

UNIVERSITÉ DU QUÉBEC EN ABITIBI-TÉMISCAMINGUE

MIMO-OFDM POUR LES COMMUNICATIONS SANS-FIL DANS LES MINES
SOUTERRAINES

MEMOIRE

PRÉSENTÉ COMME EXIGENCE PARTIELLE DE
MAITRISE EN TÉLÉCOMMUNICATIONS

PAR

HAMID AIT TALEB

AOÛT 2017



BIBLIOTHÈQUE

Cégep de l'Abitibi-Témiscamingue
Université du Québec en Abitibi-Témiscamingue

Mise en garde

La bibliothèque du Cégep de l'Abitibi-Témiscamingue et de l'Université du Québec en Abitibi-Témiscamingue a obtenu l'autorisation de l'auteur de ce document afin de diffuser, dans un but non lucratif, une copie de son œuvre dans Depositum, site d'archives numériques, gratuit et accessible à tous.

L'auteur conserve néanmoins ses droits de propriété intellectuelle, dont son droit d'auteur, sur cette œuvre. Il est donc interdit de reproduire ou de publier en totalité ou en partie ce document sans l'autorisation de l'auteur.

Warning

The library of the Cégep de l'Abitibi-Témiscamingue and the Université du Québec en Abitibi-Témiscamingue obtained the permission of the author to use a copy of this document for non-profit purposes in order to put it in the open archives Depositum, which is free and accessible to all.

The author retains ownership of the copyright on this document. Neither the whole document, nor substantial extracts from it, may be printed or otherwise reproduced without the author's permission.

Dédicace

À ma mère, à ma mère, à ma mère et à mon père

À mes chers frères et sœurs

*A tous ceux qui me sont chers, qui sont toujours
parmi nous ou qui nous ont quitté pour un monde
meilleurs.*

*À tous ceux qui ont contribué à mon éducation et
mon instruction même par un seul mot*

TABLE DES MATIÈRES

LISTE DES ABRÉVIATIONS, SIGLES ET ACRONYMES	VII
LISTE DES FIGURES.....	VIII
LISTE DES TABLEAUX.....	X
RÉSUMÉ.....	XI
ABSTRACT	XII
INTRODUCTION GÉNÉRALE	1
CHAPITRE 1.....	5
ORTHOGONAL FREQUENCY-DIVISION MULTIPLEXING (OFDM).....	5
1.1 Introduction	5
1.2 Principe de l'OFDM	6
1.2.1 Orthogonalité	7
1.2.2 Modulation et Démodulation OFDM.....	8
1.3 Intervalle de garde	9
1.3.3 Préfixe cyclique (CP).....	9
1.3.4 Zero Padding (ZP).....	10
1.4 Bande de garde	10
1.5 Les pilotes	11
1.5.5 Les pilotes en bloc.....	11
1.5.6 Les pilotes en peigne.....	11
1.5.7 Les pilotes en treillis	12
1.6 Schéma bloc d'un Système OFDM	12
1.7 Avantages et inconvénients de l'OFDM.....	15
1.8 Conclusion	16

CHAPITRE 2.....	17
SYSTÈME À ENTRÉES MULTIPLES, ET À SORTIES MULTIPLES (MIMO).....	17
2.1 Introduction.....	17
2.2 Capacité d'un canal MIMO.....	17
2.2.1 Capacité dans le cas déterministe	18
2.2.2 Capacité dans le cas d'un canal aléatoire	20
2.3 Les techniques MIMO	21
2.3.3 Techniques de diversité	21
2.3.4 Techniques de Multiplexage.....	26
2.3.5 Techniques de formation de faisceaux (Beamforming) et antennes intelligentes	29
2.4 MIMO-OFDM.....	30
2.4.6 Schéma block d'un système MIMO-OFDM	30
2.4.7 Capacité	31
2.5 Conclusion	32
CHAPITRE 3.....	33
PERFORMANCES DU SYSTÈME MIMO-OFDM À 2.4 GHZ.....	33
3.1 Introduction.....	33
3.2 Campagne de mesures	33
3.3 MIMO-OFDM sous MATLAB.....	36
3.4 Simulations et résultats.....	38
3.4.1 Partie I: SISO-OFDM à 2.4 GHz.....	38
3.4.2 Partie II: STBC-OFDM à 2.4 GHz	40
3.5 Conclusion	42
CHAPITRE 4.....	44

PERFORMANCES DU SYSTÈME MIMO-OFDM À 60 GHZ	44
4.1 Introduction	44
4.2 Campagne de mesures	45
4.3 Caractérisation du canal à 60 GHz	47
4.3.1 Dispersion moyenne du retard (RMS delay spread)	47
4.4 Bande de cohérence	49
4.5 Simulation du système MIMO-OFDM à 60 GHz.	50
4.6 Résultats de simulation pour le système MIMO-OFDM à 60 GHz.....	51
4.6.2 Simulation 1 : Variation de la longueur de l'intervalle de garde.....	51
4.6.3 Simulation 2 : Variation de la taille de la FFT	53
4.6.4 Simulation 3: STBC-OFDM vs. SISO-OFDM à 60 GHz.....	54
4.7 Conclusion	58
CONCLUSION GÉNÉRALE	59
RÉFÉRENCES ET BIBLIOGRAPHIE	61

LISTE DES ABRÉVIATIONS, SIGLES ET ACRONYMES

BER	Bit Error Rate (taux de bites erronés)
CP	Préfixe Cyclique
IIS	Interférence Inter-Symboles
MIMO	Multiple-Input Multiple Output
MISO	Multiple-Input Single-Output
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing
SISO	Single-Input Single-Output
SNR	Signal to noise ratio (rapport signal sur bruit)
STBC	Space Time Block Coding
WiMax	Worldwide Interoperability for Microwave Access

LISTE DES FIGURES

Figure 1.1 (a) Système multi-porteuses. (b) Représentation fréquentielle du système [7].....	6
Figure 1.2 Représentation spectrale des sous porteuses orthogonales [8].....	7
Figure 1.3 Effet de la dispersion du canal sur les sous-porteuses d'un signal OFDM[7]	9
Figure 1.4 Ajout de l'intervalle de garde [7]	10
Figure 1.5 Pilotes en bloc [7].....	11
Figure 1.6 Pilotes en peigne[7]	12
Figure 1.7 Pilotes en treillis[7]	12
Figure 1.8 Schéma bloc simplifié d'un émetteur-récepteur OFDM.....	13
Figure 1.9 Insertion des sous-porteuses dans l'IFFT [8].....	14
Figure 2.1 Système MIMO NR x NT [7]	18
Figure 2.2 Décomposition DVS de la matrice du canal H [7].....	19
Figure 2.3 Principe de l'algorithme de remplissage en eau (waterfilling) [7]	19
Figure 2.4 (a) Diversité temporelle, (b) Diversité fréquentielle (b)[7].....	22
Figure 2.5 Diversité spatiale [7].....	22
Figure 2.6 Codage STBC [11].....	23
Figure 2.7 Exemple d'un codeur STTC avec $N_T=2$, $m=3$, $v_1= v_2= v_3=2$ [7]	25
Figure 2.8 Schéma simplifié d'un système de multiplexage spatial [7].....	26
Figure 2.9 Principe du détecteur OSIC [7].....	28
Figure 2.10 Principe du décodeur sphérique [7].....	29
Figure 2.11 Schéma bloc d'un système MIMO-OFDM [10]	31
Figure 3.1 Système utilisé dans la campagne de mesures	34
Figure 3.2 Exemple de réponse impulsionnelle pour $T_x-R_x = 20$ m.....	35
Figure 3.3 Principales parties du programme Matlab du système MIMO-OFDM.....	36
Figure 3.4 Performances du système SISO-OFDM pour différentes tailles du CP.	39
Figure 3.5 Performances du système SISO-OFDM pour différentes tailles de la FFT.	40
Figure 3.6 STBC-OFDM Vs. SISO-OFDM à travers le canal minier.	42
Figure 4.1 Photo de la galerie prise dans la mine CANMET	45
Figure 4.2 Exemple de réponse impulsionnelle du canal minier à 60 GHz.....	47
Figure 4.3 : Dispersion moyenne du retard (RMS delay spread).....	48
Figure 4.4 : Bande de cohérence pour une corrélation de 0.9 ou plus.....	50

Figure 4.5 : SISO-OFDM pour différents intervalles de garde.....	52
Figure 4.6 : Système OFDM pour différentes tailles de la FFT.....	53
Figure 4.7: STBC-OFDM 2x2 vs. SISO-OFDM pour des distances T_x-R_x de 5 m et 10 m, respectivement	55
Figure 4.8. Performance du STBC-OFDM vs. SISO-OFDM en fonction de la distance T_x-R_x pour un SNR = 20 dB.....	57

LISTE DES TABLEAUX

Tableau 1.1 Paramètres d'un système OFDM dans le standard IEEE 802.16a.	13
Tableau 3.1 Paramètres du système OFDM et caractéristiques du canal minier	38
Tableau 3.2 Paramètres du système STBC-OFDM et caractéristiques du canal minier	41
Tableau 4.1 Caractéristiques de l'antenne cornet utilisée[23].....	46
Tableau 4.2 Paramètres du canal ainsi que du système STBC-OFDM à 60 GHz	51

RÉSUMÉ

Le travail dans les mines souterraines est hasardeux et risqué. D'ailleurs, l'humanité avait assisté à de nombreux incidents malheureux dans les mines où un grand nombre de personnes ont perdu leur vie. De ce fait, le renforcement de la sécurité dans les mines souterraines est devenu une nécessité. D'autre part, les communications sans-fil ont contribué à l'évolution de différentes industries de nos jours. En effet, elles ont permis de renforcer la sécurité et augmenter la production. Cependant, ce type de système est peu sollicité dans les mines. En fait, la majorité des communications souterraines est assurée par voie filaire. Comme les mines souterraines est un milieu, à la fois, dynamique et difficile d'accès, les communications sans-fil se manifestent comme une meilleure alternative aux systèmes filaires. Dans ce travail, nous avons présenté les caractéristiques du canal minier, du point de vue la propagation radio, pour des communications sans-fil à 2.4 GHz et 60 GHz. Ensuite nous avons fourni les résultats de l'évaluation des performances, de la technologie MIMO-OFDM, à travers ce canal minier. Par les différentes évaluations, nous avons mis en évidence la capacité de la configuration MIMO-OFDM à combattre la sélectivité fréquentielle et la dispersion temporelle causée par le canal minier. Nous avons démontré, de ce fait, que la technique MIMO-OFDM est une solution adéquate et prometteuse pour assurer des communications sans-fil fiables et à haut débit, dans les mines souterraines.

Mots-clés : STBC, diversité spatiale, MIMO, OFDM, MIMO-OFDM, 60 GHz, ondes millimétriques, milieux souterrains, caractérisation du canal.

ABSTRACT

Work in underground mines is hazardous and risky. Moreover, humanity had witnessed many unfortunate incidents in the mines where a large number of people had lost their lives. As a result, the strengthening of safety in underground mines has become a necessity. On the other hand, wireless communications have contributed to the evolution of different industries today. Indeed, they have increased safety and production. However, this type of system is not much sought after in mines. In fact, the majority of underground communications are wired. As underground mines are an dynamic environment, and difficult to access, wireless communications are emerging as a better alternative to wired systems. In this work, we presented the characteristics of the mining channel, from the point of view of radio propagation, for wireless communications at 2.4 GHz and 60 GHz. Then we provided the results of the evaluation of the performance, for the MIMO-OFDM technology, through this mining channel. Through the various evaluations, we have highlighted the capacity of the MIMO-OFDM configuration to combat the frequency selectivity and the temporal dispersion caused by the mining channel. We have thus demonstrated that the MIMO-OFDM technique is an adequate and promising solution for reliable and high-speed wireless communications in underground mines.

Keywords: STBC; spatial diversity, OFDM; underground mine; MIMO; mm-waves; 60 GHz; Channel characterization.

INTRODUCTION GÉNÉRALE

Les communications sans-fil sont devenues une partie intégrante de notre vie quotidienne. Cette technologie a contribué à l'augmentation de la production et le renforcement de la sécurité au travail, dans différentes industries. Il serait donc, injuste de ne pas profiter de ces avantages dans l'industrie minière. En fait, un système de communication sans-fil assurera une gestion harmonieuse des travaux dans les mines, la communication de l'intérieur de la mine vers l'extérieur pour les opérations quotidiennes, ainsi que pour les opérations rapides de sauvetage en cas de catastrophe.

Contexte de l'étude :

La plupart des systèmes de communications existants actuellement et qui assurent les communications dans les mines souterraines, sont de type filaire [1]. Ce type de système est fiable, cependant, il manque de flexibilité et est difficile à déployer dans les milieux inaccessibles. Pour ces raisons, une bonne alternative serait l'utilisation des systèmes de communications sans-fil. Toujours dans le même contexte, l'environnement minier, par sa nature risquée, requière un système de communication le plus fiable et le plus sécuritaire possible. Pour cela, nous proposons l'incorporation de la solution MIMO-OFDM dans les bandes millimétriques et l'évaluation des performances de celle-ci dans un environnement minier ; un effort qui s'inscrit dans le cadre de l'intégration des communications sans-fil dans les mines souterraines. De ce fait, le but est de fournir un lien de communication sans-fil flexible, fiable et qui délivre des débits de transmission très élevés dans les mines souterraines.

Problématique :

L'environnement minier, par sa nature risquée, requière un système de communication le plus fiable possible. D'un point de vu radio, les mines souterraines sont un environnement très complexe regroupant un bon nombre d'éléments dispersifs, réflecteurs et diffracteurs. En fait, le canal minier présente deux problèmes majeurs pour les communications sans-fil, à savoir la dispersion temporelle, due au

phénomène de propagation à trajets-multiples, ainsi que la sélectivité fréquentielle. A cause de la complexité des phénomènes de propagation s'y produisant, les efforts de modélisation de ce type de canaux sont rares, et certaines de ces études l'ont modélisé comme un guide d'onde imparfait en raison de la structure irrégulière de la mine, dont les parois absorbent partiellement, et reflètent partiellement, le rayonnement électromagnétique incident, ce qui provoque des pertes de puissance[1]. Tous ces phénomènes font des mines souterraines un environnement confiné différent des environnements intérieurs conventionnels. Cela va sans dire que, les systèmes de communications sans-fil, usuellement utilisés en surface, nécessitent une adaptation aux exigences d'un tel environnement avant de pouvoir les intégrer dans les mines souterraines. Outre cela, les applications destinées pour les mines exigent de plus en plus de débit de communication.

Solution proposée :

Une bonne alternative, aux communications filaires, serait le recours à des systèmes de communications sans-fil. Afin de combattre les deux problèmes majeurs du canal minier, à savoir, la propagation à multi-trajets et la sélectivité fréquentielles, en plus de viser les hauts débits, nous proposons la technologie MIMO-OFDM dans le contexte des bandes millimétriques.

MIMO-OFDM est une technologie qui a été déjà adoptée par plusieurs standards de quatrième génération (4G). On cite, par exemple, 3GPP-LTE, le WiMAX, l'IMT-Advanced ainsi que le WLAN (IEEE 802.11a, IEEE 802.11n). Cette technologie est en fait, la combinaison de deux technologies :

La première est la technologie MIMO (Multiple Input Multiple Output). Ce type de système consiste en l'utilisation de plusieurs antennes à l'émission et à la réception. Un tel système permet de fortifier la liaison radio en adoptant des techniques de diversité. Il permet également d'augmenter le débit de la communication avec des techniques de multiplexage. Il a été démontré que la capacité d'un système MIMO, à N_T antennes émettrices et N_R antennes réceptrices, augmente par un facteur égal à $\min(N_T, N_R)$.

La deuxième technique est l'OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing). Elle permet d'envoyer plusieurs faisceaux de données en parallèles sur des sous-porteuses orthogonales. Cette technique de modulation est facile à implémenter avec une simple FFT (Transformée de Fourier Rapide). Outre cela, elle permet la subdivision d'un canal large bande en plusieurs sous-canaux à bande étroite. L'OFDM est aussi intéressante car elle permet l'utilisation efficace de la ressource fréquentielle qui est une ressource de plus en plus rare.

Ainsi, avec la combinaison des deux techniques, MIMO-OFDM offre une solution qui résiste à la fois à la sélectivité fréquentielle et profite des multi-trajets pour renforcer la liaison radio. Donc, MIMO-OFDM offrira des communications à haut-débit avec une robustesse accrue.

État de l'art et Contributions :

Plusieurs études ont été effectuées dans le but d'évaluer les performances des systèmes MIMO dans un environnement minier [2-5]. Dans [2], une comparaison des performances est faite entre un système MIMO avec des antennes omnidirectionnelles et MIMO avec des antennes directionnelles pour les communications à 2.4 GHz, dans un canal minier. Il a été démontré que les antennes directives augmentent la corrélation dans le canal MIMO, par contre, offrent une capacité plus élevée grâce au gain des antennes. Un autre travail a été présenté dans [3] où l'on suggère des antennes patch directionnelles pour les communications à 60 GHz. L'étude indique que la présence des mineurs affecte énormément les performances des communications à 60 GHz. Une autre étude, présentée dans [4], fournit les performances du MIMO lors de l'incorporation de la technique de diversité STBC (Space Time Block code), qui est un codage spatio-temporel proposé par S.M Alamouti en 1998, où il a été démontré que le codage STBC permet d'améliorer la qualité de la liaison radio, grâce au gain de diversité. De l'autre côté, une étude des performances de l'OFDM pour les communications à 60 GHz dans les mines, est présentée dans [5]. Cette étude indique que le taux de dispersion dans le canal minier, la directivité des antennes ainsi que les dimensions de la galerie affectent considérablement les performances du système.

Cependant, aucune étude des performances de MIMO-OFDM n'a été proposée dans un environnement minier. Donc, par le présent travail, nous effectuons une étude des performances de MIMO-OFDM dans un canal minier pour des communications sans-fil à 2.4 GHz et 60 GHz.

Le présent travail consiste, donc, en une étude des performances du système de communication MIMO-OFDM opérant dans les bandes de 2.4 GHz et 60 GHz, à travers un canal minier.

Le présent travail est organisé comme suit :

Le premier chapitre introduit l'OFDM, son principe, les différents éléments constituant un signal OFDM ainsi que les avantages et inconvénients de cette technique.

Dans le deuxième chapitre, nous introduisons les différentes techniques MIMO et la capacité d'un canal MIMO. Nous enchainons, dans le même chapitre, avec la combinaison des architectures MIMO et OFDM, évaluant la capacité qui en résulte et, en fin, les avantages qu'apporte la combinaison MIMO-OFDM.

Dans le troisième chapitre, la caractérisation du canal minier à 2.4 GHz a été étudiée et les résultats de simulation des performances du système MIMO-OFDM, à travers un canal minier à 2.4 GHz, sont présentés.

Dans le quatrième, et dernier chapitre, la caractérisation du canal minier à 60 GHz est menée, et les résultats de simulation des performances du système MIMO-OFDM sont discutés à travers un canal minier à 60 GHz.

