

# Table des matières

Remerciements .....	ii
Liste des figures.....	v
Liste des tableaux .....	vi
Acronymes & Abréviations.....	vii
Résumé .....	viii
Chapitre 1 .....	1
Introduction générale.....	1
1.1 Problématique.....	2
1.2 But de la recherche.....	3
1.3 Méthodologie de la recherche .....	3
1.4 Structure de la mémoire.....	4
1.5 Publications .....	4
Chapitre 2 .....	5
État de l'art .....	5
2.1 Systèmes MIM .....	5
2.1.1 Le canal MIMO .....	6
2.1.2 La matrice du canal .....	7
2.1.3 La corrélation entre les liens MIMO .....	8
2.1.4 La capacité du canal .....	9
2.1.5 La relation entre la capacité et la corrélation des liens .....	10
2.2 Modélisation du canal radio .....	11
2.2.1 Phénomènes physiques .....	12
2.2.2 Description et paramètres du canal.....	14
2.3 Modulation adaptative.....	16
2.3.1 Introduction : .....	17
2.3.2 Modèle proposé de la modulation adaptative : .....	19
2.4 Le protocole de mesures expérimentales.....	21
Chapitre 3 .....	24
Effet de la directivité d'antenne sur les performances de la modulation adaptative dans une mine d'or souterraine .....	24
3.1 Introduction .....	24
3.2 Mesures expérimental.....	26
3.2.1 Description de l'environnement souterrain .....	26
3.2.2 Réseau d'antennes MIMO .....	26
3.2.3 Campagnes de mesure .....	29
3.3 Résultats de mesure .....	30
3.3.1 Profil Moyen en Puissance PMP .....	30
3.3.2 Facteur de Rice.....	32
3.3.3 Corrélation.....	33
3.3.4 Capacité .....	35

3.4 Effet de la directivité de l'antenne pour MIMOM et MIMOP .....	37
3.4.1 Simulation en utilisant SystemVue.....	37
3.4.2 Résultats du système LTE .....	37
3.4.3 Modulation optimale pour le système LTE-MIMO.....	41
3.5 Conclusion.....	45
Chapitre 4 .....	46
Modulation adaptative appliquée au système MIMO-ULB dans un environnement minier souterrain .....	46
4.1 Introduction .....	46
4.2 Mesures expérimentales .....	47
4.2.1 Description de l'environnement minier souterrain.....	47
4.2.2 Réseau d'antennes MIMO.....	48
4.2.3 Campagnes de mesure .....	49
4.3 Résultats de mesure .....	51
4.3.1 Modèle de canaux MIMO. ....	51
4.3.2 Capacité .....	52
4.4 Modulation optimale pour le système WPAN-ULB .....	55
4.5 Conclusion.....	59
CONCLUSION GÉNÉRALE .....	61
RÉFÉRENCES .....	63

