122–1136, Oct. 1947.
- [16] J. Lavergnat and M. Sylvain, *Propagation des ondes radioelectriques - introduction*. Masson ed., 1997.
- [17] J. Keller, “Geometrical theory of diffraction,” *J. of the Optical Society of America*, vol. 52, no. 2, pp. 116–130, 1962.
- [18] S. R. Saunders and A. Aragon, *Antennas and Propagation for Wireless Communication Systems*. Wiley & Sons, 2. a. ed., May 2007.
- [19] M. Jankiraman, *Space-time codes and MIMO systems*. Artech House, 2004.
- [20] T. S. Rappaport, *Wireless Communications : Principles and Practice*. Prentice Hall, 1996.
- [21] M. Debbah, “Introduction aux principes de l’OFDM (orthogonal frequency division multiplexing).”
- [22] Y. G. Li and G. Stuber, *Orthogonal Frequency Division Multiplexing for Wireless Communications*. Springer Science+Business Media, Inc, 2006.
- [23] A. Goldsmith, *Wireless Communications*. Cambridge University Press, 2005.
- [24] S. Kaiser, “Trade-off between channel coding and spreading in multi-carrier CDMA systems,” in *Proc. IEEE 4th International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications*, vol. 3, pp. 1366–1370, 22–25 Sept. 1996.
- [25] G. J. Foschini and M. J. Gans, “On limits of wireless communications in a fading environment when using multiple antennas,” *Wireless Personal Communications*, vol. 6, no. 3, pp. 311–335, 1998.

- [26] E. T. Ar and I. E. Telatar, "Capacity of multi-antenna gaussian channels," *European Transactions on Telecommunications*, vol. 10, pp. 585–595, 1999.
- [27] C. TOUNOU, *Contribution à l'étude de systèmes à diversité d'antennes sur terminaux compacts. Mesures de performances en environnement réel*. PhD thesis, Université de Limoges, Octobre 2008.
- [28] F. Kaltenberger and S. Yang, "MIMO-algorithms for wireless LAN." Wireless Congress, Novembre 2005.
- [29] A. van Zelst, R. van Nee, and G. A. Awater, "Space division multiplexing (sdm) for ofdm systems," in *Proc. IEEE 51st VTC 2000-Spring Tokyo Vehicular Technology*, vol. 2, pp. 1070–1074, 15–18 May 2000.
- [30] V. Tarokh, N. Seshadri, and A. R. Calderbank, "Space-time codes for high data rate wireless communication : performance criterion and code construction," *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 44, pp. 744–765, March 1998.
- [31] D. Gore, S. Sandhu, and A. Paulraj, "Delay diversity codes for frequency selective channels," in *Proc. IEEE International Conference on Communications ICC 2002*, vol. 3, pp. 1949–1953, 28 April–2 May 2002.
- [32] V. L. Nir, *Étude et optimisation des systèmes multi-antennes associés à des modulations multiporteuses*. PhD thesis, Institut National des Sciences Appliquées de Rennes, Novembre 2004.
- [33] S. M. Alamouti, "A simple transmit diversity technique for wireless communications," vol. 16, pp. 1451–1458, Oct. 1998.
- [34] M. A. Hasan, "Performance evaluation of WiMAX/IEEE 802.16 OFDM physical layer," Master's thesis, HELSINKI UNIVERSITY OF TECHNOLOGY, June 2007.
- [35] "IEEE std. 802.16-2001 IEEE standard for local and metropolitan area networks part 16 : Air interface for fixed broadband wireless access systems," 2002.
- [36] W. Tranter, K. Shanmugan, T. Rappaport, and K. Kosbar, *Principles of communication systems simulation with wireless applications*. Upper Saddle River, NJ, USA : Prentice Hall Press, 2003.
- [37] J. G. Proakis, *Digital Communications*, vol. 4. McGraw Hill Higher Education, Décembre 2000.