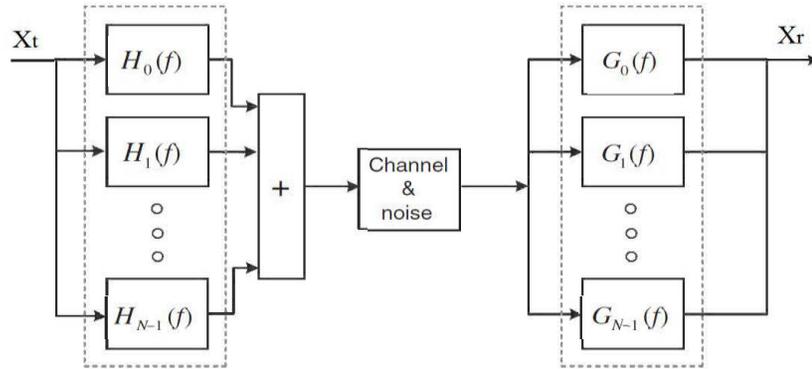
CHAPITRE 1

ORTHOGONAL FREQUENCY-DIVISION MULTIPLEXING (OFDM)

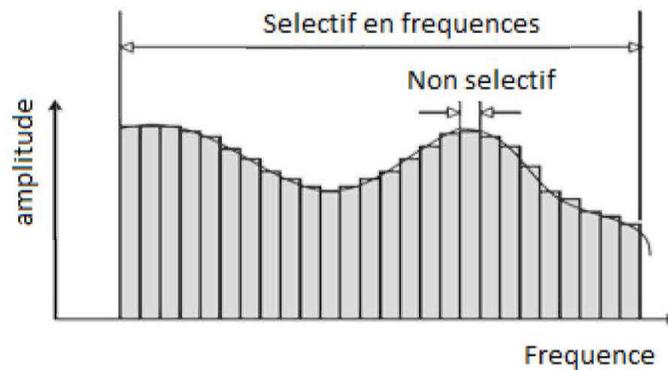
1.1 Introduction

Dans les systèmes à une seule porteuse, pour une transmission à un taux R_s symboles par seconde, la plus petite bande passante nécessaire est la bande de Nyquist $R_s/2$. Ceci implique qu'une transmission à plus haut débit, nécessite une bande passante plus large. De plus, lorsque la bande passante devient plus large que la bande de cohérence du canal de communication, la transmission souffre du phénomène de l'évanouissement causé par la propagation à multi-trajets, ce qui conduit à l'apparition des interférences inter-symboles (IIS). En général, un égaliseur de canal, adaptatif, est utilisé pour compenser l'effet causé par l'IIS. Cependant, la complexité d'un tel égaliseur accroît avec l'augmentation du taux de transmission.

Les techniques de transmissions multi-porteuses ont été proposées afin de combattre la sélectivité fréquentielle dans les systèmes large bande. La figure Fig.1.1 montre le schéma générique d'un tel système. Le principe consiste en la conversion du signal large bande en plusieurs signaux à bande étroite. En procédant de cette manière, on transforme le canal sélectif en fréquence en plusieurs sous canaux à évanouissement plat. Ce type de système peut être vu comme une technique FDMA (Frequency Division Multiple Access).[6]



(a)



(b)

Figure 1.1 (a) Système multi-porteuses. (b) Représentation fréquentielle du système [7]

Outre cela, si les sous-bandes sont limitées en spectre, on l'appelle une transmission FMT (Filtered Multi Tone). Bien que cette technique puisse combattre l'effet de la sélectivité fréquentielle, son implémentation devient complexe vu qu'elle implique l'utilisation de plus de codeurs/décodeurs, oscillateurs et filtres de plus haute qualité, lorsqu'on augmente le débit de transmission.

1.2 Principe de l'OFDM

OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) est une technique de transmission multi-porteuses qui est similaire à la technique FMT dans le sens qu'elle

divise le canal large bande en plusieurs sous canaux à évanouissement plat. Par contre, l'OFDM se distingue par le fait qu'elle permet la transmission de l'information via des sous-porteuses dont les spectres se chevauchent sans, pour autant, perdre l'information, et ce grâce au principe de l'orthogonalité. En outre, les sous-porteuses orthogonales sont générées avec une simple FFT (Fast Fourier Transform), ce qui implique une implémentation plus simple comparée à la technique FMT.

1.2.1 Orthogonalité

La famille des signaux $\{e^{j2\pi f_k t}\}$ forme une base orthonormée pour des fréquences $f_k = k/T_{sym}$, avec $0 \leq t \leq T_{sym}$. Dans le domaine fréquentiel, ces signaux sont présentés dans la figure Fig.1.2.

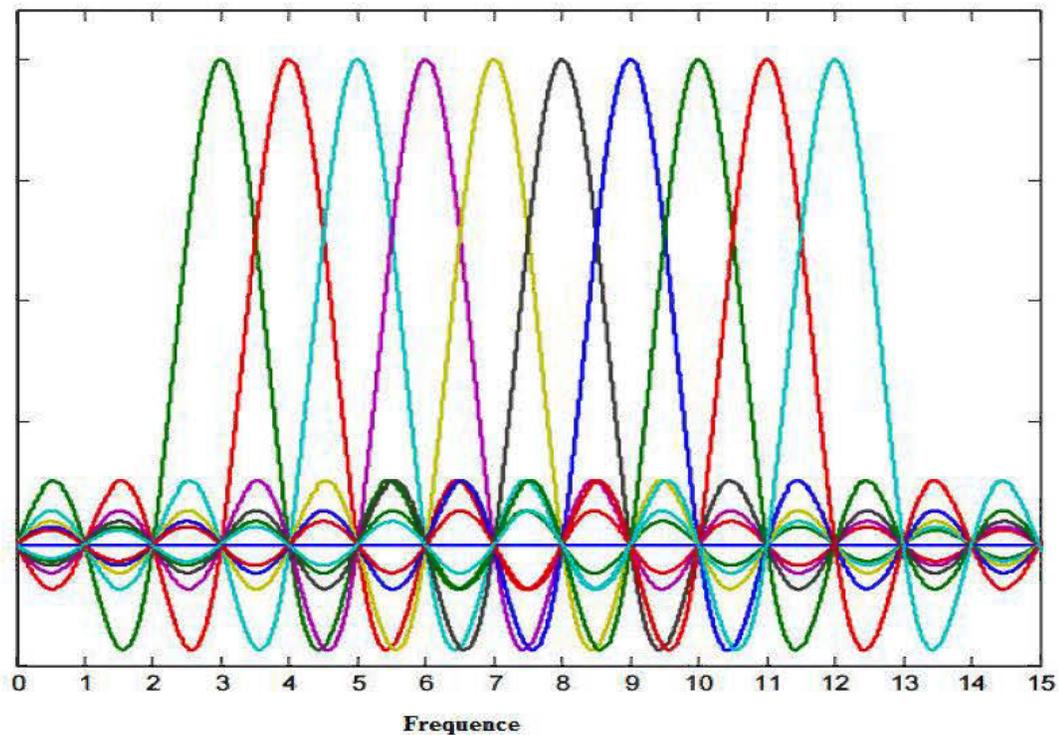


Figure 1.2 Représentation spectrale des sous porteuses orthogonales [8]

Prenant maintenant, le cas qui nous intéresse le plus, à savoir le cas discret. Soit T_s la période d'échantillonnage des signaux de la base orthonormée. Soit N le nombre de

points représentant chaque signal de la base tel que $N = \frac{T_{Sym}}{T_s}$, T_{Sym} étant la durée totale de chaque signal.

Donc, $t = nT_s$ avec $n = 0, \dots, N-1$ et $f_k = k/(NT_s)$. Ainsi, chaque signal de la base orthonormée s'écrira sous la forme discrète : $e^{j2\pi nk/N}$ avec $n = 0, \dots, N-1$. Le principe d'orthogonalité dans le cas discret peut être exprimé donc, comme suit [7]

$$\frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} e^{j2\pi nk/N} \cdot e^{-j2\pi nl/N} = \begin{cases} 1 & \text{si } k = l \\ 0 & \text{si } k \neq l \end{cases} \quad (1.1)$$

L'équation (1.1) explique que le produit scalaire de deux signaux de la base orthonormée, à deux fréquences différentes, donne un résultat nul. Cette condition est nécessaire et doit être vérifiée dans les systèmes OFDM pour assurer une transmission sans interférence inter-canaux (IIC).

1.2.2 Modulation et Démodulation OFDM

Soit X_0, X_1, \dots, X_{N-1} des symboles modulés avec la QAM, qui arrivent, de la source d'information, en série. Le modulateur OFDM convertit les N symboles série en parallèle. N symboles, x_0, x_1, \dots, x_{N-1} , sont générés selon la formule de l'équation (1.2) [7]

$$x(n) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X(k) e^{j2\pi nk/N} \quad (1.2)$$

A noter que les $x(n)$ s'avèrent être les points de la IDFT (Inverse Discret Fourier Transform). Donc, la modulation OFDM peut être implémentée de façon efficace par une simple IFFT. À la réception, les symboles X_k sont récupérés en appliquant l'opération Inverse, qui est la FFT, comme dans l'équation (1.3) [7]

$$X(k) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x(n) e^{-j2\pi nk/N} \quad (1.3)$$

1.3 Intervalle de garde

Le signal se propageant entre l'émetteur et le récepteur subit des réflexions, des diffractions et des diffusions. Ainsi, plusieurs versions du même signal arrivent au niveau du récepteur avec des délais différents. C'est ce qu'on appelle communément la propagation multi-trajets. La figure 1.3 illustre l'effet de dispersion, causé par les multi-trajets, sur les différentes sous-porteuses d'un signal OFDM. De cette figure, on constate que la dispersion entraîne l'apparition de l'interférence inter-symboles (IIS), ce qui peut provoquer la perte d'orthogonalité entre les sous porteuses. Ceci réduirait énormément les performances du système de transmission OFDM. L'ajout d'un intervalle de garde, dans ce cas, est la solution qui a été prônée, pour éliminer cet effet indésirable du canal.

Il existe principalement deux types d'intervalles de garde utilisés dans la pratique :

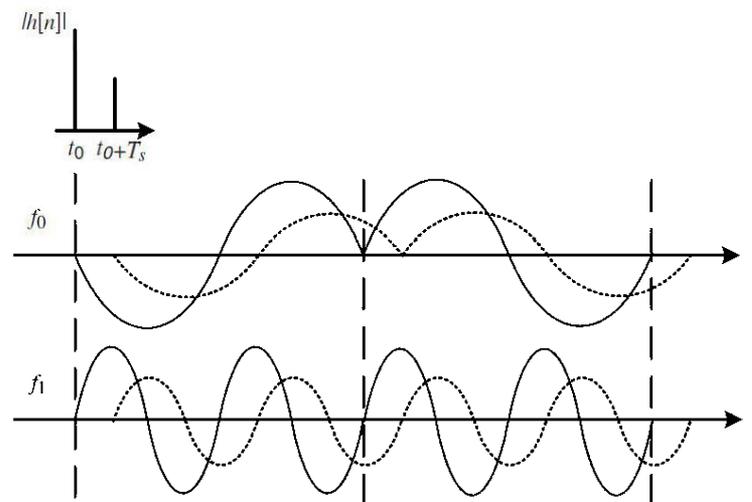


Figure 1.3 Effet de la dispersion du canal sur les sous-porteuses d'un signal OFDM[7]

1.3.3 Préfixe cyclique (CP)

Le CP Consiste à copier une partie de la fin d'un symbole OFDM dans son début comme il est illustré dans la figure 1.4. Paradoxalement, le suffixe cyclique consiste à copier une partie du début d'un symbole OFDM dans sa fin. Il a été démontré que l'ajout d'un intervalle de garde, de longueur égale ou supérieure à la dispersion

maximale causée par le canal, permet de maintenir l'orthogonalité entre les différentes sous porteuses.

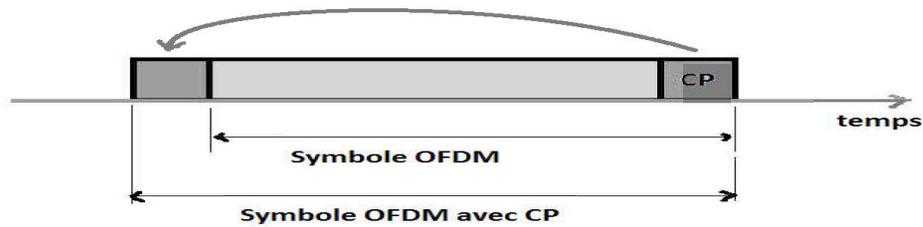


Figure 1.4 Ajout de l'intervalle de garde [7]

1.3.4 Zero Padding (ZP)

À la différence de l'intervalle de garde de type CP, dans ce cas, l'intervalle de garde ne contient que des zéros.

1.4 Bande de garde

Un symbole OFDM, dans le domaine fréquentielle, est la somme des sous porteuses, chacune, représentée par un signal en sinus cardinal (Sinc). Cette somme résulte en un débordement du spectre du signal OFDM, ce qui engendre une interférence avec les spectres adjacents. C'est pour cette raison qu'une bande de garde est ajoutée des deux côtés du spectre du signal OFDM pour minimiser les interférences avec les spectres adjacents.

Il y a principalement deux façons de réduire le débordement du spectre :

- a) L'utilisation d'un filtre passe-bande : Ceci induit une complexité plus élevée pour avoir un filtrage acceptable. Une alternative à cela est l'utilisation d'une fenêtre dans le domaine temporelle, comme la fenêtre en cosinus surélevé.
- b) L'utilisation de porteuses virtuelles : Ce sont des sous-porteuses qui ne sont pas utilisées. Elles sont ajoutées sur les deux bords de la bande du signal OFDM, réduisant, ainsi, le débordement du spectre. Cependant, ceci a pour effet latéral de dégrader l'efficacité spectrale d'un taux égale à N_{used} / N_{FFT} , N_{FFT} étant le nombre

total de sous-porteuses, et N_{used} le nombre de sous-porteuses utilisées pour la transmission de l'information utile.

1.5 Les pilotes

Les pilotes sont utilisés dans les systèmes OFDM pour estimer le canal radio. Ils peuvent être classés, selon leurs arrangements, en trois catégories :

1.5.5 Les pilotes en bloc

Dans ce cas, les pilotes sont transmis sur toutes les sous-porteuses d'un symbole OFDM de façon périodique. Ce type de pilote est utile dans le cas d'un canal sélectif en fréquence. Cependant, dans le cas d'un canal qui varie rapidement dans le temps, ce type de pilotes perd son efficacité. La figure 1.5 illustre l'envoi des pilotes en bloc.

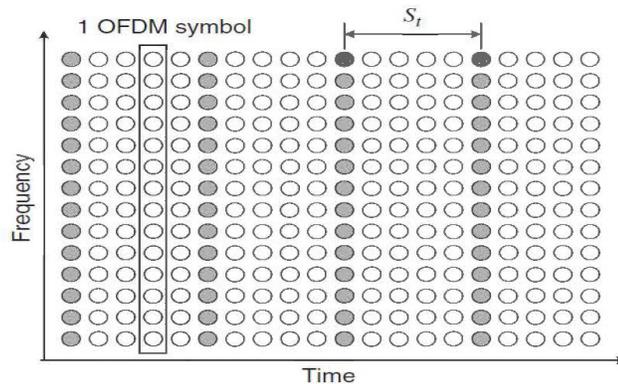


Figure 1.5 Pilotes en bloc [7]

1.5.6 Les pilotes en peigne

Dans ce cas, un nombre fixe de pilotes est envoyé sur chaque symbole OFDM transmis. Les pilotes sont insérés entre les sous-porteuses avec une certaine périodicité. Contrairement au type de pilotes en bloc, ce type de pilote convient plus dans le cas d'un canal à variation rapide dans le temps et perd son efficacité dans le cas d'un canal sélectif en fréquence. La figure 1.6 illustre le type de pilote en peigne.

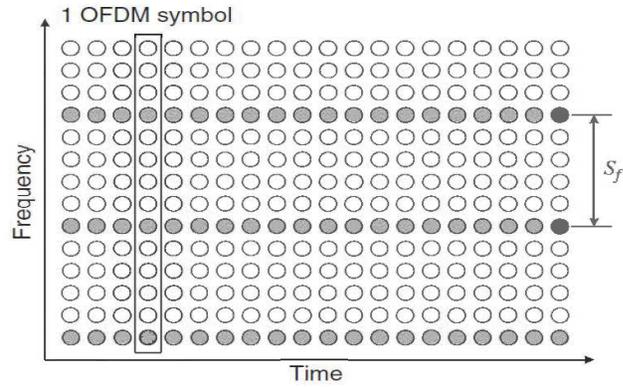


Figure 1.6 Pilotes en peigne[7]

1.5.7 Les pilotes en treillis

Dans ce cas, les pilotes sont insérés dans le domaine tempore et dans le domaine fréquentiel. Ceci permet de suivre les variations du canal dans les deux domaines. La figure 1.7 illustre le cas du type de pilotes en treillis.

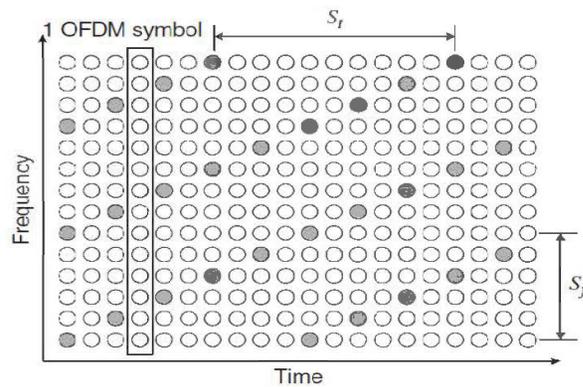


Figure 1.7 Pilotes en treillis[7]

Ce type de pilote est utile dans le cas d'un canal sélectif en fréquence et variant dans le temps. Ceci reste vrai tant que, la période d'insertion des pilotes dans le temps est inférieure ou égale au temps de cohérence. De même, la période d'insertion des pilotes dans le domaine fréquentielle devrait être inférieure ou égale à la bande de cohérence.