## Liste des figures

Fig. 2.1. Comparaison des performances entre un système SISO et MIMO. ....	6
Fig. 2.2. Système MIMO 2X2. ....	7
Fig. 2.3. Liaison radio à multi-trajets dans la mine .....	13
Fig. 2.4. Évanouissements à court et à long terme .....	13
Fig. 2.5. Exemple d'une réponse impulsionnelle du canal minier. ....	14
Fig. 2.6. Schémas de modulation pour différents niveaux du SNR. ....	18
Fig. 2.7. Diagramme de la modulation adaptative. ....	20
Fig. 2.8. Une galerie de la mine CANMET au "niveau 40 m". ....	22
Fig. 2.9. Montage expérimental. ....	23
Fig. 3.1. Plan de la mine au niveau 40m à CANMET .....	26
Fig. 3.2. Paramètres S mesurés pour l'antenne monopole. ....	27
Fig. 3.3. Paramètres S mesurés et simulés pour l'antenne Patch. ....	28
Fig. 3.4. Montage expérimental utilisé pour les mesures. ....	29
Fig. 3.5. PMP Normalisée pour MIMOM. ....	31
Fig. 3.6. PMP Normalisée pour MIMOP. ....	31
Fig. 3.7. Facteur de Rice pour MIMOM et MIMOP. ....	33
Fig. 3.8. Corrélation moyenne pour MIMOM et MIMOP. a) à l'émission b) à la réception. ....	34
Fig. 3.9. Capacité du canal pour les MIMOP et MIMOM. ....	36
Fig. 3.10. Chaîne de transmission du système LTE pour la liaison descendante. ....	38
Fig. 3.11. Performance en TEB pour MIMOP et MIMOM. Pour (a) $d_{Tx} - R_x=10m$ (b) $d_{Tx} - R_x=15m$ (c) $d_{Tx} - R_x=20m$ . ....	40
Fig. 3.12. TEB pour différent type de modulation (QPSK, 16-QAM, 64-QAM). Pour (a) $d_{Tx} - R_x=10m$ (b) $d_{Tx} - R_x=15m$ (c) $d_{Tx} - R_x=20m$ . ....	42
Fig. 4.1. Plan de la mine au niveau 40m à CANMET .....	47
Fig. 4.2. Configuration du 2x2 MIMO-Vivaldi (a) MIMO-R (b) MIMO-A .....	48
Fig. 4.3. Système de mesure. ....	50
Fig. 4.4. Fonction de transfert du canal pour LoS: $d_{Tx} - R_x = 3m$ et NLoS: $d_{Tx} - R_x = 7m$ . ....	52
Fig. 4.5. La capacité du canal pour différentes configurations d'antenne. ....	54
Fig. 4.6. Chaîne de transmission du système WPAN-ULB pour la liaison descendante. ....	55
Fig. 4.7. TEB pour différents schémas de modulation (QPSK, 16-QAM, 64-QAM). Pour (a) $d_{Tx} - R_x=3 m$ (b) $d_{Tx} - R_x=7 m$ (c) $d_{Tx} - R_x=10 m$ . ....	57

## Liste des tableaux

Tableau 2.1: Schémas de modulation avec les niveaux de décision .....	19
Tableau 3.1: $E_b/N_0$ requis pour satisfaire $TEB_{Thr}$ pour les modulations QPSK, 16-QAM, 64-QAM en utilisant MIMOM. ....	43
Tableau 3.2: $E_b/N_0$ requis pour satisfaire $TEB_{Thr}$ pour les modulations QPSK, 16-QAM, 64-QAM en utilisant MIMOP. ....	44
Tableau 3.3: Seuil de décision pour la modulation adaptative. ....	44
Tableau 4.1: Les paramètres de mesures. ....	50
Tableau 4.2: Capacité moyenne.....	54
Tableau 4.3: $E_b/N_0$ requis pour satisfaire $TEB_{Thr}$ pour les modulations QPSK, 16-QAM, 64-QAM en utilisant MIMO-R. ....	58
Tableau 4.4: $E_b/N_0$ requis pour satisfaire $TEB_{Thr}$ pour les modulations QPSK, 16-QAM, 64-QAM en utilisant MIMO-A. ....	58
Tableau 4.5: Seuil de décision pour la modulation adaptative. ....	59

## Acronymes & Abréviations

SNR	Signal-to-noise ratio
MIMO	Multi Input Multi Output
QoS	Quality of Service
SISO	Single Input Single Output
LTE	Long Term Evolution
WPAN	Wireless Personal Area Network
AWGN	Additive White Gaussian Noise
QPSK	Quadrature Phase Shift Keying
QAM	Quadrature amplitude modulation
RF	Radio frequency
DSP	Digital signal processing
FPGA	Field-Programmable Gate Array
ASIC	Application-Specific Integrated Circuit
WiMAX	Worldwide Interoperability for Microwave Access

## Résumé

La technique de modulation adaptative augmente considérablement le débit des systèmes de communications sans fil en ajustant l'indice de modulation en fonction des conditions de changement du canal. Par exemple, lorsque le canal est en mauvais état (c'est à dire, à faible SNR), nous pouvons réduire la taille des constellations du signal afin d'améliorer et optimiser les performances du système. Inversement, lorsque le canal est en bon état (SNR élevé), nous pouvons augmenter la taille de la constellation du signal afin d'augmenter le débit de données.

Les systèmes à antennes multiples, ou systèmes MIMO (Multi Input Multi Output) exploitent la dimension spatiale et les réseaux d'antennes pour transmettre plusieurs flux parallèles dans le même canal de fréquence. En effet, ils ont le potentiel d'augmenter la capacité du canal proportionnellement aux nombres d'antennes émettrices et réceptrices considérées, en particulier dans les environnements riches en multi-trajets tels que les mines souterraines.