- [38] S. B. Wicker, *Error control systems for digital communication and storage*. Upper Saddle River, NJ, USA : Prentice-Hall, Inc., 1995.
- [39] H. Nyquist, "Certain topics in telegraph transmission theory," *American Institute of Electrical Engineers, Transactions of the*, vol. 47, pp. 617–644, April 1928.
- [40] K. V. Ramasami, "A primer on root raised cosine filter design," December 2004.
- [41] S. Coleri, M. Ergen, A. Puri, and A. Bahai, "Channel estimation techniques based on pilot arrangement in ofdm systems," vol. 48, pp. 223–229, Sept. 2002.
- [42] A. D. KORA, *Architecture de systèmes multi-antennes et estimation de canal*. PhD thesis, Université de Limoges, 2007.
- [43] A. Haider and A. Chatterjee, "Low-cost alternate EVM test for wireless receiver systems," in *Proc. 23rd IEEE VLSI Test Symposium*, pp. 255–260, 1–5 May 2005.
- [44] Z. Qijun, X. Qinghua, and Z. Wei, "A new EVM calculation method for broadband modulated signals and simulation," in *Proc. 8th International Conference on Electronic Measurement and Instruments ICEMI '07*, pp. 2–661–2–665, Aug. 16 2007–July 18 2007.
- [45] M. Mouhamadou, *Contribution au développement et à l'optimisation d'un démonstrateur d'antennes adaptatives, applications à un système de communications sans fil haut débit*. PhD thesis, Université de Limoges, Septembre 2007.
- [46] J. B. Anderson, *Digital Transmission Engineering (IEEE Series on Digital & Mobile Communication)*. Wiley-IEEE Press, 2005.
- [47] V. Erceg, K. V. S. Hari, M. Smith, and D. S. Baum, "Channel models for fixed wireless applications," *Contribution to IEEE 802.16.3*, July 2001.
- [48] L. Xiao and L. Cuthbert, "Improving fairness in relay-based access networks," in *MSWiM '08 : Proceedings of the 11th international symposium on Modeling, analysis and simulation of wireless and mobile systems*, (New York, NY, USA), pp. 18–22, ACM, 2008.
- [49] G. Charalabopoulos, P. Stavroulakis, and A. H. Aghvami, "A frequency-domain neural network equalizer for ofdm," in *Proc. IEEE Global Telecommunications Conference GLOBECOM '03*, vol. 2, pp. 571–575, 1–5 Dec. 2003.
- [50] X. Ma, H. Kobayashi, and S. C. Schwartz, "EM-based channel estimation algorithms for OFDM," *EURASIP J. Appl. Signal Process.*, vol. 2004, pp. 1460–1477, 2004.

- [51] E. T. Ar and I. E. Telatar, "Capacity of multi-antenna gaussian channels," *European Transactions on Telecommunications*, vol. 10, pp. 585–595, 1999.
- [52] P. H. Moose, "A technique for orthogonal frequency division multiplexing frequency offset correction," vol. 42, pp. 2908–2914, Oct. 1994.
- [53] J. M. Wu and C. H. Chou, "Baseband sampling clock frequency synchronization for WiMAX systems."
- [54] A. Pascual-Iserte, L. M. Ventura, and X. Nieto, "Residual carrier frequency offset estimation and correction in OFDM MIMO systems," in *Proc. IEEE 18th International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications PIMRC 2007*, pp. 1–5, 3–7 Sept. 2007.
- [55] R. . SCHWARZ, "Zvl vector network analyzers."
- [56] K. Rosengren and P.-S. Kildal, "Study of distributions of modes and plane waves in reverberation chambers for the characterization of antennas in a multipath environment," *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 30, pp. 386–391, September 2001.
- [57] R. G. Vaughan and J. B. Andersen, "Antenna diversity in mobile communications," vol. 36, pp. 149–172, Nov 1987.
- [58] C. Tounou, C. Decroze, D. Carsenat, T. Monediere, and B. Jecko, "Diversity antennas efficiencies enhancement," in *Proc. IEEE Antennas and Propagation International Symposium*, pp. 1064–1067, 9–15 June 2007.
- [59] G. A. Mavridis, J. N. Sahalos, and M. T. Chryssomallis, "Spatial diversity two-branch antenna for wireless devices," *Electronics Letters*, vol. 42, pp. 266–268, 2 March 2006.
- [60] A. Diallo, C. Luxey, P. L. Thuc, R. Staraj, and G. Kossiavas, "Diversity performance of multiantenna systems for UMTS cellular phones in different propagation environments," in *Proceedings of The European Conference on Antennas and Propagation : EuCAP 2006*, vol. 2008, 2008.
- [61] J. F. Valenzuela-Valdes, M. A. Garcia-Fernandez, A. M. Martinez-Gonzalez, and D. A. Sanchez-Hernandez, "The influence of efficiency on receive diversity and MIMO capacity for rayleigh-fading channels," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 56, pp. 1444–1450, May 2008.