1.6 Schéma bloc d'un Système OFDM

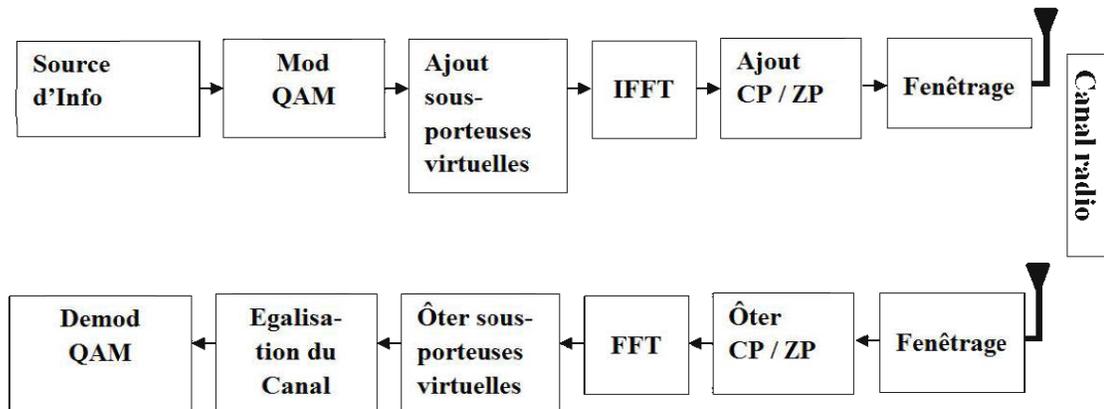


Figure 1.8 Schéma bloc simplifié d'un émetteur-récepteur OFDM

La figure 1.8 illustre le schéma bloc simplifié d'un système de communication utilisant l'OFDM. La source d'information génère des bits aléatoires. Ces bits sont modulés selon la modulation QAM. Les sous porteuses virtuelles et les pilotes sont ajoutés avant d'appliquer l'IFFT. Le tableau Tableau 1.1 fournit le nombre de sous-porteuses virtuelles, le nombre de pilotes ainsi que le nombre de porteuses utiles utilisés selon le standard IEEE 802.16a.

Tableau 1.1 Paramètres d'un système OFDM dans le standard IEEE 802.16a.

La taille de la FFT	256
Nombre de sous-porteuses informatives	192
Nombre de sous-porteuses virtuelles	56
Nombre de pilotes	8

La figure 1.9 illustre la manière dont les différentes sous porteuses sont insérées.

Après l'IFFT, un intervalle de garde est ajouté pour combattre l'effet de dispersion causée par la propagation à multi-trajets dans le canal radio. La longueur utilisée généralement est $N_{FFT}/4$. Cependant, il faut vérifier toujours que la longueur de l'intervalle de garde est plus grande que la dispersion maximale causée par le canal de telle sorte à éviter l'apparition de l'IIS. Ensuite, le fenêtrage utilisant la fenêtre en cosinus surélevé est utilisé dans le but de réduire le débordement du spectre du signal OFDM en dehors de la bande de transmission, afin d'éviter l'apparition des IICs. La

modulation RF est, ensuite, appliquée pour transmettre le signal sur la bande radio qui lui est réservée. Exemple, dans le standard IEEE 802.16a, le spectre du signal est centré au tour de la fréquence 2.56 GHz, 3.5 GHz ou 5.8 GHz.

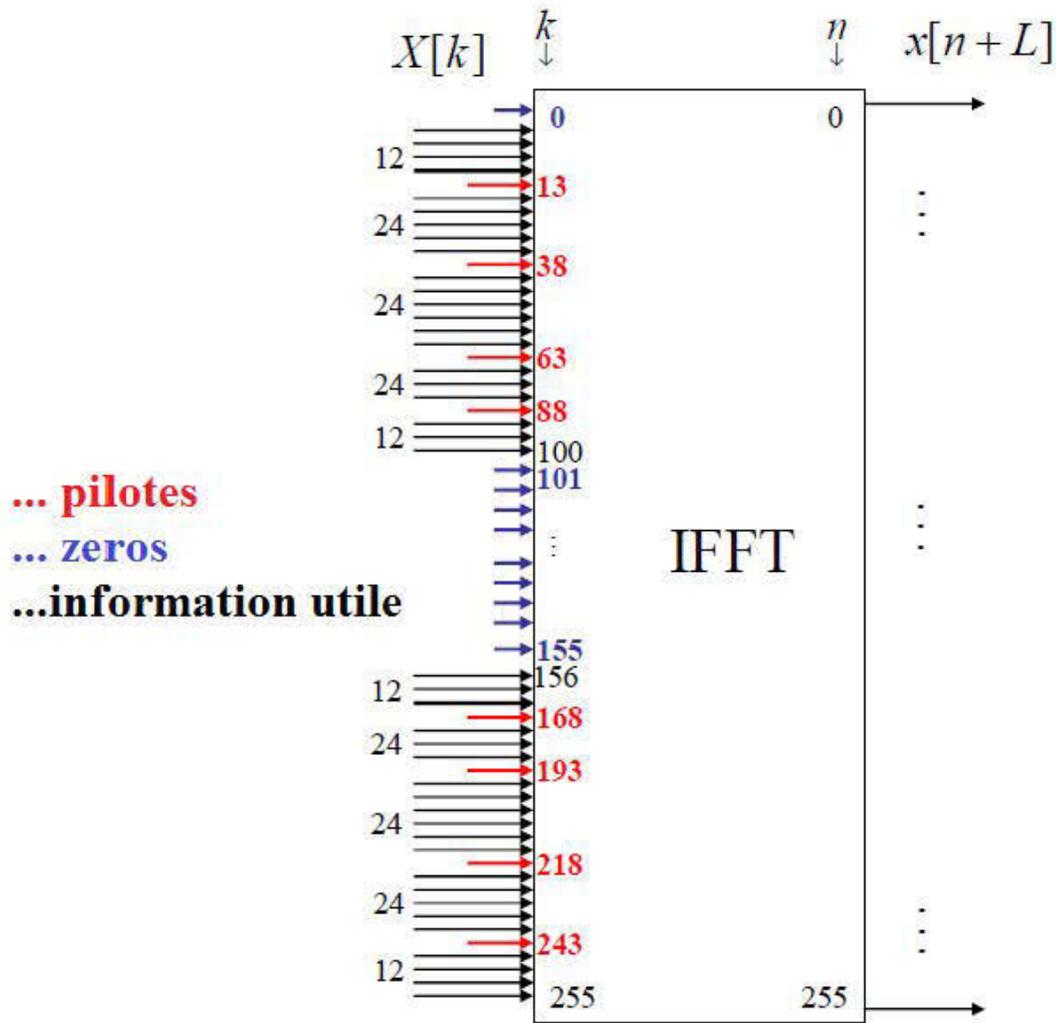


Figure 1.9 Insertion des sous-porteuses dans l'IFFT [8]

À la réception, le signal est ramené à la bande de base. Puis, l'intervalle de garde est supprimé. Après, la FFT est appliquée pour récupérer les sous-porteuses. Ces dernières sont séparées en trois catégories à savoir ; les sous-porteuses informatives, les sous-porteuses virtuelles et les pilotes. Les sous-porteuses virtuelles sont éliminées puisqu'elles ne portent pas d'information utile. Les pilotes sont utilisés pour estimer le canal pour ensuite, appliquer l'égalisation du canal sur les sous-porteuses informatives. Une dernière étape consiste à la démodulation QAM des sous porteuses.

1.7 Avantages et inconvénients de l'OFDM

La technique OFDM est désormais une technique populaire qui est adoptée par plusieurs standards. Cette technique, à l'instar de toute technique de communication, a ses avantages et ses inconvénients.

Les principaux avantages de l'OFDM sont :

- a) L'efficacité spectrale : avec l'OFDM, il y a la possibilité d'augmenter le nombre des sous-porteuses utilisées sans pour autant, augmenter la bande de fréquence utilisée, tant que l'orthogonalité entre les sous-porteuses est préservée.
- b) Implémentation simple : l'implémentation de l'OFDM nécessite une simple FFT.
- c) Complexité réduite du récepteur : Puisque l'OFDM transforme un canal sélectif en fréquence, en plusieurs sous canaux à évanouissement plat, l'égalisation devient très simple au niveau du récepteur.
- d) Convenable pour les transmissions à haut débit.

Les principaux inconvénients de l'OFDM sont :

- a) Rapport du pique à la puissance moyenne du signal très élevé comparé au système à une seule porteuse : Ceci requiert des amplificateurs avec une très large plage de linéarité.
- b) Sensibilité aux erreurs de synchronisation temporelle et fréquentielles
- c) Pertes en efficacité, dues à l'ajout des sous-porteuses virtuelles dans le domaine fréquentiel ainsi que l'intervalle de garde dans le domaine temporel.

1.8 Conclusion

L'OFDM est une technique de communication qui est désormais populaire. Elle est adoptée par les standards de communications sans-fil de la 4G. Son succès repose sur son efficacité spectrale, comparée aux techniques de 3G et la simplicité de son implémentation avec la FFT.

Cependant, des sous porteuses virtuelles sont nécessaires pour réduire le débordement du spectre du signal OFDM en dehors de la bande qui lui est réservée. Similairement, l'ajout d'un intervalle de garde dans le domaine temporel, est nécessaire pour combattre la dispersion causée par les multi-trajets. Des travaux sont menés dans le but de réduire les pertes d'efficacité spectrale due à l'utilisation des sous-porteuses virtuelles, ainsi que l'intervalle de garde, afin de répondre aux exigences des systèmes de communications sans-fil de la 5G [9].

CHAPITRE 2

SYSTÈME À ENTRÉES MULTIPLES, ET À SORTIES MULTIPLES (MIMO)

2.1 Introduction

Les systèmes de communications conventionnels utilisant une seule antenne en émission et en réception, opèrent dans le domaine temporel et fréquentiel. Dans de tels systèmes, c'est généralement, le codage du canal qui est utilisé pour combattre l'effet dispersif dus à la propagation multi-trajets. L'ajout davantage d'antennes en émission et en réception permet donc, l'introduction d'une troisième dimension qui est l'espace. Ce type de systèmes est devenu désormais très populaire et c'est ce qu'on appelle communément MIMO (Multiple Input Multiple Output). Divers techniques exploitant la dimension spatiale sont utilisées actuellement pour, soit augmenter le débit, ou bien améliorer la qualité du lien de communications sans-fil. Ceci est fait, sans avoir recours à une plus grande bande passante. Il est désormais connu que la capacité d'un système MIMO à N_T émetteurs et N_R récepteurs augmente avec un facteur proportionnel au minimum de (N_T, N_R) . Ainsi, l'introduction de la dimension spatiale permet d'augmenter la capacité du canal de communication sans avoir à augmenter la puissance du signal émis ou la largeur de bande utilisée [7].

2.2 Capacité d'un canal MIMO

La figure 2.1 illustre les éléments de la matrice du canal, dans le cas d'un système de communication MIMO utilisant N_T antennes émettrices et N_R antennes réceptrices. Les h_{ij} sont des nombres complexes dans le cas d'un canal à évanouissement plat [7]. Cependant, ils deviennent des vecteurs de nombres complexes dans le cas d'un canal sélectif en fréquences [7].

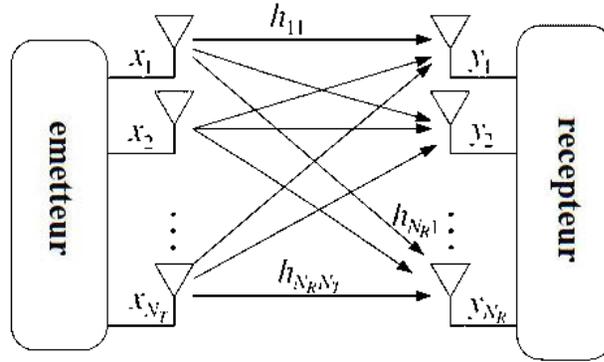


Figure 2.1 Système MIMO \$N_R \times N_T\$ [7]

2.2.1 Capacité dans le cas déterministe

Un système MIMO à \$N_T\$ antennes émettrices et \$N_R\$ antennes réceptrices, tel qu'illustré dans la figure 2.1, dans le cas où il est à bande étroite et invariant dans le temps, peut être présenté par une matrice déterministe $\mathbf{H} \in \mathbb{C}^{N_R \times N_T}$. Considérons $\mathbf{x} \in \mathbb{C}^{N_T \times 1}$, le vecteur des symboles transmis chacun sur l'une des \$N_T\$ antennes émettrices. Alors, le vecteur des symboles reçus sur les \$N_R\$ antennes réceptrices $\mathbf{y} \in \mathbb{C}^{N_R \times 1}$ peut s'écrire sous la forme matricielle suivante [7] :

$$\mathbf{y} = \sqrt{\frac{E_x}{N_T}} \mathbf{H} \cdot \mathbf{x} + \mathbf{z} \quad (2.1)$$

Avec $\mathbf{z} \in \mathbb{C}^{N_R \times 1}$ est le vecteur du bruit blanc Gaussien additif.

La fonction d'autocorrélation du signal transmis est :

$$R_{xx} = E\{\mathbf{x} \cdot \mathbf{x}^H\} \quad (2.2)$$

a) Etat du canal connu à l'émetteur :

Lorsque l'information sur le canal est disponible à l'émetteur, la capacité du canal est exprimée par l'équation 2.3 [7] :

$$C = \max_{\text{Tr}(R_{xx})=N_T} \log_2 \det \left(\mathbf{I}_{N_R} + \frac{E_x}{N_T N_0} \mathbf{H} R_{xx} \mathbf{H}^H \right) \text{ bps/Hz} \quad (2.3)$$

Où $T_r(R_{xx}) = N_T$ (avec T_r dénotant la trace de la matrice), lorsque la puissance du signal transmis sur chaque antenne est égale à 1, et E_x est l'énergie du signal transmis.

Dans le cas où l'information sur le canal est disponible à l'émetteur, on peut appliquer la décomposition DVS (Décomposition en Valeurs Singulières). Ceci est illustré dans la figure 2.2.

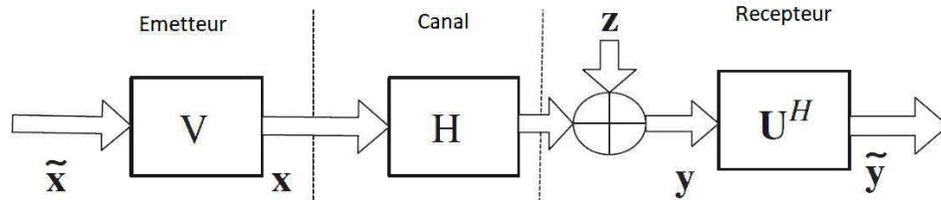


Figure 2.2 Décomposition DVS de la matrice du canal H [7]

Dans ce cas, un prétraitement est introduit en utilisant le vecteur \mathbf{V} , et similairement, à la réception, un post-traitement est effectué en utilisant le vecteur \mathbf{U}^H , \mathbf{U} et \mathbf{V} étant les deux vecteurs propres extraits de DVS. De cette manière, le canal MIMO est transformé en r sous-canaux indépendants. Avec $r = \min(N_T, N_R)$.

La capacité du canal MIMO est maximisée en utilisant l'algorithme de remplissage en eau (water filling), comme montré dans la figure 2.3.

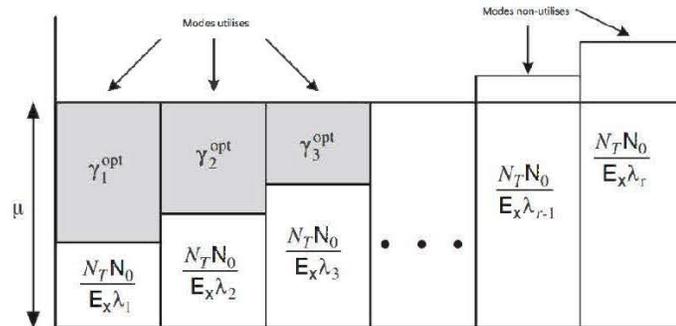


Figure 2.3 Principe de l'algorithme de remplissage en eau (waterfilling) [7]

Le principe de cette méthode consiste à alimenter les modes qui présentent le SNR le plus élevé et vice-versa. D'autre part, les modes qui présentent un SNR inférieur à un certain seuil, ne sont pas du tout alimentés.

b) Etat du canal inconnu a l'émetteur :

Lorsque l'information sur le canal n'est pas disponible à l'émetteur, la capacité du canal MIMO s'exprime selon l'équation 2.4 [7] :

$$C = \log_2 \det(\mathbf{I}_{N_R} + \frac{E_x}{N_T N_0} \mathbf{H} \mathbf{H}^H) \text{ bps/Hz} \quad (2.4)$$

Comme l'information sur l'état du canal n'est pas disponible, la puissance de transmission est répartie sur les différentes antennes émettrices de façon équitable. La capacité du canal dans ce cas est maximisée lorsque la matrice du canal est orthogonale.

2.2.2 Capacité dans le cas d'un canal aléatoire

Dans cette partie, on considère que le canal MIMO est aléatoire, ce qui est le cas, généralement. Donc, la matrice du canal \mathbf{H} est aussi aléatoire et sa capacité peut être donnée seulement par sa moyenne temporelle. Souvent, on considère le cas d'un canal ergodique. La capacité du canal MIMO dans ce cas est donnée par l'équation 2.5 [7]:

$$C = E \left\{ \max_{\text{Tr}(\mathbf{R}_{xx})=N_T} \log_2 \det(\mathbf{I}_{N_R} + \frac{E_x}{N_T N_0} \mathbf{H} \mathbf{R}_{xx} \mathbf{H}^H) \right\} \text{ bps/Hz} \quad (2.5)$$

La capacité du canal MIMO est liée à la corrélation entre les antennes émettrice ainsi que la corrélation entre les antennes réceptrices.

Soit, \mathbf{R}_t et \mathbf{R}_r les matrices formées des coefficients de corrélation entre les antennes émettrices et les antennes réceptrices, respectivement. La capacité du canal est réduite dans ce cas par le taux suivant [7]:

$$\log_2 \det(\mathbf{R}_t) + \log_2 \det(\mathbf{R}_r) \leq 0$$

Donc, le seul cas où il n'y a pas de réduction de la capacité est lorsqu'il n'y a pas de corrélation entre les antennes émettrices et entre les antennes réceptrices.

2.3 Les techniques MIMO

Les techniques utilisées dans les systèmes MIMO peuvent être classées en trois grandes familles : Les techniques de diversité, les techniques de multiplexage et les techniques de formation de faisceaux [10]. Dans cette section, plus de détails, sur chacune des techniques, seront donnés.

2.3.3 Techniques de diversité

Les techniques de diversité reposent sur le principe la probabilité, que plusieurs sous-canaux indépendants souffrent simultanément d'un évanouissement fort, est trop faible. Ces techniques sont, donc, destinées à améliorer la qualité du lien de communication, i-e réduire le taux de bits erronés [11].

Types de diversité

- a) **Diversité temporelle** : La même information est transmise en redondance sur deux instants différents séparés par un intervalle de temps qui soit supérieur au temps de cohérence du canal.
- b) **Diversité fréquentielle** : La même information est transmise en redondance sur deux bandes de fréquences différentes séparées par une plage de fréquence supérieure à la bande de cohérence.
- c) **Diversité Angulaire** : Plusieurs antennes réceptrices avec différentes directivités permettent de recevoir différentes versions du même signal.
- d) **Diversité spatiale** : Des antennes séparées par une distance suffisamment grande, permettent de créer des sous canaux indépendants. La même information peut ainsi être envoyée sur les différents sous canaux.

Les figures 2.4 et 2.5 illustrent les différents types de diversité.