Dans ce projet, nous proposons d'associer la modulation adaptative au système MIMO dans le canal de propagation minier souterrain qui est un milieu confiné et interne. La première adapte les modulations en émission en fonction des conditions radio afin de maximiser l'efficacité spectrale tout en respectant une contrainte sur la probabilité d'erreur. Alors que la deuxième présente des avantages importants pour améliorer la fiabilité et le débit de transmission.

# Chapitre 1

## Introduction générale

L'introduction des systèmes MIMO peut offrir un gain significatif en capacité et en diversité par rapport aux systèmes traditionnels SISO (Single Input Single Output) [1, 2, 3]. Par conséquent, la technique de transmission avec antennes multiples est intégrée dans les futurs systèmes sans fil pour fournir plus de fiabilité et des débits plus élevés.

Malheureusement, les performances des systèmes MIMO dépendent des conditions du canal radio [4]. Pour maintenir une Qualité de service cible dans les systèmes conventionnels à antennes multiples, les paramètres de transmission (par exemple le débit, la modulation, le codage et la puissance, etc.) devraient être ajustés par rapport au cas le plus défavorable.

Ceci rend insuffisante l'utilisation de la largeur de bande du canal dans les conditions favorables. Par ailleurs, l'utilisation des antennes multiples exige des dispositifs particuliers (par exemple chaînes radio) qui augmentent le coût et la complexité de ces systèmes.

Plusieurs techniques ont été proposées pour faire face à ces limitations, par exemple la modulation adaptative [5, 6, 7, 8, 9]. La technique de modulation adaptative vise, en respectant une QoS (Quality of Service) cible, à maximiser le débit [6, 7, 8], ou réduire au minimum la puissance de transmission [9] suivant les conditions du canal.

Notre projet de recherche s'inscrit dans un des volets de recherche entrepris par le Laboratoire de Recherche Télébec en Communications Souterraines (LRTCS) et portant sur la modulation adaptative associée aux techniques de transmission haut débit et, plus particulièrement, les techniques basées sur les multi-émetteurs, multi-récepteurs (MIMO). Nos Objectifs sont l'étude, et la caractérisation expérimentale des canaux de propagation MIMO à 2.4 GHz pour les communications à longue portée utilisant deux types d'antennes (monopole : MIMOM et patch : MIMOP) pour le but d'étudier l'influence de la directivité sur le canal de propagation MIMO et sur la modulation

adaptative dans la mine souterraine. En deuxième partie, ce projet a contribué à l'étude et la caractérisation expérimentale du canal MIMO ultra large bande (ULB) pour les communications très hautes débit à courte portée et l'associé à la modulation adaptative afin d'augmenter l'efficacité spectrale.

## 1.1 Problématique

La tendance actuelle des systèmes de communication sans fil dans un environnement souterrain est de fournir des services fiables à débit élevé. En d'autre terme, la capacité des systèmes de communication classiques, utilisant une seule antenne en émission et en réception SISO, est directement limitée par la puissance transmise et par la bande passante disponible [10]. Par conséquent, l'utilisation de l'architecture SISO pour les futurs systèmes radio nécessite l'application de modulations larges et des équipements de puissance élevée [11].

Pour pallier à ces limitations, il est recommandé d'employer des antennes multiples aux deux extrémités de la chaîne de transmission (MIMO). En effet, il a été prouvé que la capacité des canaux MIMO augmente proportionnellement avec le nombre minimal des antennes en émission et en réception [12].

Comme tous les systèmes de communication sans fil, les systèmes MIMO sont sensibles aux évanouissements du canal radio. Par conséquent, ils nécessitent des mécanismes de communication robustes et efficaces, p. ex. les techniques adaptatives [4,5,6,7].

Le principe de la transmission adaptative consiste à maintenir une qualité de service cible (QoS) (p. ex. taux d'erreur) en variant le niveau de la puissance, le débit, la taille de la modulation, le taux ou/et schéma de codage, ou toute combinaison de ces paramètres [6,8]. Tout en garantissant la QoS souhaitée, ces schémas fournissent une efficacité spectrale élevée en augmentant le débit de transmission pour les canaux favorables et en baissant ce débit si les conditions radio sont défavorables.