- [62] M. B. Knudsen and G. F. Pedersen, "Spherical outdoor to indoor power spectrum model at the mobile terminal," vol. 20, pp. 1156–1169, Aug. 2002.
- [63] S. Blanch, J. Romeu, and I. Corbella, "Exact representation of antenna system diversity performance from input parameter description," *Electronics Letters*, vol. 39, pp. 705–707, 1 May 2003.
- [64] T. Bolin, A. Derneryd, G. Kristensson, V. Plicanic, and Z. Ying, "Two-antenna receive diversity performance in indoor environment," *Electronics Letters*, vol. 41, pp. 1205–1206, 27 Oct. 2005.
- [65] A. Diallo, P. Le Thuc, C. Luxey, R. Staraj, G. Kossiavas, M. Franzén, and P.-S. Kildal, "Diversity characterization of optimized two-antenna systems for UMTS handsets," *EUR-ASIP J. Wirel. Commun. Netw.*, vol. 2007, no. 5, pp. 1–9, 2007.
- [66] T. Taga, "Analysis for mean effective gain of mobile antennas in land mobile radio environments," vol. 39, pp. 117–131, May 1990.
- [67] J. Valenzuela-Valdes, A. Martinez-Gonzalez, and D. Sanchez-Hernandez, "Emulation of mimo nonisotropic fading environments with reverberation chambers," *Antennas and Wireless Propagation Letters, IEEE*, vol. 7, pp. 325–328, 2008.
- [68] A. Khaleghi, A. Azoulay, and J. C. Bolomey, "Diversity techniques with dipole antennas in indoor multipath propagation," in *Proc. IEEE 16th International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications PIMRC 2005*, vol. 1, pp. 669–673, 11–14 Sept. 2005.
- [69] K. Rosengren and P. S. Kildal, "Radiation efficiency, correlation, diversity gain and capacity of a six-monopole antenna array for a mimo system : theory, simulation and measurement in reverberation chamber," *IEE Proceedings -Microwaves, Antennas and Propagation*, vol. 152, pp. 7–16, 19 Feb. 2005.
- [70] P. S. Kildal, "Measurements of mobile phone antenna in small reverberation chambers," *Automatika* 43, vol. 1-2, pp. 63–68, 2002.
- [71] C. A. Tounou, C. Decroze, D. Carsenat, T. Monediere, and B. Jecko, "Mobile communication antennas in uniform and gaussian propagation channels," in *Proc. Second European Conference on Antennas and Propagation EuCAP 2007*, pp. 1–6, 11–16 Nov. 2007.