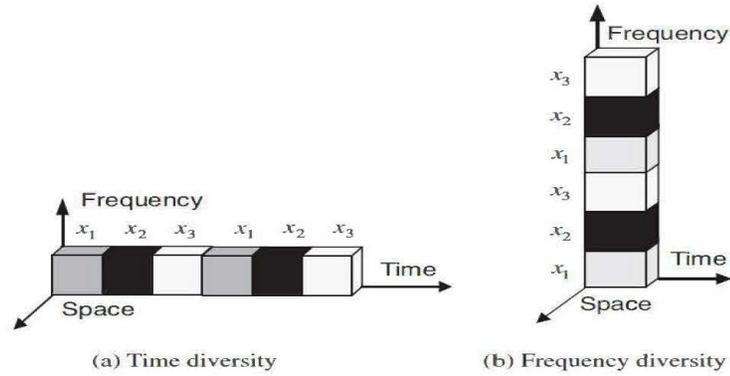


Figure 2.4 (a) Diversité temporelle, (b) Diversité fréquentielle (b)[7].

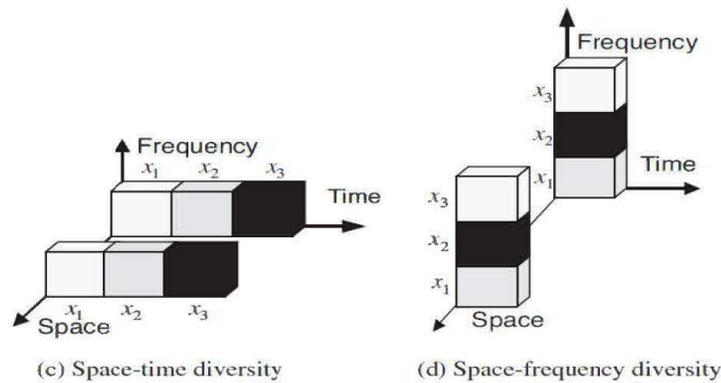


Figure 2.5 Diversité spatiale [7].

Les techniques de diversité spatiale offrent une troisième dimension en plus du temps et de la fréquence, pour créer de la diversité sans, pour autant, utiliser plus de ressources en temps ou en fréquence.

Codage spatio-temporel en block

Le codage spatio-temporel en block ou Space Time Block Coding (STBC) est une technique de diversité proposé par Alamouti [11]. Il est conçu à la base pour un canal à évanouissement plat. La figure 2.6 illustre le principe du codage STBC dans le cas d'un système à deux antennes émettrices et deux antennes réceptrices.

Soit T la période avec laquelle les signaux sont transmis. L'espacement entre les antennes doit être suffisamment grand afin d'assurer un certain taux de de-corrélations entre les sous canaux du canal MIMO. Ceci assure la diversité spatiale.

Soit S_0 et S_1 deux symboles transmis à l'instant t , sur l'antenne 0 et l'antenne 1, respectivement. h_0, h_1, h_2 et h_3 sont les différents sous-canaux entre l'émetteur et le récepteur, comme indiqué sur la figure 2.6.

À l'instant $t+T$, le $-S_1^*$ est transmis sur l'antenne 0 et le symbole S_0^* est transmis sur l'antenne 1.

Les signaux reçus à l'instant t et $t+T$ sont donnés par les équations 2.6 suivantes :

$$\begin{aligned}
 r_0 &= h_0 S_0 + h_1 S_1 + n_0 \\
 r_1 &= -h_0 S_1^* + h_1 S_0^* + n_1 \\
 r_2 &= h_2 S_0 + h_3 S_1 + n_2 \\
 r_3 &= -h_2 S_1^* + h_3 S_0^* + n_3
 \end{aligned}
 \tag{2.6}$$

r_0 et r_1 étant les signaux reçus à l'antenne 0 et r_2 et r_3 les signaux reçus à l'antenne 1. n_0, n_1, n_2 et n_3 sont les bruits blanc additifs.

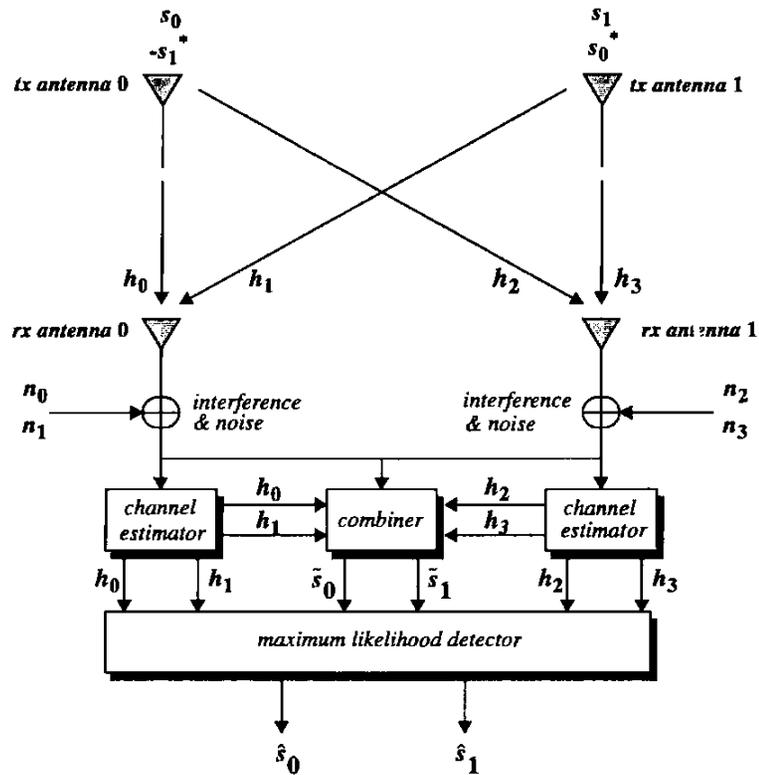


Figure 2.6 Codage STBC [11]

Après avoir estimé les coefficients du canal MIMO, les symboles transmis sont récupérés à la réception comme montré dans l'équation 2.7.

$$\begin{aligned}\tilde{s}_0 &= h_0^* r_0 + h_1^* r_1 + h_2^* r_2 + h_3^* r_3 \\ \tilde{s}_1 &= h_1^* r_0 - h_0^* r_1 + h_3^* r_2 - h_2^* r_3\end{aligned}\quad (2.7)$$

À noter que les h_i sont considérés comme des nombres complexes (évanouissement plat) dont les valeurs ne varient pas durant la transmission des deux symboles consécutifs.

Codage spatio-temporel en treillis

La technique STBC permet d'atteindre un gain de diversité maximal avec une complexité réduite. Cependant, en général, le gain de codage peut être davantage amélioré avec un autre type de codage spatio-temporel. C'est le codage en treillis ou Space Time Treillis Code (STTC). Cette technique a été introduite dans [12]. Nous présentons ici un exemple de codage en treillis utilisant le codage M-PSK.

La figure 2.7 décrit une partie d'un codeur en treillis pour un système à N_T émetteurs, employant la modulation M-PSK. Soit le vecteur $b_t = [b_t^1, b_t^2, b_t^3, \dots, b_t^m]^T$, le symbole M-PSK à $m = \log_2(M)$ bits, à transmettre à l'instant t . Le codeur STTC peut être vu comme un codeur convolutif avec une taille de mémoire v_k pour la k^{eme} branche pour chaque symbole de sortie. v_k est calculée avec la formule suivante :

$$v_k = \left\lfloor \frac{v + k - 1}{\log_2 M} \right\rfloor \quad (2.8)$$

Où v est la taille de la mémoire totale requise par le code STTC, qui est :

$$v = \sum_{k=1}^m v_k \quad (2.9)$$

Les polynômes générateurs g^k sont calculés selon la formule suivante:

$$\begin{aligned}
\mathbf{g}^1 &= \left[(g_{0,1}^1, g_{0,2}^1, \dots, g_{0,N_T}^1), (g_{1,1}^1, g_{1,2}^1, \dots, g_{1,N_T}^1), \dots, (g_{v_1,1}^1, g_{v_1,2}^1, \dots, g_{v_1,N_T}^1) \right] \\
\mathbf{g}^2 &= \left[(g_{0,1}^2, g_{0,2}^2, \dots, g_{0,N_T}^2), (g_{1,1}^2, g_{1,2}^2, \dots, g_{1,N_T}^2), \dots, (g_{v_2,1}^2, g_{v_2,2}^2, \dots, g_{v_2,N_T}^2) \right] \\
&\vdots \\
\mathbf{g}^m &= \left[(g_{0,1}^m, g_{0,2}^m, \dots, g_{0,N_T}^m), (g_{1,1}^m, g_{1,2}^m, \dots, g_{1,N_T}^m), \dots, (g_{v_m,1}^m, g_{v_m,2}^m, \dots, g_{v_m,N_T}^m) \right]
\end{aligned} \tag{2.10}$$

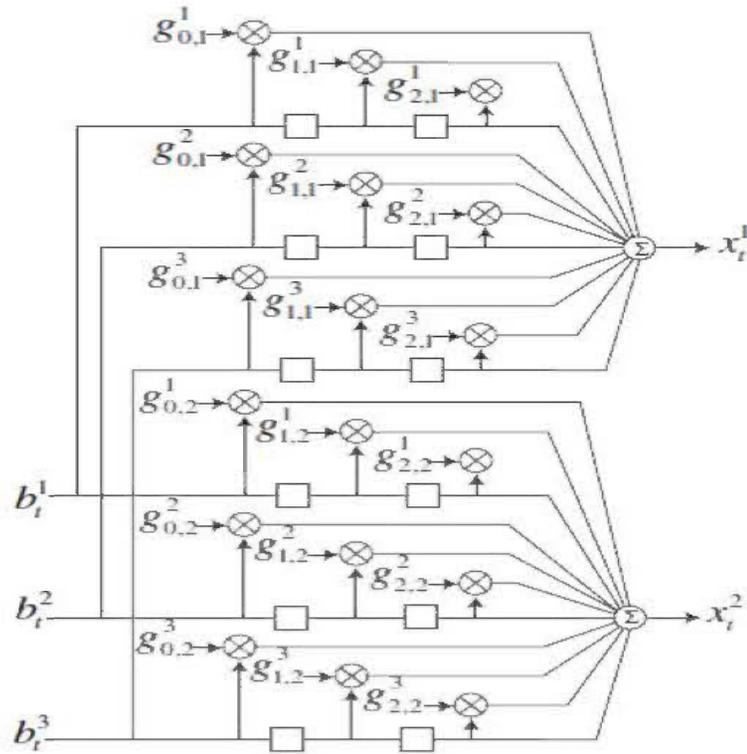


Figure 2.7 Exemple d'un codeur STTC avec $N_T=2$, $m=3$, $v_1=v_2=v_3=2$ [7]

Les polynômes générateurs $g_{j,i}^k$ sont les symboles M-PSK avec $k=1, \dots, m$, $j=1, \dots, v_k$ et $i=1, 2, \dots, N_T$. Les symboles transmis sur les antennes $i=1, 2, \dots, N_T$, x_t^i sont calculés selon l'équation (2.11) :

$$x_t^i = \sum_{k=1}^m \sum_{j=0}^{v_k} g_{j,i}^k b_{t-j}^k \bmod(M) \tag{2.11}$$

L'algorithme de décodage de Viterbi peut être utilisé au récepteur, pour décoder les signaux codés en STTC.

2.3.4 Techniques de Multiplexage

Contrairement aux techniques de diversité, le but d'utiliser les techniques de multiplexage est l'augmentation du débit [10]. Cela consiste à diviser le flux de données, qui arrive à l'émetteur, en plusieurs flux secondaires, chacun envoyé sur une des antennes disponibles à l'émetteur en utilisant la bande de fréquence. Il a été démontré que la capacité, d'un système à M antennes émettrices et N antennes réceptrices, augmente de façon presque linéaire avec $\min(M, N)$ [13]. Cependant, le grand défi dans les techniques de multiplexage est la détection au niveau du récepteur. La figure 2.8 présente le schéma de base d'un système utilisant le multiplexage spatial [7].

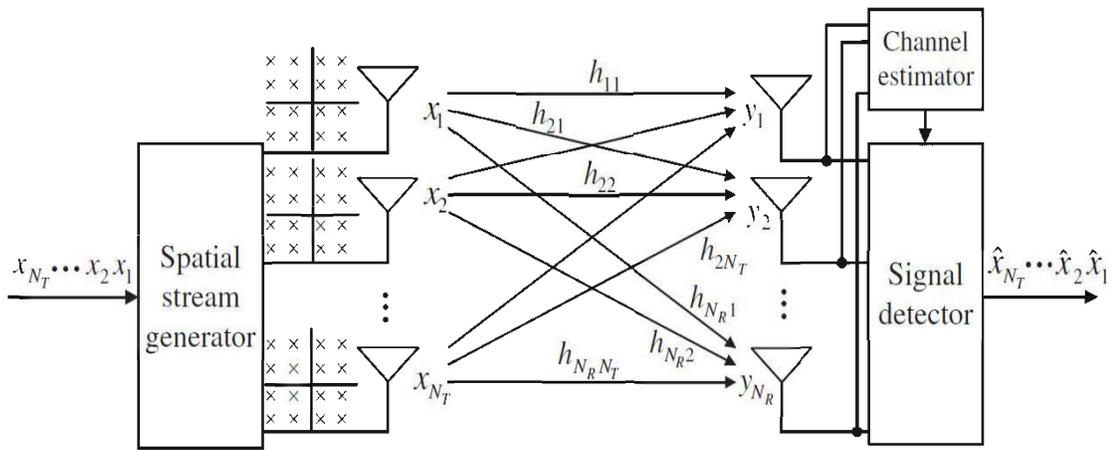


Figure 2.8 Schéma simplifié d'un système de multiplexage spatial [7]

Soit H la matrice du canal MIMO $M \times N$ représentée dans la figure 2.8, où h_{ji} est le coefficient du canal entre la i^{eme} antenne émettrice et la j^{eme} antenne réceptrice avec $i=1,2,\dots, M$ et $j=1,2,\dots, N$. Les vecteurs $x = (x_1, x_2, \dots, x_M)$, $y = (y_1, y_2, \dots, y_N)$ et $z = (z_1, z_2, \dots, z_N)$ sont, respectivement, les signaux transmis, reçus et le bruit blanc gaussien additif centré de variance σ_z^2 . Le système peut être décrit par l'équation 2.12.

$$\mathbf{y} = \mathbf{H} \cdot \mathbf{x} + \mathbf{z} \quad (2.12)$$

Les techniques de détection peuvent être classées en deux catégories, les techniques linéaires et les techniques non-linéaires. Dans cette section, nous présentons quelques techniques utilisées pour la détection.

Détection Linéaire

Dans ce type de détection, on détecte un signal désiré par une superposition linéaire de tous les signaux reçus. Ceci se fait en inversant l'effet du canal. Il existe principalement deux méthodes de détection linéaire connues : le forçage à zéro (ZF) et à erreur quadratique minimale (MMSE) [7].

a) Zero Forcing :

L'annulation de l'effet du canal est faite en multipliant le vecteur des signaux reçus par la matrice suivante :

$$\mathbf{W}_{ZF} = (\mathbf{H}^H \mathbf{H})^{-1} \mathbf{H}^H \quad (2.13)$$

Où $(.)^H$ désigne l'opérateur de la transposée hermitienne.

Le signal détecté est donc:

$$\tilde{\mathbf{x}} = \mathbf{W}_{ZF} \cdot \mathbf{y} + (\mathbf{H}^H \mathbf{H})^{-1} \mathbf{H}^H \cdot \mathbf{z} \quad (2.14)$$

À noter que, dans ce cas, les performances du système sont directement liées à la puissance du terme $(\mathbf{H}^H \mathbf{H})^{-1} \mathbf{H}^H \cdot \mathbf{z}$.

b) Minimum Mean Square Error :

Avec cette technique, la matrice utilisée pour annuler l'effet du canal est un peu modifiée comme suit [7]:

$$\mathbf{W}_{MMSE} = (\mathbf{H}^H \mathbf{H} + \sigma_z^2 \mathbf{I})^{-1} \mathbf{H}^H \quad (2.15)$$

La différence donc, par rapport à la technique ZF, est l'ajout du terme $\sigma_z^2 \mathbf{I}$ contenant de l'information statistique sur le bruit additif, ce qui permet de réduire son effet sur le signal détecté.

Détection Non-Linéaire

1) OSIC (Ordered Successive Interference Cancellation):

Les méthodes linéaires ont, généralement, une faible performance par rapport aux techniques non-linéaires. Cependant, ceux-là requièrent une complexité plus élevée [7]. La technique OSIC permet d'améliorer la performance avec une légère augmentation dans la complexité. Cette technique consiste en une banque de récepteurs linéaires placés en série. À chaque étage, un seul signal est détecté, soustrait

du signal total reçu puis passé à l'étage d'après. Le principe de cette technique est illustré dans la figure 2.9.

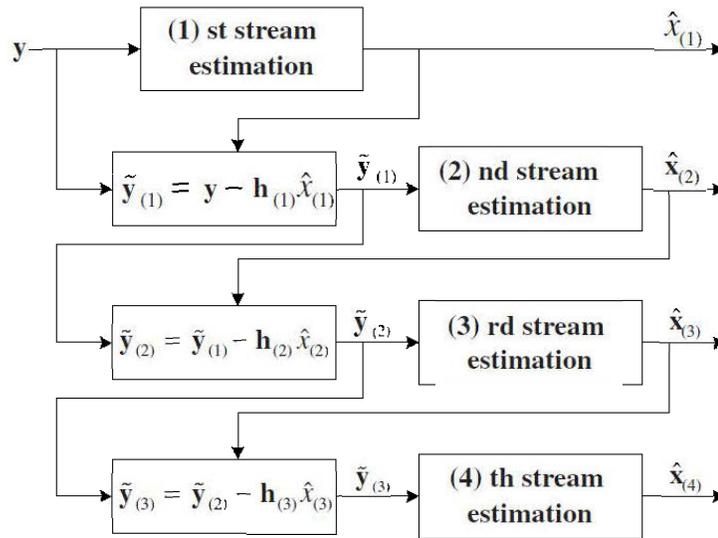


Figure 2.9 Principe du détecteur OSIC [7]

2) Détecteur ML (Maximum Likelihood) :

Le détecteur à maximum de vraisemblance ou Maximum Likelihood, mesure la distance Euclidienne entre le signal total reçu \mathbf{y} et le signal transmis \mathbf{x} multiplié par la matrice du canal estimé \mathbf{H} selon l'équation suivante :

$$\tilde{\mathbf{X}}_{ML} = \underset{\mathbf{x}}{\operatorname{argmin}} \|\mathbf{y} - \mathbf{H}\mathbf{x}\| \quad (2.16)$$

La performance du détecteur ML est nettement meilleure que celle des détecteurs linéaires et OSIC. Cependant, sa complexité augmente de façon exponentielle [7]

3) Décodeur sphérique ou Sphere Decoding (SD) :

Le décodeur sphérique utilise le même principe que le décodeur ML, sauf qu'il ne fait pas une recherche exhaustive sur tout le domaine des solutions possibles. Il choisit, par contre, un domaine de recherche contenue dans une sphère d'un certain rayon. Le rayon de la sphère grandit lorsqu'il n'y a pas de vecteur à l'intérieur, et rétrécit lorsqu'il y en a beaucoup, comme il est illustré dans la figure 2. 10.