- [72] T. Okumura, E. Ohmori, and K. Fukuda, "Field strength and its variability in vhf and uhf land mobile service," *Review Electrical Communication Laboratory*, 1968.
- [73] M. Hata, "Empirical formula for propagation loss in land mobile radio services," *Vehicular Technology, IEEE Transactions on*, vol. 29, pp. 317–325, Aug 1980.
- [74] ORIANA, "Caracterisation et influence des relais," tech. rep., ANR, 2007.
- [75] O. projet ANR, "Etude théorique sur le relais," tech. rep., livrable 3.2, 2008.
- [76] T. Cover and A. E. Gamal, "Capacity theorems for the relay channel," *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 25, pp. 572–584, Sep 1979.
- [77] X. Bao and J. Li, "Decode-amplify-forward (DAF) : a new class of forwarding strategy for wireless relay channels," in *Signal Processing Advances in Wireless Communications, 2005 IEEE 6th Workshop on*, pp. 816–820, June 2005.
- [78] O. AKHDAR, *Conception d'une méthode de déconvolution pour l'estimation des angles d'arrivée sur une antenne. Application au sondage spatio-temporel du canal de propagation*. PhD thesis, Université de Limoges, 2009.
- [79] P. Kyösti, J. Meinilä, L. Hentilä, X. Zhao, T. Jämsä, C. Schneider, M. Narandzić, M. Milojević, A. Hong, J. Ylitalo, V.-M. Holappa, M. Alatossava, R. Bultitude, Y. de Jong, and T. Rautiainen, "WINNER II channel models [74] [74]," tech. rep., EC FP6, September 2007.
- [80] J. Salo, G. Del Galdo, J. Salmi, P. Kyösti, M. Milojevic, D. Laselva, and C. Schneider, "MATLAB implementation of the 3GPP Spatial Channel Model (3GPP TR 25.996)," Janvier 2005.
- [81] D5.3, "Interim channel models," tech. rep., ., April 2005.
- [82] D5.4, "Final report on link level and system level channel models," tech. rep., ver 1.4, November 2005.
- [83] WINNER, "<http://www.ist-winner.org/index.html>."
- [84] L. H. M. K. Milan Narandzić, Pekka Kyösti, "Matlab SW documentation of WIM2 model," tech. rep., WINNER II, 2008.
- [85] ORIANA, "Plan de tests des demonstrateurs," tech. rep., Livrable 5.1, 2008.

- [86] J.-P. Xu and B.-R. Guan, "An efficient timing synchronization scheme for ofdm systems in ieee 802.16d," in *Proc. Asia-Pacific Microwave Proceedings APMC 2005*, vol. 1, p. 3pp., 4–7 Dec. 2005.

**ETUDES THEORIQUES ET EXPERIMENTALES DE SYSTEMES DE TRANSMISSIONS
MIMO-OFDM
MESURES ACTIVES EN ENVIRONNEMENTS REELS ET MAITRISES DANS UN CONTEXTE WIMAX**

Résumé :

Ces travaux portent sur la mise en place théorique et expérimentale d'un système de communications numériques MIMO-OFDM basé sur les spécifications de la norme IEEE 802.16d (WiMAX) et fonctionnant à une fréquence de 3,5GHz.

Tout d'abord, un simulateur modélisant le système étudié a été développé. Les performances théoriques de ce système ont pu, ainsi, être évaluées dans des canaux de type AWGN, Rice et Rayleigh. La transposition de ce simulateur sur une plateforme de mesure a, ensuite, permis la caractérisation expérimentale de ses performances en environnements **maîtrisés** (chambre anéchoïque et chambre réverbérante à brassage de modes) et **réels** (Extérieur vers Intérieur). Les limitations du système étudié dans ces environnements ont pu être identifiées.

En environnement Extérieur vers Intérieur, les signaux travaillant à 3,5GHz rencontrent des problèmes de pénétration à l'intérieur des bâtiments. Dans le but d'y remédier, une solution efficace à base de relais a été introduite. Cette solution a été testée, en simulation, sur le site ESTER – ENSIL.

**THEORETICAL AND EXPERIMENTAL CHARACTERIZATION OF A MIMO WIMAX-
OFDM BASED SYSTEM.
ACTIVE MEASUREMENTS IN REAL AND CONTROLLED ENVIRONNEMENTS.**

Abstract:

This thesis deals with the characterization of a MIMO-OFDM system based on the IEEE802.16d (WiMAX) standard specifications.

First, simulations of the studied system were set up with Matlab in order to evaluate its performances using AWGN, Rice and Rayleigh channels models. The implementation of the corresponding numerical blocks on a measurement platform allowed the evaluation of these performances through measurements done in **controlled** and **real** (Outdoor to Indoor) environments.

In the Outdoor to Indoor context, we noticed that signals, at the working frequency (3.5GHz), were highly faded when attempting the receiver inside the building. A relaying based solution has been adopted to get through this limitation. Its contribution was tested through simulations and the obtained performances presented.

Discipline : "Electronique des Hautes Fréquences et Optoélectronique"

Mots clés :

WiMAX	Canal de propagation
OFDM	Mesures « actives »
MIMO	Relais
Codage Espace-Temps	Diversité coopérative

Adresse du laboratoire : XLIM, Département O.S.A., Faculté des Sciences et Techniques – Université de Limoges, 123 avenue Albert Thomas – 87060 Limoges Cedex