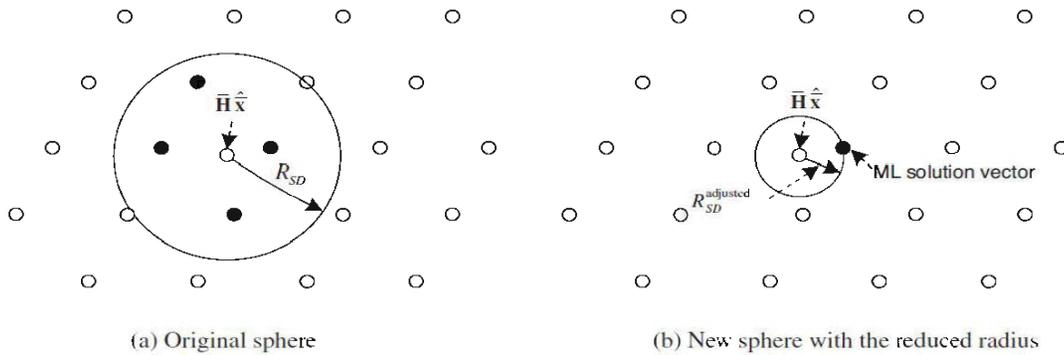


Figure 2.10 Principe du décodeur sphérique [7]

2.3.5 Techniques de formation de faisceaux (Beamforming) et antennes intelligentes

Un système d'antennes MIMO peut aussi être utilisé pour améliorer le rapport signal sur bruit (SNR). Les techniques de formation de faisceaux sont exploitées aussi pour réduire les interférences inter-canaux dans les systèmes à plusieurs utilisateurs, augmentant ainsi le rapport signal sur interférence et bruit (SINR).

Formation des faisceaux (Beamforming)

Lorsqu'un signal est reçu par un récepteur MIMO, chaque antenne réceptrice reçoit le signal avec un certain retard, dépendamment de sa position dans le réseau d'antennes. Si le signal est large bande, alors, le même signal est reçu sur tous les éléments du réseau avec différentes phases. Maintenant, si la direction d'arrivée est connue, alors, le déphasage peut être corrigé avec un déphaseur avant de sommer les différents signaux. De cette manière, la sommation donne un maximum car les signaux additionnés sont en phase.

Lorsque l'ajustement se porte seulement sur la phase, le diagramme de rayonnement du réseau n'est pas modifié. C'est juste la direction du lobe principale qui varie. Cependant, si les amplitudes des différents signaux reçus sont traitées avant la sommation, la forme du diagramme de rayonnement est, aussi, modifié.

Gain du réseau

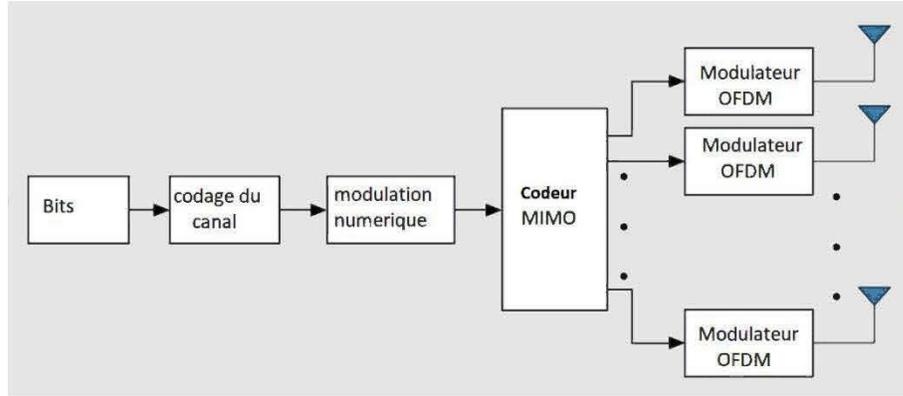
Un signal transmis suit plusieurs chemins avant d'arriver au récepteur. Les principaux trajets sont généralement le trajet direct ou line of sight (LOS), et les trajets indirects issus des réflexions au niveau des grands obstacles, comme les bâtiments et les montagnes. Si la position des grands objets est connue au récepteur, un maximum de puissance peut être collecté en orientant le diagramme de rayonnement du réseau vers les directions de provenance des trajets dominants. Dans la pratique, les directions des trajets dominants sont estimées de façon continue et le diagramme de rayonnement est mis à jour de façon continue.[13]

2.4 MIMO-OFDM

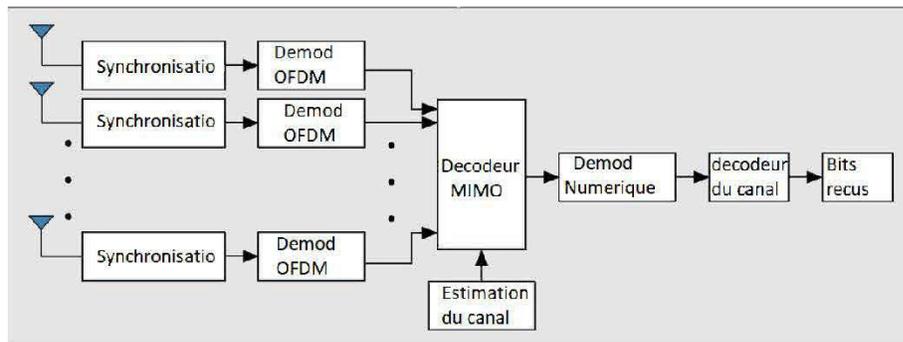
Nous avons présenté, dans les deux chapitres précédents, les techniques MIMO et la modulation OFDM. Dans le présent chapitre, nous présentons une architecture hybride englobant ces deux dernières pour former un système MIMO-OFDM, qui permet d'augmenter à la fois la vitesse de transmission, la portée et la robustesse du liaison radio [14]. En fait, le système MIMO est connu pour sa capacité à délivrer des communications à haut débit. Cependant, dans ce cas-ci le canal MIMO deviendrait sélectif en fréquence. L'OFDM transforme le canal sélectif en fréquence en plusieurs sous canaux à évanouissement plat. Son intégration dans les MIMO a permis donc, de réduire la complexité du récepteur [10].

2.4.6 Schéma block d'un système MIMO-OFDM

Les figures 2.11 (a) et (b) illustrent, respectivement, le schéma bloc simplifiée de l'émetteur et du récepteur du système MIMO-OFDM [10]. À l'émetteur, les données qui arrivent de la source d'information sous forme de bits, sont codés selon une modulation numérique, puis sont envoyés vers le codeur MIMO. À ce niveau, plusieurs sous-flux de symboles codés MIMO sont envoyés chacun sur une branche différente. Sur chaque branche, les symboles sont modulés OFDM puis transmis sur une antenne.



(a)



(b)

Figure 2.11 Schéma bloc d'un système MIMO-OFDM [10]

Au récepteur, sur chaque branche de réception, la synchronisation temporelle est assurée. Ensuite, la démodulation OFDM est effectuée et les signaux reçus sont envoyés dans le décodeur MIMO. Ce dernier, en exploitant l'information sur le canal, restitue les symboles envoyés. À la fin, le décodage numérique est effectué pour retrouver le flux de données envoyé initialement.

2.4.7 Capacité

Il a été démontré que la capacité d'un canal MIMO utilisant l'OFDM est, en fait, la moyenne des capacités à travers chaque sous porteuse. Sachant que le canal à travers chaque sous porteuse est considéré comme plat, la capacité dans le cas d'un système MIMO-OFDM est donnée par l'expression suivant[15].

$$C = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N \log_2 \left[\det \left(\mathbf{I}_{N_R} + \frac{E_s}{M_T N_0} \mathbf{H}_k \mathbf{H}_k^H \right) \right] \quad \text{bps/Hz} \quad (2.17)$$

Avec N étant la taille de la FFT , N_R et M_T le nombre d'antennes réceptrices et émettrices, respectivement, H_k la matrice du canal MIMO à travers la k^{eme} sous porteuse OFDM.

2.5 Conclusion

Les systèmes MIMO ont gagné un grand intérêt et sont devenus populaires. Ils ont été adoptés dans plusieurs standards de communications sans fils de la 4G. La capacité d'un canal MIMO augmente proportionnellement avec le minimum d'antennes à l'émetteur et le récepteur. Les techniques MIMO sont employées pour, soit, créer de la redondance, ce qui engendre un gain de diversité améliorant ainsi, la qualité du lien radio, soit pour augmenter le débit de transmission grâce au multiplexage spatial. Le réseau d'antennes MIMO peut, également, être utilisé pour varier la direction et la forme du diagramme de rayonnement. Ceci permet de récolter le maximum de la puissance du signal, à la réception, et d'améliorer ainsi le SNR. Tous les avantages qu'apportent les MIMO font d'eux un objet de recherches intenses pour leur intégration dans les systèmes de communication sans fil de la 5G.

L'intégration des MIMO dans les communications minières permet de tourner la propagation à multi-trajets en son avantage [16]. La combinaison de l'OFDM avec les systèmes MIMO permet de réduire la complexité du récepteur et d'offrir des communications à très haut débit à travers les canaux sélectifs en fréquence.

CHAPITRE 3

PERFORMANCES DU SYSTÈME MIMO-OFDM À 2.4 GHZ

3.1 Introduction

Les mines souterraines sont un environnement de travail à haut risque. Par conséquence, les communications dans les mines requièrent un système robuste et flexible en même temps. Outre le fait qu'il garantit le bon déroulement des travaux dans la mine, un tel système, assure aussi une communication en temps réel avec l'extérieur de la mine ce qui permet une intervention plus rapide en cas d'accidents [1].

Généralement, les systèmes de communications existant sont à base de communications filaires. Ce type de systèmes est certes fiable mais, il n'est pas flexible et difficile à déployer dans les endroits inaccessibles. Donc, les communications sans-fil se présentent comme une solution alternative [1].

Nous étudions dans cette partie, les performances du système MIMO-OFDM dans un canal minier. Cette technique a déjà fait ses preuves dans l'environnement extérieur (Outdoor), ainsi que les endroits intérieurs (Indoor) tels que les édifices.

D'abord, une campagne de mesures des paramètres de la matrice du canal dans le domaine fréquentiel, a été effectuée. Ensuite, la matrice du canal dans le domaine temporelle a été calculée. Cette dernière a été, par la suite, utilisée pour simuler la communication d'un signal STBC-OFDM à travers un canal minier. Finalement, les résultats de simulation ont été représentés sous forme de courbes de taux d'erreur binaire (BER) en fonction du rapport signal sur bruit (SNR).

3.2 Campagne de mesures

La campagne des mesures a été effectuée dans une ancienne mine d’or nommée CANMET située au nord de la province du Québec au CANADA. Elle est située à une profondeur de 40 m en dessous de la surface de la terre. La galerie principale s’étale sur une longueur de 75m avec une hauteur de 3m et une largeur d’environ 5m. Le taux d’humidité à l’intérieur de la mine est très élevé et la température varie entre 6 et 15°C tout au long de l’année.

Le système MIMO utilisé est constitué de deux antennes émettrices et de deux antennes réceptrices. Les antennes sont de type monopole avec un diagramme de rayonnement omnidirectionnel (360° en azimut et 65° par rapport au plan de l’élévation) et de gain 2.2 dBi. L’espace entre les deux antennes étant de l’ordre de $\lambda/2$ et la fréquence centrale étant de 2.4 GHz, cela correspond à :

$$c = \lambda \cdot f \Rightarrow \lambda = \frac{c}{f} = \frac{3 \times 10^8}{2.4 \times 10^9} = 0.125m \quad (3.1)$$

ce qui fait que $\lambda/2$ est de l’ordre de 62.5 mm

L’analyse du canal est faite dans le domaine fréquentiel. Un analyseur de réseau a été utilisé (Agilent E8363B) pour déterminer le coefficient de transmission S_{21} . Le système de mesure est illustré dans la figure 3.1.

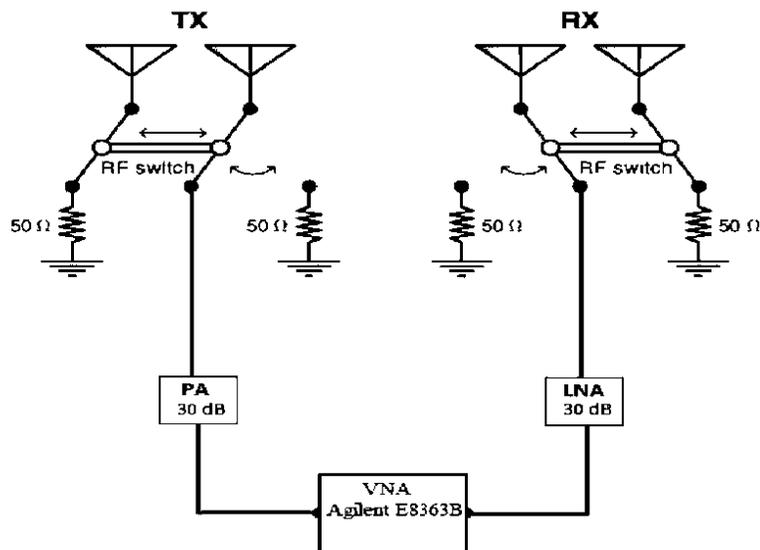


Figure 3.1 Système utilisé dans la campagne de mesures

Le système est constitué de deux antennes émettrices et de deux antennes réceptrices qui forment un système MIMO 2x2, des commutateurs pour permettre de sélectionner l'antenne à alimenter et un amplificateur de puissance en émission ainsi qu'un amplificateur à faible bruit en réception. Enfin, tous ces éléments sont reliés par des câbles coaxiaux vers l'analyseur de réseau. Les antennes sont maintenues à la même hauteur à 1 m du sol. La puissance du signal émis est fixée à 10 dBm. Un calibrage du système a été fait, avant l'entame des mesures, afin d'éliminer toute atténuation ou distorsion due au système de mesure lui-même, à savoir, le câblage, les commutateurs et les amplificateurs.

Les mesures consistent à déterminer les paramètres H_{ij} de la matrice du canal MIMO. H_{ij} est la réponse fréquentielle du canal entre la $j^{\text{ème}}$ antenne émettrice et la $i^{\text{ème}}$ antenne réceptrice. L'analyseur de réseau balaye la bande de fréquences de 2 GHz à 3 GHz avec un pas de 156250 Hz. Durant les mesures, l'émetteur reste fixe, le canal est sondé pour les distances émetteur-récepteur allant de 1 m à 25 m avec un pas de 1 m.

Une fois les H_{ij} sont calculés, les réponses impulsionnelles h_{ij} sont déterminées en appliquant simplement la Transformée de Fourier Inverse (IFFT). Un exemple d'une réponse impulsionnelle h_{11} , à la distance Tx-Rx = 20 m, est illustrée dans la figure 3.2.

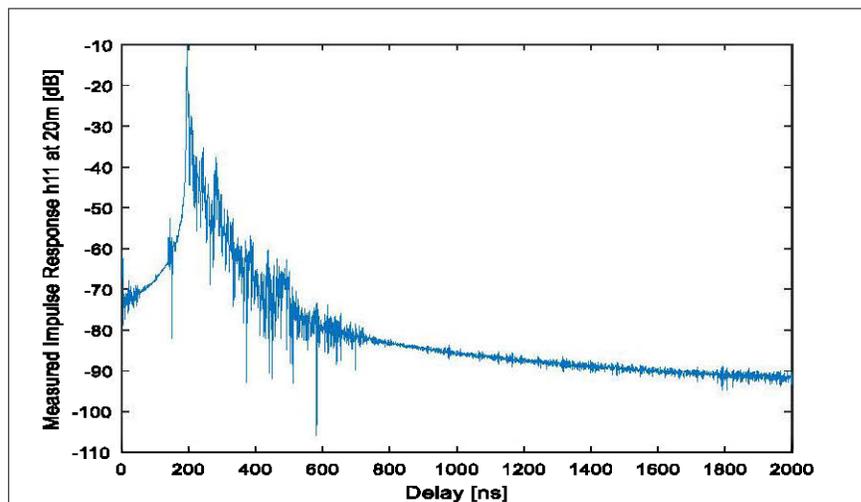


Figure 3.2 Exemple de réponse impulsionnelle pour $T_x-R_x = 20$ m

De cette façon, nous avons maintenant, à chaque distance Tx-Rx, la matrice H du canal comme dans l'équation suivante :

$$H = \begin{bmatrix} H_{11} & H_{12} \\ H_{21} & H_{22} \end{bmatrix} \quad (3.2)$$

3.3 MIMO-OFDM sous MATLAB

Nous avons élaboré un programme sous MATLAB pour simuler la transmission d'un signal codé STBC-OFDM à travers le canal minier mesuré.

Le schéma bloc de la figure 3.3 montre les principales parties du programme MATLAB.

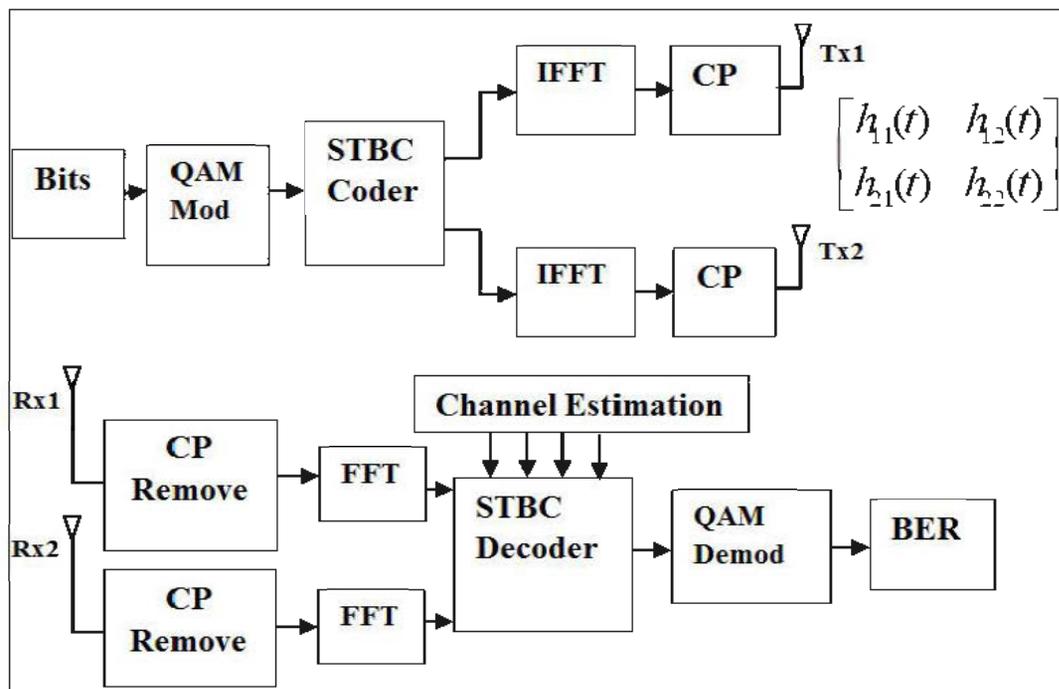


Figure 3.3 Principales parties du programme Matlab du système MIMO-OFDM

Nous expliquons, dans ce qui suit, un peu plus en détail, chaque partie du programme.

Bits : les bits sont générés d'une source pseudo-aléatoire en utilisant la commande `randi`.

QAM Mod : les bits sont modulés selon une modulation QAM. Cette opération est exécutée avec la commande qammod.

STBC Coder : le codeur STBC prend en entrée, un vecteur \mathbf{X} de longueur $2 \times N_{\text{fft}}$. Il le divise en deux sous vecteurs \mathbf{X}_1 et \mathbf{X}_2 chacun de longueur N_{fft} . Ensuite, ces vecteurs sont codés par le schéma STBC. Donc, à la sortie du Codeur STBC, nous avons deux branches séparées :

1/ Branche1 : nous avons les vecteurs \mathbf{X}_1 et $-\mathbf{X}_2^*$

2/ Branche2 : nous avons les vecteurs \mathbf{X}_2 et \mathbf{X}_1^*

IFFT : Cette partie applique l'IFFT sur chaque vecteur pour former le signal OFDM.

CP : cette partie ajoute l'intervalle de garde à chaque signal OFDM.

Les signaux sont ensuite convolués avec la matrice du canal, puis, le bruit blanc Gaussien AWGN est ajouté aux signaux.

À la réception, l'intervalle de garde est supprimé de chaque signal OFDM puis la FFT appliquée.

Estimation du canal (Chamel Estimation) : Dans cette partie, les deux premiers vecteurs transmis \mathbf{X}_1 et \mathbf{X}_2 sont utilisées pour estimer les paramètres de la matrice du canal MIMO. L'estimation est basée sur la méthode du Least Square (LS) comme suit :

Soit \mathbf{X}_1 le vecteur modulé par l'OFDM puis transmis à travers le sous canal h_{11} , et Y_{11} le signal correspondant reçu après la démodulation OFDM. Donc, le sous canal \tilde{H}_{11} est estimé selon l'équation suivante :

$$\tilde{H}_{11} = \frac{Y_{11}}{X_{11}} \quad (3.3)$$

Une fois l'estimation du canal est faite, les signaux sont récupérés en appliquant le décodage d'Alamouti (Voir l'équation 2.7). Enfin, les signaux sont démodulés selon la QAM et les bits résultants seront comparés aux bits transmis pour calculer le taux de bits erronés.

3.4 Simulations et résultats

Nous présentons, dans cette partie, les résultats de simulation sont subdivisés en deux parties. La première partie consiste en la présentation des performances du système SISO-OFDM. Dans la deuxième partie, nous présentons les performances de l'architecture STBC-OFDM pour un système à deux antennes émettrices et deux antennes réceptrices, sont fournies et discutés.

3.4.1 Partie I: SISO-OFDM à 2.4 GHz

Le tableau suivant donne les différents paramètres du signal OFDM ainsi que les principales caractéristiques du canal minier.

Tableau 3.1 Paramètres du système OFDM et caractéristiques du canal minier

Parameter	Value
Taille de la FFT (NFFT)	512, 1024, 2048
Bande passante du signal [MHz]	20
Taille de l'intervalle de garde Cp	Nfft/2, Nfft/4, Nfft/16, Nfft/64, 0
Constellation	4-QAM
Dispersion maximale [ns]	250
Bande de coherence [MHz]	0.8
Distance émetteur-récepteur [m]	20
Nombre de bits transmis	$8 \cdot 10^6$

Simulation I : SISO-OFDM pour différentes tailles de CP.

Cette simulation consiste en l'évaluation des performances de SISO-OFDM pour différentes valeurs de l'intervalle de garde. Les résultats sont présentés dans la figure 3.4.

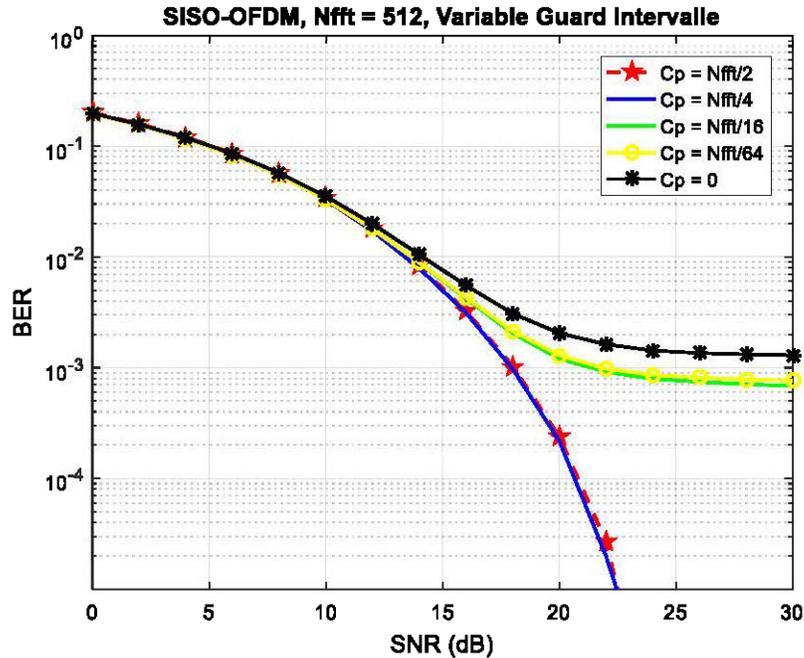


Figure 3.4 Performances du système SISO-OFDM pour différentes tailles du CP.

La figure 3.4 présente les performances en termes du BER en fonction du SNR, pour une taille de la FFT fixée à 512 sous-porteuses. On constate, à partir de cette figure, que l'augmentation de la taille de l'intervalle de garde de 0 à $N_{FFT}/4$ engendre une robustesse accrue dans le système. En effet, il est connu dans la théorie, que l'intervalle de garde sert à combattre l'effet de dispersion causé par le canal radio et, de ce fait, à éliminer les interférences inter-symboles (IIS). Par contre, l'augmentation de la taille du CP de $N_{FFT}/4$ à $N_{FFT}/2$, n'apporte aucune amélioration supplémentaire. Ce résultat était attendu puisqu'un CP de taille $N_{FFT}/4$ correspond à une durée de $6.4 \mu s$, ce qui est déjà plus long que la dispersion maximale causée par le canal (250 ns. Voir tableau 3.1). Donc, un intervalle de garde de taille $N_{FFT}/4$ est largement suffisant pour compenser l'effet de la dispersion du canal minier.

Simulation II : SISO-OFDM pour différents nombres de sous-porteuses.

Cette simulation consiste en l'évaluation des performances du système SISO-OFDM pour différentes valeurs de la taille de la FFT qui correspond au nombre de sous-porteuses adoptées dans le système OFDM. Les résultats sont présentés dans la figure 3.5.

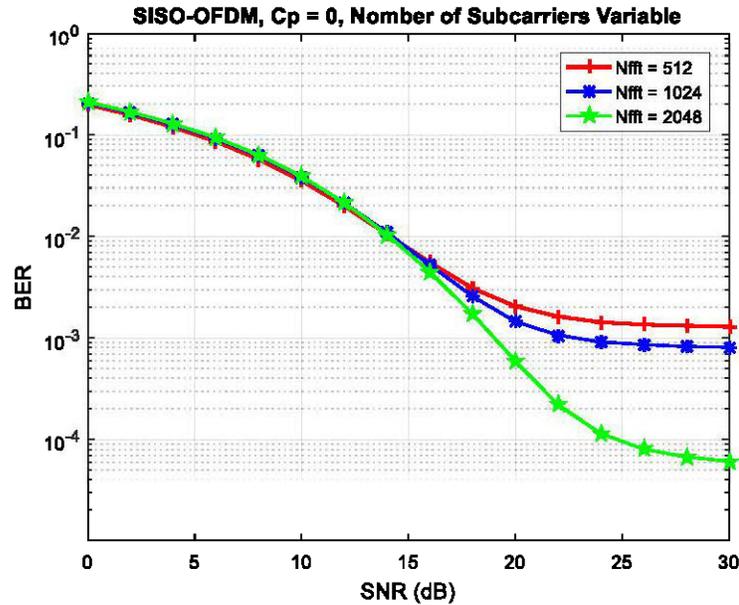


Figure 3.5 Performances du système SISO-OFDM pour différentes tailles de la FFT.

La figure 3.5 montre les performances du système SISO-OFDM à travers le canal minier pour des tailles différentes de la FFT. La bande passante du signal reste inchangée et fixée à 20 MHz.

Comme il a été déjà décrit dans la partie 3.2, l'émetteur et le récepteur restent en position immobile, ce qui implique qu'aucun effet Doppler n'est introduit par le canal. De plus, la détection se fait avec une synchronisation parfaite. Ces deux conditions étant vérifiées, aucune interférence inter-porteuses n'est introduite par le canal [7].

De la figure 3.5, on constate que l'augmentation du nombre de sous-porteuses résulte en une amélioration des performances du système. En effet, il n'y a pas d'interférence inter-porteuse introduite par le canal. Également, plus on augmente le nombre de sous-porteuses, plus la sous-bande réservée à chaque sous-canal devient moins sélective en fréquence. Ceci résulte en l'amélioration des performances avec l'augmentation du nombre de sous-porteuses.

3.4.2 Partie II: STBC-OFDM à 2.4 GHz

Nous présentons dans cette partie les performances du système STBC-OFDM comparées à celles des alternatives : MISO-OFDM et SISO-OFDM. Le tableau suivant donne les différents paramètres du système STBC-OFDM ainsi que les caractéristiques du canal minier.

Les résultats de simulation sont présentés dans la figure 3.6.

D'après ces résultats, avec l'ajout d'une antenne à l'émission, le système MISO-OFDM offre une meilleure performance (6 dB) comparée à la performance de SISO-OFDM pour un BER = 10^{-4} .

Encore mieux, avec l'ajout d'une autre antenne à la réception pour former l'architecture MIMO-OFDM, nous constatons un gain d'environ 4dB par rapport au MISO-OFDM et de plus de 10 dB comparé au SISO-OFDM, toujours pour un BER = 10^{-4} .

Ces résultats confirment donc la robustesse apportée par l'ajout d'antennes à l'émission et à la réception, et sa capacité à combattre l'effet dispersif et la sélectivité fréquentielle du canal minier.

Tableau 3.2 Paramètres du système STBC-OFDM et caractéristiques du canal minier

Parameter	Value
Taille de la FFT (NFFT)	512
Bande passante du signal [MHz]	20
Taille de l'intervalle de garde Cp	Nfft/4
Constellation	4-QAM, 16-QAM
Dispersion maximale [ns]	250
Bande de coherence [MHz]	0.8
Distance emetteur-recepteur [m]	20
Nombre de bits transmis	$8 \cdot 10^6$

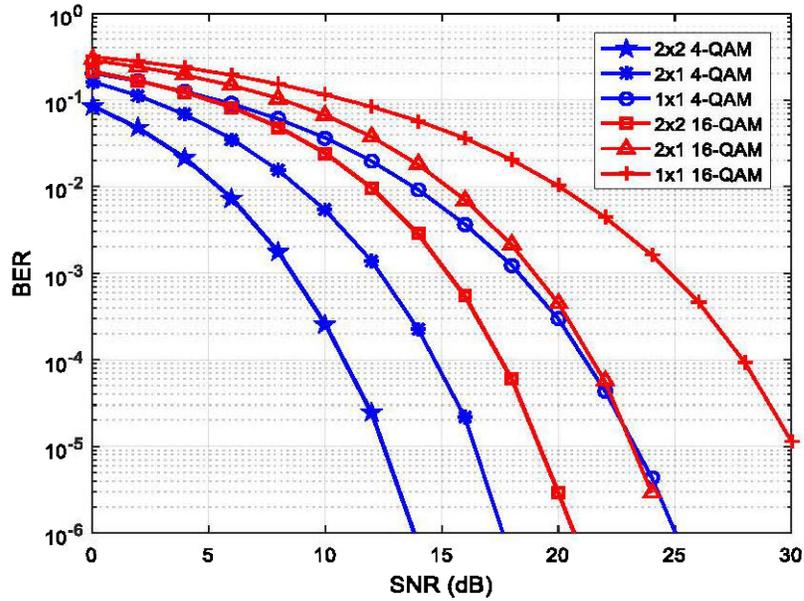


Figure 3.6 STBC-OFDM Vs. SISO-OFDM à travers le canal minier.

3.5 Conclusion

Nous avons présenté dans cette partie les résultats de simulation de la transmission d'un signal codé STBC-OFDM à travers un canal minier issu des mesures effectuées dans une mine d'or. L'évaluation s'est faite en deux parties.

La première a consisté en l'évaluation des performances du système SISO-OFDM. Le résultat obtenu montre que le bon choix de la longueur de l'intervalle de garde est primordial pour assurer l'élimination de la dispersion causée par le canal minier. Aussi, quand l'orthogonalité est garantie entre les sous-porteuses du signal OFDM, la performance de ce dernier augmente avec l'augmentation de la taille de la FFT.

La deuxième partie a consisté en l'évaluation des performances du système STBC-OFDM comparée au SISO-OFDM. Les résultats ont montré que l'ajout davantage d'antennes en émission ainsi qu'à la réception, augmente la robustesse du système STBC-OFDM. Ce dernier est résistant à la sélectivité du canal grâce à

l'OFDM et aux multi-trajets grâce à la diversité spatiale permise par la présence d'antennes multiples en émission et en réception.

CHAPITRE 4

PERFORMANCES DU SYSTÈME MIMO-OFDM À 60 GHz

4.1 Introduction

Un signal radio qui se propage le long des galeries d'une mine souterraine est sujet à des réflexions, diffractions ainsi qu'à des diffusions [18]. Ces phénomènes, dus à la nature de l'environnement minier très complexe et dense, font des mines souterraines un environnement particulier, très différent des environnements indoor conventionnels [2]. Par conséquent, les systèmes de communications utilisés en surface ne peuvent pas être implémentés dans les mines de manière directe [2].

Les communications dans les mines souterraines nécessitent de plus en plus de débit de communication [3]. Une solution, pour répondre à cette demande croissante, est l'exploitation de la bande millimétrique. En fait, Il a été déjà démontré que les systèmes opérant dans les bandes millimétriques offrent des débits de communications de plusieurs gigabits. Ce qui a attiré l'attention des chercheurs à la bande de 60 GHz est la largeur de la bande disponible qui s'étale sur 7 GHz de bande couvrant les fréquences allant de 57 GHz jusqu'à 64 GHz. Ceci a fait de cette bande un candidat pour les futurs systèmes de communications de la 5G [19, 20]. Cependant, le canal radio à 60 GHz présente certains défis qui restent à surmonter tels que la dispersion temporelle ainsi que la sélectivité fréquentielle du canal. Toutefois, l'inconvénient majeur reste l'atténuation sévère due à l'absorption de l'oxygène [21]. Cette atténuation est estimée à 15 dB par kilomètre [22]. Certaines études faites dans le but de caractériser le canal minier à 60 GHz, proposent l'utilisation d'antennes directives pour compenser l'affaiblissement de la propagation [3, 23].

La technologie MIMO-OFDM est la combinaison de la configuration OFDM, qui permet de convertir le canal minier large bande à 60 GHz en plusieurs sous-canaux à évanouissement plat, et de la technique MIMO. Cette dernière profite des trajets

multiples pour créer de la redondance de l'information, augmentant ainsi, la robustesse du système de transmission, et étendant la couverture radio du système de communication sans-fil à 60 GHz. Dans le présent chapitre, nous présentons les performances du système de communication MIMO-OFDM opérant dans la bande de 60 GHz, à travers un canal minier.

4.2 Campagne de mesures

La campagne de mesure est effectuée dans une ancienne mine d'or située dans le nord du Québec, au CANADA. La mine s'appelle le Centre canadien de la technologie des minéraux et de l'énergie (CANMET).

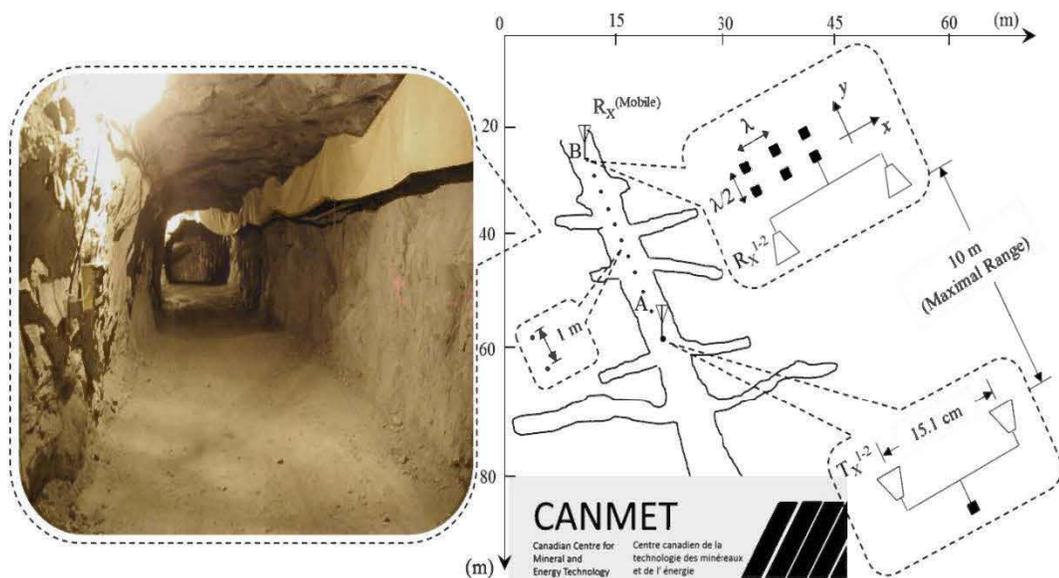


Figure 4.1 Photo de la galerie prise dans la mine CANMET

L'analyse du canal est faite à l'aide d'un analyseur de réseau (VNA, Anritsu VectorStar MS4640B). Le système de mesure est composé des éléments suivants :

- a) Deux antennes émettrices et deux antennes réceptrices : les antennes utilisées sont de type antenne cornet, dont les principales caractéristiques sont données dans le tableau 4.1

Tableau 4.1 Caractéristiques de l'antenne cornet utilisée[23]

	Paramètre	Valeur
	Polarisation	Verticale
	Ouverture du faisceau	24.3
	Gain [dBi]	23.4
	Bande passante [GHz]	50-75

- b) Amplificateur de puissance : Le gain de l'amplificateur est de 30 dB. Il est utilisé en émission pour compenser les pertes de puissance dans les câbles de connections.
- c) Amplificateur à faible bruit : utilisé en réception pour amplifier le signal reçu avec le niveau du bruit le plus faible possible.
- d) Analyseur de réseau : Il permet de mesurer les paramètres S de l'environnement minier, compris entre chaque antenne émettrice et chaque antenne réceptrice.

Durant la campagne des mesures, les antennes sont maintenues à une hauteur fixe de 1.5 m. La puissance d'émission est réglée à 10 dBm. L'émetteur reste en position fixe tandis que le récepteur est déplacé, à chaque fois, loin du récepteur, avec un pas de 1 m. Les mesures sont effectuées à des distances émetteur-récepteur, allant de 1 m à 10 m. Un scénario de visibilité directe (LOS) est considéré dans notre travail. Un laser est utilisé durant les mesures pour assurer la présence permanente d'une visibilité directe entre l'émetteur et le récepteur.

L'analyse du canal s'est faite dans le domaine fréquentiel. Pour ce faire, à chaque distance émetteur-récepteur donnée, l'analyseur de réseau balaye la bande de fréquences 57-64 GHz avec un pas de 0.5 MHz. Ainsi, la matrice de transfert du canal mesurée peut être représentée comme suit :

$$\mathbf{H}(k, d) = \begin{bmatrix} H_{11}(k, d) & H_{12}(k, d) \\ H_{21}(k, d) & H_{22}(k, d) \end{bmatrix} \quad (4.1)$$

$H_{ij}(k, d)$ étant le k^{eme} élément de la fonction de transfert mesurée à la distance (d_{Tx-Rx}) d entre la j^{eme} antenne émettrice et la i^{eme} antenne réceptrice du canal MIMO 2x2.

4.3 Caractérisation du canal à 60 GHz

Comme indiqué précédemment, les mesures sont fournies sous forme de paramètres-S. Ceci implique que la fonction de transfert du canal correspond au paramètre S_{21} . Il s'ensuit que la réponse impulsionnelle du canal est calculée à partir de ce dernier, en lui appliquant simplement la Transformée de Fourier Rapide (FFT). Un exemple de la réponse impulsionnelle du canal minier à 60 GHz, mesurée à une distance de 5 m, est montré dans la Fig.4.2. Le pas fréquentiel du balayage est 0.5 MHz et la bande balayée est de 7 GHz, ce qui nous permet de visualiser les réponses impulsionnelles avec une résolution de 0.1486 ns sur une durée totale de 200 ns.

4.3.1 Dispersion moyenne du retard (RMS delay spread)

La dispersion moyenne du retard est le paramètre le plus communément utilisé pour décrire la dispersion temporelle causée par le canal radio [24]. L'estimation de ce paramètre nous permettra de choisir la longueur de l'intervalle de garde approprié pour éliminer l'effet de dispersion et, par conséquent, minimiser les interférences inter-symboles.

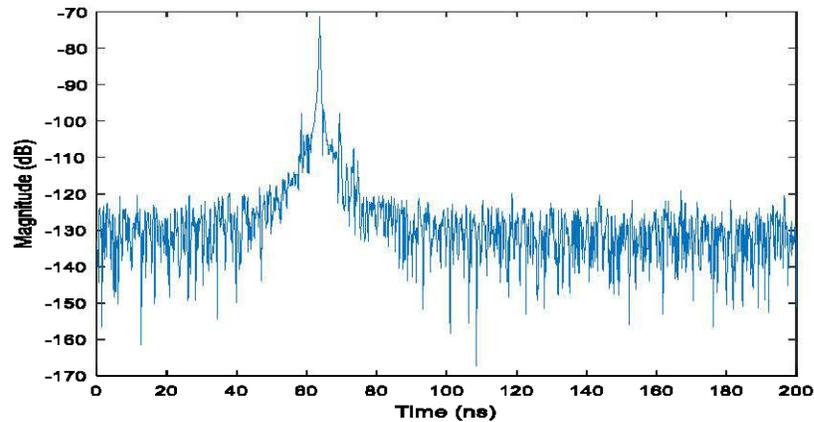


Figure 4.2 Exemple de réponse impulsionnelle du canal minier à 60 GHz.

La dispersion moyenne du retard est calculée à partir de la réponse impulsionnelle du canal minier par la formule suivante [25] :

$$\tau_{RMS} = \sqrt{\frac{\sum_i P_i \tau_i^2}{\sum_i P_i} - \left(\frac{\sum_i P_i \tau_i}{\sum_i P_i} \right)^2} \quad (4.2)$$

Avant d'appliquer la formule (4.2), nous avons effectué un prétraitement sur les réponses impulsionnelles. D'abord, le niveau moyen du bruit est estimé à -133 dB. Ensuite, cette valeur est choisie comme seuil. Les valeurs de la réponse impulsionnelle inférieures à cette valeur sont éliminées et ne sont pas prises en compte lors du calcul de la dispersion moyenne du retard. De cette manière, nous minimisons les erreurs introduites par le bruit dans nos calculs tel qu'indiqué dans [25].

Les valeurs de la dispersion moyenne du retard dans le canal minier à 60 GHz pour des distances, émetteur-récepteur allant de 1 m à 10 m, sont données dans Fig. 4.3.

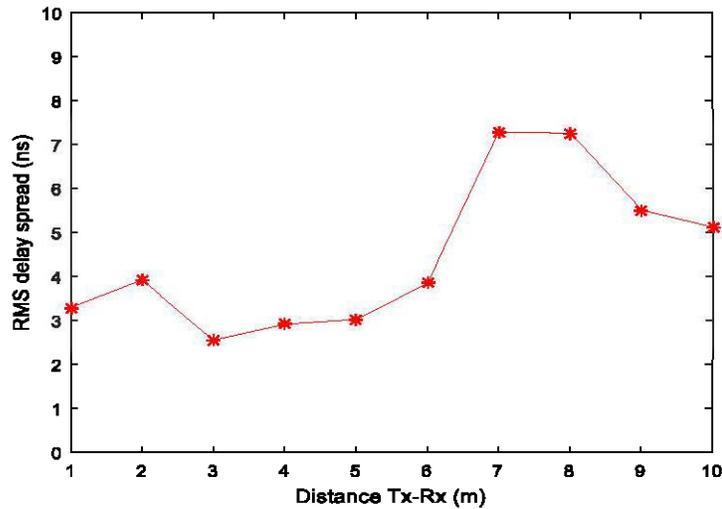


Figure 4.3 : Dispersion moyenne du retard (RMS delay spread).

On constate, de la figure ci-dessus (Fig. 4.2), que la dispersion moyenne du retard présente des valeurs de l'ordre de quelques nanosecondes. Ceci est dû au fait que les distances émetteur-récepteur sont courtes (quelques mètres) et que les antennes sont

directives. En générale, ces valeurs tendent à croître avec l'accroissement de la distance émetteur-récepteur.

4.4 Bande de cohérence

Par définition, la bande de cohérence est la bande de fréquence à l'intérieur de laquelle le canal radio est considéré plat dans le domaine fréquentiel [25]. Il y a, principalement, deux formules utilisées pour le calcul de la largeur de la bande de cohérence à partir de la dispersion moyenne du retard[25] :

$$B_{coh,0.9} = \frac{1}{50\tau_{RMS}} \quad (4.3.a)$$

$$B_{coh,0.5} = \frac{1}{5\tau_{RMS}} \quad (4.3.b)$$

La formule (4.3.a) donne la valeur de la bande de cohérence à un taux de corrélation supérieur ou égal à 0.9 tandis que la formule (4.3.b) donne la valeur de la bande de cohérence à un taux de corrélation supérieur ou égal à 0.5 [25]. Les valeurs de la bande de cohérence du canal minier à 60 GHz, pour une corrélation supérieure ou égale à 0.9 et pour des distances émetteur-récepteur allant de 1 m à 10 m sont données dans Fig. 4.4.

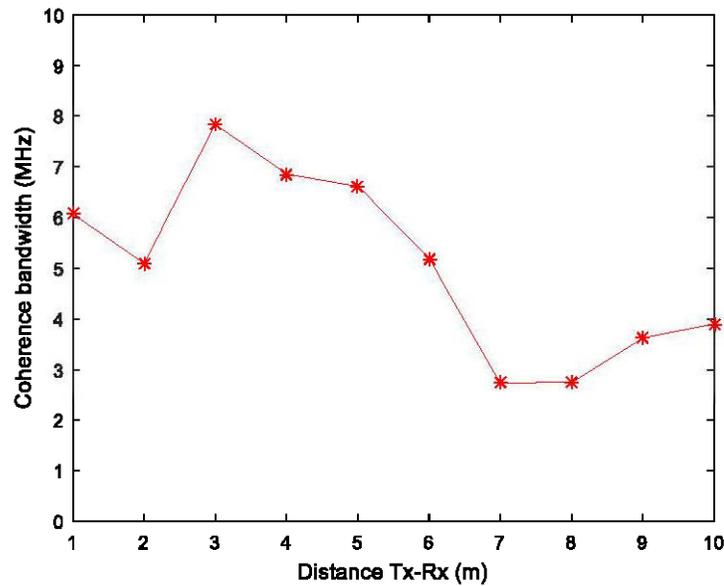


Figure 4.4 : Bande de cohérence pour une corrélation de 0.9 ou plus.

Nous avons choisi la bande de la corrélation supérieure à 0.9, afin de déterminer, à une étape ultérieure, le nombre de sous-porteuses nécessaires dans le système OFDM pour avoir une sous-bande la plus plate possible à travers chaque sous canal.

On constate, de la figure ci-dessus, que les valeurs de la bande de cohérence du canal minier à 60 GHz sont comprises entre 2.8 MHz et 7.9 MHz. En gros, les valeurs de la bande de cohérence décroissent avec l'accroissement de la distance émetteur-récepteur, ce qui signifie que le canal devient de plus en plus sélectif. Nous avons estimé ce paramètre dans le but de déterminer le nombre de sous-porteuses que le système OFDM doit contenir pour pouvoir combattre la sélectivité du canal.

4.5 Simulation du système MIMO-OFDM à 60 GHz.

Afin d'analyser les performances du système MIMO-OFDM 2x2 via un canal minier à 60 GHz, nous avons adopté, exactement, le même modèle décrit dans la partie 3.3. Nous fournissons dans cette partie juste les nouveaux réglages des paramètres et les modifications apportées au programme précédant, pour le faire fonctionner à 60

GHz. Le tableau 4.2 donne les nouveaux paramètres utilisés pour le cas du système STBC-OFDM à 60 GHz, ainsi que les caractéristiques du canal minier.

Tableau 4.2 Paramètres du canal ainsi que du système STBC-OFDM à 60 GHz

Paramètre	Valeur
Distance T_x - R_x [m]	5
Dispersion moyenne du retard [ns]	3.02
Dispersion maximale du retard [ns]	67
Bande de cohérence [MHz]	6.6
Bande passante du signal OFDM [GHz]	7
Plage des fréquences [GHz]	57-64
Fréquence centrale [GHz]	60
Nombre de sous-porteuses	1024, 2048, 4096
Intervalle de garde	1/16, 1/8, 1/4
Constellation	4-QAM

4.6 Résultats de simulation pour le système MIMO-OFDM à 60 GHz

Nous présentons dans cette section les résultats de simulation pour l'évaluation des performances du système STBC-OFDM, opérant à 60 GHz, à travers un canal minier. L'évaluation des performances a été effectuée en trois étapes : la première consiste à déterminer la longueur optimale de l'intervalle de garde qui donne la meilleure performance possible du SISO-OFDM. La deuxième a pour but la détermination du nombre de sous-porteuses du signal OFDM, nécessaires pour combattre la sélectivité du canal minier. Dans la troisième partie, nous présentons une comparaison des performances entre les systèmes SISO-OFDM et STBC-OFDM avec deux antennes émettrices et deux antennes réceptrices.

4.6.2 Simulation 1 : Variation de la longueur de l'intervalle de garde

Dans cette simulation, nous nous intéressons à la détermination de la longueur d'intervalle de garde, nécessaire pour éliminer les interférences inter-symboles engendrées par les multi-trajets.

Le nombre de sous-porteuses de l'OFDM est fixé à 2048. Les données envoyées sur les sous-porteuses sont modulés par la 4-QAM. Les mesures du canal sont disponibles pour les distances allant de 1m à 10 m. Afin d'alléger les figures, nous avons choisie pour les deux simulations qui suivent, une seule distance émetteur-récepteur qui est la distance moyenne de 5m. Les résultats de simulation sont donnés dans figure 4.5

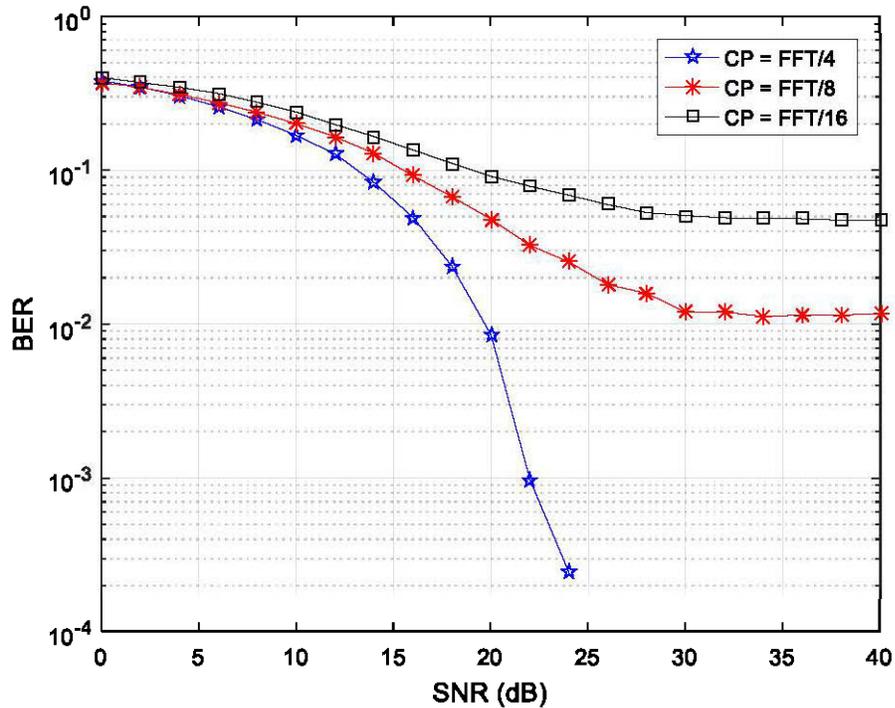


Figure 4.5 : SISO-OFDM pour différents intervalles de garde

Nous constatons une nette amélioration des performances de l'OFDM lorsqu'on augmente la longueur de l'interval de garde.

Pour un interval de garde de longueur FFT/16 et FFT/8, le système présente une limite de performance en terme de BER. En fait, puisque la FFT est de 2048 et que la bande passante du signal est de 7 GHz, des CP de longueurs FFT/16 et FFT/8 correspondent à 18.3 ns et 36.6 ns, respectivement. Ces valeurs sont inférieures à la dispersion maximale générée par le canal minier (Voir Tableau 4.2.). Par contre, la FFT/4 qui correspond à 73.2 ns, est déjà plus grande que la dispersion maximale du canal minier et, donc, élimine complètement les interférences inter-symboles.

4.6.3 Simulation 2 : Variation de la taille de la FFT

Dans cette simulation, nous présentons les performances du système SISO-OFDM pour différentes valeurs du nombre de sous-porteuses. L'intervalle de garde est fixé à $FFT/4$, la constellation est la 4-QAM et la distance émetteur-récepteur est de 5 m.

Les résultats de simulation sont illustrés dans figure 4.6.

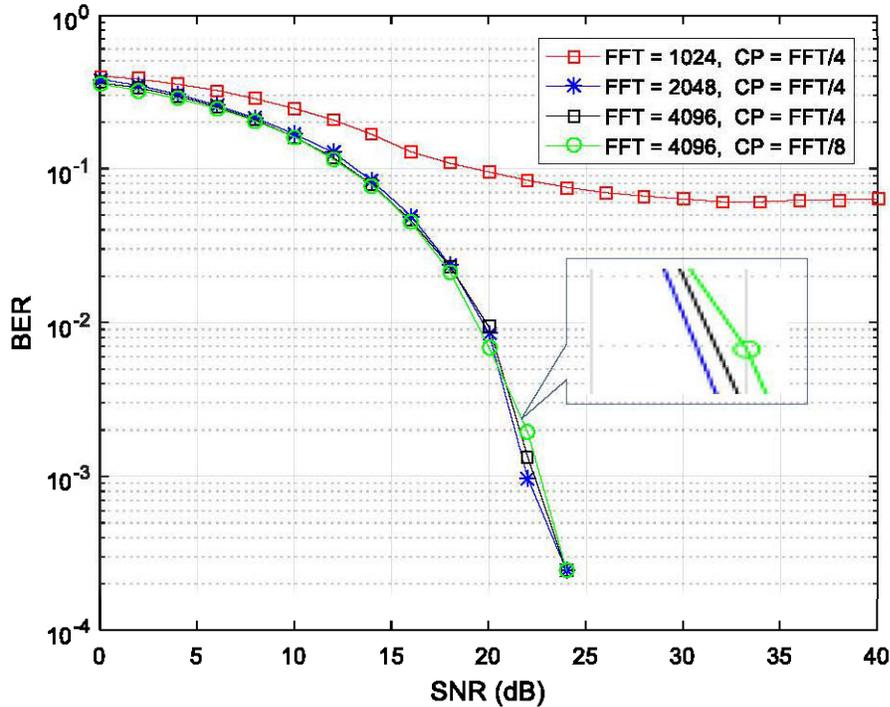


Figure 4.6 : Système OFDM pour différentes tailles de la FFT.

Nous remarquons une mauvaise performance de l'OFDM avec 1024 sous-porteuses. En fait, ceci s'explique par le fait qu'un intervalle de garde de $FFT/4$ pour une taille de FFT de 1024, n'est pas suffisant pour couvrir la dispersion du canal. Outre cela, 1024 sous-porteuses ne sont pas suffisantes pour générer un canal plat à travers chaque sous bande. Ceci entraîne une dégradation supplémentaire des performances.

En s'appuyant sur la caractérisation du canal, un signal de largeur de bande de 7 GHz nécessite au moins 1061 sous-porteuses pour avoir un canal plat à travers chaque sous-bande. Par conséquent, 2048 sous-porteuses sont suffisantes pour surmonter la sélectivité fréquentielle du canal minier. En effet, l'augmentation du nombre de sous-

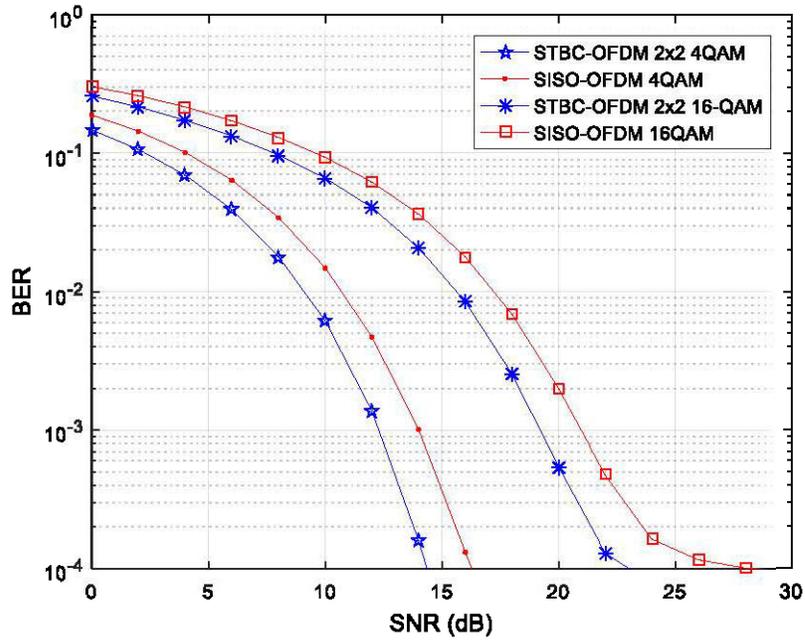
porteuses jusqu'à 2048 apporte une nette amélioration de la performance du système OFDM. Cependant, une augmentation supplémentaire du nombre des sous porteuses n'entraîne aucune amélioration, bien que permettant d'atteindre la même performance que 2048 avec un intervalle de garde de longueur plus réduite et, donc, améliorant l'efficacité spectrale du système. Un exemple de cela est représenté dans la Fig. 4.6, où le système avec 4096 sous-porteuses et un intervalle de garde de seulement $FFT / 8$, donne la même performance que celui avec $FFT = 2048$ avec un intervalle de garde de $FFT / 4$.

Il est important de souligner que, puisque le canal est invariant dans le temps et que la détection du signal est effectuée avec une synchronisation parfaite, aucune interférence inter-canaux n'est introduite par le canal minier. Dans un système réel, l'augmentation du nombre de sous-porteuses résulterait en une amélioration de l'efficacité spectrale, mais, au détriment d'une complexité matérielle accrue [17].

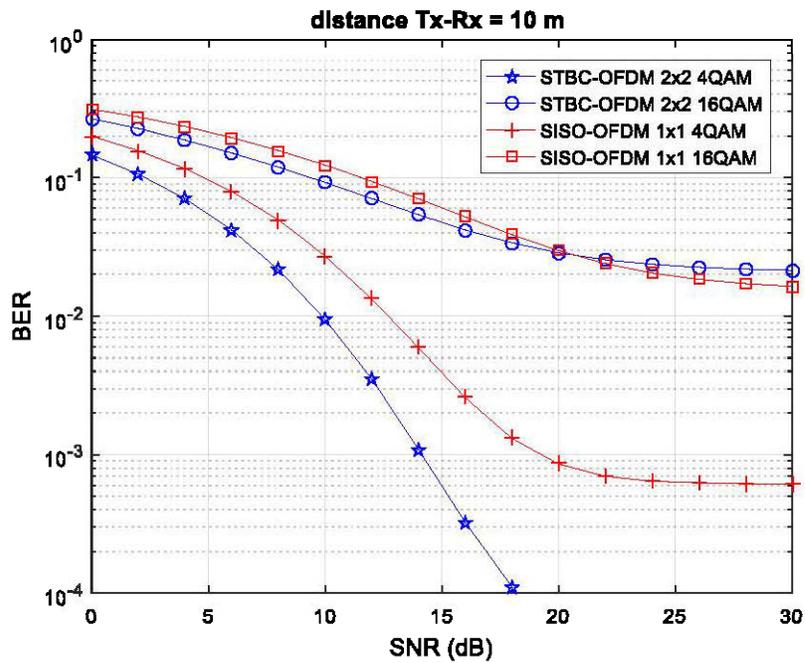
4.6.4 Simulation 3: STBC-OFDM vs. SISO-OFDM à 60 GHz.

Dans cette dernière partie, nous présentons les résultats de l'évaluation des performances de l'architecture STBC-OFDM 2x2 opérant à 60 GHz à travers le canal minier. Les paramètres optimaux, du signal OFDM, déterminés précédemment, sont utilisés ici, à savoir, 2048 sous-porteuses avec un CP de longueur $FFT / 4$.

a) Les résultats de simulation pour l'évaluation des performances de STBC-OFDM en comparaison au SIS-OFDM sont donnés dans la figure 4.7 (a) et (b).



(a)



(b)

Figure 4.7: STBC-OFDM 2x2 vs. SISO-OFDM pour des distances T_x-R_x de 5 m et 10 m, respectivement

Il est à noter que les résultats, illustrés dans la figure 4.7, donnent les performances en termes du rapport signal sur bruit (SNR) au niveau du récepteur. Autrement dit, le

niveau du bruit blanc ajouté est calculé par rapport à la puissance du signal au récepteur. Par conséquent, l'effet de l'évanouissement à grande échelle n'est pas pris en compte dans cette étude.

Nous constatons que l'ajout de la technique de diversité spatio-temporelle a augmenté la robustesse du système. Avec seulement deux antennes en émission et deux autres en réception, nous avons atteint, à un BER de 10^{-3} , un gain d'environ 2 dB à une distance Tx-Rx de 5 m tel que illustré dans Fig.4.6(a), et un gain d'environ 4 dB à une distance de 10 m comme illustré dans la Fig. 4.6(a).

Plus nous ajoutons d'antennes à la fois à l'émetteur et le récepteur, plus grand est le gain de diversité que nous obtenons. Il est à rappeler que l'ajout d'un nombre supplémentaire d'antennes en émission et en réception, est une solution très faisable pour les systèmes opérant à 60 GHz, par sa courte longueur d'onde qui permet la conception de systèmes MIMO compacts [19].

Toujours de la figure 4.7, nous constatons que les performances des systèmes SISO-OFDM et STBC-OFDM sont fortement dégradées à la distance émetteur-récepteur de 10 m, lorsqu'on passe de la modulation 4-QAM à la 16-QAM. Dans l'ensemble, les performances de SISO-OFDM et de STBC-OFDM sont meilleures à 5 m qu'à 10 m malgré le fait que l'évanouissement à grande échelle n'est pas pris en compte dans la présente simulation. Ceci s'explique par le fait que les paramètres d'évanouissement à petite échelle, à savoir la dispersion temporelle ainsi que la sélectivité fréquentielle, s'intensifient lorsque la distance émetteur-récepteur augmente.

b) Les résultats illustrés dans la figure 4.8 montrent les performances de STBC-OFDM et SISO-OFDM pour les distances émetteur-récepteur allant de 2m jusqu'à 10m. De plus, dans cette simulation le niveau du bruit blanc ajouté au signal, est déterminé par rapport au signal émis, selon la formule suivante [26]

$$\overline{SNR}_d = \overline{SNR}_{d_0} - \alpha \times 10 \times \log_{10}(d/d_0) \quad (4.4)$$

Où α est le coefficient de perte par trajet, d la distance émetteur-récepteur, et \overline{SNR}_d le SNR moyen à la distance de référence $d_0 = 1\text{m}$. De la sorte, les pertes par trajets sont prises en compte dans l'évaluation des performances des SISO-OFDM et STBC-OFDM. Les résultats sont montrés à la figure Fig.4.8.

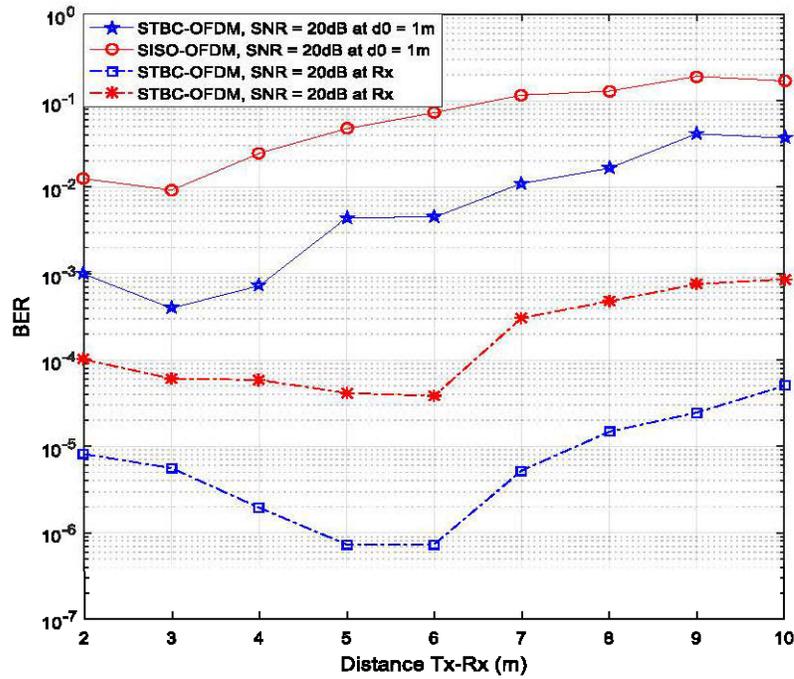


Figure 4.8. Performance du STBC-OFDM vs. SISO-OFDM en fonction de la distance T_x-R_x pour un SNR = 20 dB.

Comme on peut l'observer, STBC-OFDM 2x2 présente de meilleures performances par rapport à SISO-OFDM, pour les distances émetteur-récepteur allant de 1m à 10m. Ceci est dû au gain de diversité offert par le codage STBC, qui maintient le SNR plus élevé dans le système MIMO-OFDM, que dans le système SISO-OFDM, lorsque la distance Tx-Rx augmente

4.7 Conclusion

Actuellement, les communications sans-fil à 60 GHz font l'objet de recherche intense. La grande attention dont cette bande réjouit, est due à la bande passante large de 7 GHz qu'elle offre. Ceci a fait d'elle une vraie candidate pour les systèmes de communications de la 5G.

Nous avons étudié, dans ce chapitre, les performances du système STBC-OFDM en comparaison avec le SISO-OFDM, opérant à 60 GHz, à travers un canal minier.

Une bonne caractérisation du canal minier à 60 GHz nous a permis de déterminer les paramètres optimaux du signal OFDM, nécessaires pour combattre la dispersion causée par les multi-trajets ainsi que la sélectivité fréquentielle. En outre, les résultats de simulation ont montré que la technique STBC-OFDM 2x2 donne une performance meilleure que celle de SISO-OFDM. Les performances de la configuration STBC-OFDM pourraient être améliorées davantage avec l'utilisation d'un nombre plus élevé d'antennes en émission et en réception. Cette solution est très favorisée à 60 GHz, puisque les ondes radio sont courtes à cette fréquence et, de ce fait, favorisent la conception d'antennes MIMO plus compact et à gain élevé, en même temps.

L'intégration des MIMO-OFDM à 60 GHz dans les communications sans-fil souterraines, ouvrira la porte à une vaste gamme d'applications, destinées à faciliter le travail et augmenter la productivité des miniers et, plus important encore, de renforcer la sécurité, dans les mines souterraines

CONCLUSION GÉNÉRALE

Du point de vue radio, l'environnement minier est plein de diffuseurs, diffracteurs et réflecteurs, ce qui le rend dispersif et sélectif en fréquence. L'OFDM, qui est une technique très populaire, permet de combattre la sélectivité du canal. Egalement, l'utilisation des techniques MIMO permet de profiter des trajets multiples pour augmenter la capacité du canal. La combinaison de ces deux techniques donne un système MIMO-OFDM plus robuste et qui offre une capacité de canal plus élevée.

Dans ce travail, nous avons étudié les performances du système MIMO-OFDM, opérant à 2.4 GHz ainsi qu'à 60 GHz. Des mesures sont effectuées dans une ancienne mine d'or afin de caractériser le canal. Ensuite, le canal mesuré est utilisé pour simuler des communications MIMO-OFDM à travers un canal minier. Une bonne caractérisation du canal nous a permis de déterminer les paramètres optimaux, de l'OFDM, nécessaires pour combattre les interférences inter-symboles et la sélectivité fréquentielle du canal minier. La bande de cohérence calculée dans le canal à 2.4 GHz était d'environ 2 MHz. Par contre, dans le canal à 60 GHz, elle était d'environ 6 MHz. Ceci est dû à l'utilisation d'antennes directives dans les mesures ainsi que les fortes pertes par trajet à 60 GHz, ce qui défavorise certains trajets secondaires et réduit ainsi la dispersion moyenne du retard (RMS delay spread). Par conséquent, une bande de cohérence plus large est notée à 60 GHz qu'à 2.4 GHz. En fait, il a été constaté que 512 sous-porteuses avec un intervalle de garde de $N_{FFT}/4$ étaient déjà suffisantes pour éliminer les ISI et la sélectivité du canal à 2.4 GHz. De l'autre côté, à 60 GHz, il a fallu 2048 sous-porteuses avec un intervalle de garde de $N_{FFT}/4$ pour combattre la sélectivité fréquentielle ainsi que la dispersion temporelle du canal. De plus, le système MIMO-OFDM 2x2 à 2.4 GHz a montré une amélioration des performances de 10 dB, comparé au SISO-OFDM. À 60 GHz, le MIMO-OFDM offre une amélioration d'environ 4 dB par rapport au SISO-OFDM.

En conclusion, nous pouvons dire que l'intégration des MIMO-OFDM dans les communications sans-fil souterraines, ouvrira la porte à une vaste gamme

d'applications, tels que; le suivi et localisation des mineurs, la vidéo-surveillance à haute résolution. Toutes ces applications sont destinées à faciliter le travail et augmenter davantage la productivité et, le plus important, de renforcer la sécurité, dans les mines souterraines et rendre ainsi le travail dans les mines une expérience plus agréable.

RÉFÉRENCES ET BIBLIOGRAPHIE

- [1] L. Bandyopadhyay, S. Chaulya, and P. Mishra, "Wireless communication in underground mines," *RFID-Based Sensor Networking*, 2010.
- [2] I. B. Mabrouk, L. Talbi, and M. Nedil, "Performance Evaluation of a MIMO System in Underground Mine Gallery," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 11, pp. 830-833, 2012.
- [3] I. B. Mabrouk, J. Hautcoeur, L. Talbi, M. Nedil, and K. Hettak, "Feasibility of a Millimeter-Wave MIMO System for Short-Range Wireless Communications in an Underground Gold Mine," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 61, pp. 4296-4305, 2013.
- [4] S. Boualleg, K. Ghanem, B. Haraoubia, and M. Nedil, "On the Performance Enhancement When Combining STBC and Channel Estimation Techniques in Underground MIMO Channels," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 15, pp. 394-397, 2016.
- [5] M. E. Khaled, P. Fortier, and M. L. Ammari, "Experimental Evaluation of an OFDM Millimeter Wave System in an Underground Mine Channel Based on the IEEE802.15.3c Standard," in *2015 IEEE International Conference on Ubiquitous Wireless Broadband (ICUWB)*, 2015, pp. 1-5.
- [6] R. Prasad, *OFDM for wireless communications systems*: Artech House, 2004.
- [7] Y. S. Cho, J. Kim, W. Y. Yang, and C. G. Kang, *MIMO-OFDM wireless communications with MATLAB*: John Wiley & Sons, 2010.
- [8] L. s. M. M. Simões, "Optimal data transmission on MIMO OFDM channels," 2008-12 2008.
- [9] N. Michailow, M. Matth, x00E, I. S. Gaspar, A. N. Caldevilla, L. L. Mendes, *et al.*, "Generalized Frequency Division Multiplexing for 5th Generation Cellular Networks," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 62, pp. 3045-3061, 2014.
- [10] Y. Hongwei, "A road to future broadband wireless access: MIMO-OFDM-Based air interface," *IEEE Communications Magazine*, vol. 43, pp. 53-60, 2005.
- [11] S. M. Alamouti, "A simple transmit diversity technique for wireless communications," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 16, pp. 1451-1458, 1998.
- [12] 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, 1998.
- [13] J. Mietzner, R. Schober, L. Lampe, W. H. Gerstacker, and P. A. Hoeher, "Multiple-antenna techniques for wireless communications - a comprehensive literature survey," *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, vol. 11, pp. 87-105, 2009.
- [14] A. Rachini, "Timing synchronization in MIMO-OFDM systems for mobile communications," INSA de Rennes, 2014.

- [15] J. Soni, "Capacity Characterization of a MIMO-OFDM Wireless Channel with BLAST Implementation," 2010.
- [16] R. A. Jilal, M. Nedil, Y. Coulibaly, T. A. Denidni, I. B. Mabrouk, and L. Talbi, "Characterization of the MIMO channel for LTE standard in underground mine," in *2011 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation (APSURSI)*, 2011, pp. 2777-2780.
- [17] H. A. Taleb, M. Nedil, K. Ghanem, T. A. Denidni, and L. Talbi, "MIMO-OFDM performance evaluation over measured underground mine channel at 2.4 GHz," in *2016 16th Mediterranean Microwave Symposium (MMS)*, 2016, pp. 1-4.
- [18] I. B. Mabrouk, A. Salim, M. Nedil, N. Kandil, L. Talbi, and T. A. Denidni, "Effect of Antenna Directivity on Adaptive Modulation in an Underground Mine Gallery Effet de directivité; d'antenne sur la modulation adaptative dans une galerie de mine souterraine," *Canadian Journal of Electrical and Computer Engineering*, vol. 37, pp. 222-227, 2014.
- [19] A. S. Hamza, J. S. Deogun, and D. R. Alexander, "Wireless Communication in Data Centers: A Survey," *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, vol. 18, pp. 1572-1595, 2016.
- [20] T. Yilmaz and O. B. Akan, "State-of-the-art and research challenges for consumer wireless communications at 60 GHz," *IEEE Transactions on Consumer Electronics*, vol. 62, pp. 216-225, 2016.
- [21] T. S. Rappaport, G. R. MacCartney, M. K. Samimi, and S. Sun, "Wideband Millimeter-Wave Propagation Measurements and Channel Models for Future Wireless Communication System Design," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 63, pp. 3029-3056, 2015.
- [22] P. F. M. Smulders and L. M. Correia, "Characterisation of propagation in 60 GHz radio channels," *Electronics & Communication Engineering Journal*, vol. 9, pp. 73-80, 1997.
- [23] M. Ghaddar, L. Talbi, M. Nedil, I. B. Mabrouk, and T. A. Denidni, "Mm-waves propagation measurements in underground mine using directional MIMO antennas," *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, vol. 10, pp. 517-524, 2016.
- [24] P. F. M. Smulders, "Statistical Characterization of 60-GHz Indoor Radio Channels," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 57, pp. 2820-2829, 2009.
- [25] T. S. Rappaport, *Wireless communications: principles and practice* vol. 2: Prentice Hall PTR New Jersey, 1996.
- [26] X. Z. D. Qiao, "Quality, Reliability, Security and Robustness in Heterogeneous Networks," 2013.