## 1.2 But de la recherche

Dans ce travail de maîtrise, nous intéressons à associer la modulation adaptative aux techniques de transmission à haut débit et, plus particulièrement, les techniques basées sur les multi-émetteurs, multi-récepteurs (MIMO) à 2.4 GHz pour les communications à longue portée en utilisant deux types d'antennes (monopole : MIMOM et patch : MIMOP) pour le but d'étudier l'influence de la directivité sur le canal de propagation MIMO et sur la modulation adaptative dans le canal de propagation minier souterrain. En deuxième partie, nous abordons les systèmes ULB pour les communications très haut débit à courte portée afin d'augmenter l'efficacité spectrale.

## 1.3 Méthodologie de la recherche

Pour répondre aux exigences des systèmes de communication sans fil dans les mines souterraines, on a suivi la méthodologie suivante :

- La première phase consiste à recueillir des informations sur les travaux qui ont été faits dans un environnement minier souterrain surtout les systèmes MIMO pour l'associer à la technique de la modulation adaptative, afin de les utiliser dans la conception de notre modèle du système proposé.
- La deuxième phase a pour objectif de valider le modèle du système proposé en utilisant le logiciel SystemVue pour analyser le système LTE (Long Term Evolution), en termes de taux d'erreur binaire (TEB) dans un canal SISO.
- La troisième phase a pour but de déterminer les paramètres de canal MIMO à 2.4 GHz en utilisant deux types d'antennes (monopole et patch). Après avoir obtenu ces paramètres, elles seront introduites dans le système LTE-MIMO en utilisant le logiciel SystemVue pour analyser l'effet de la directivité de l'antenne sur le canal de propagation MIMO et sur la modulation adaptative pour les communications à longue portée dans la mine souterraine.
- La dernière phase est associée à la modulation adaptative au système WPAN pour les communications ultra large bande (ULB) à courte portée utilisant le logiciel de simulation SystemVue.

## 1.4 Structure de la mémoire

Le mémoire est composé de cinq chapitres dont les contenus sont les suivants.

Dans le chapitre 2, un état de l'art sur les systèmes MIMO est d'abord présenté, suivie par une description de l'environnement de propagation souterrain ainsi que la modulation adaptative.

Le chapitre 3 présente le protocole expérimental utilisé lors de la campagne de mesure pour déterminer les paramètres à 2.4 GHz du canal de propagation afin de les utiliser pour voir l'effet de la directivité d'antenne sur les performances de la modulation adaptative dans une mine d'or souterraine pour les communications à longue portée.

Le chapitre 4 montre la faisabilité d'utiliser la modulation adaptative dans les systèmes ULB pour les communications à courte portée.

Enfin, le chapitre 5 conclut en résumant les principaux résultats de ce travail de recherche.

## 1.5 Publications

### Journal :

- 1) **A. Salim**, I. Ben Mabrouk, N. Kandil, M. Nedil, L. Talbi, “**Effect of Antenna directivity on Adaptive Modulation in an Underground Mine Gallery**,” Canadian Journal of Electrical and Computer Engineering, Submitted.

### Articles de conférences:

- 2) **A. Salim**, N. Kandil, M. Nedil, I. Ben Mabrouk, L. Talbi, “**Adaptive MIMO-UWB Modulation Scheme in an underground mine environment**,” 2013 IEEE AP-S International Symposium on Antennas and Propagation. Chicago, USA. Submitted.
- 3) **A. Salim**, N. Kandil, M. Nedil, I. Ben Mabrouk, L. Talbi, “**Antenna Directivity Impact on MIMO System Performance**,” 2012 IEEE AP-S International Symposium on Antennas and Propagation. Chicago, USA.
- 4) **A. Salim**, N. Kandil, I. Ben Mabrouk, M. Nedil, L. Talbi and T. A. Denidni, “**Adaptive Modulation for LTE Standard in Underground Mine Gallery**,” Mediterranean Microwave Symposium MMS'2011. Hammamet, Tunisia.

## Chapitre 2

### État de l'art

Ce chapitre comprend quatre sections. La première section fournit une bonne compréhension sur les systèmes MIMO. La deuxième section présente un bref aperçu de l'environnement de propagation minier. La troisième section décrit la technologie de la modulation adaptative. Enfin, on termine par une description du protocole de mesure dans la mine.

#### 2.1 Systèmes MIM

La demande croissante en matière de hauts débits et la limitation de la bande passante disponible motivent l'emploi des systèmes sans fil qui exploite le domaine spatial. L'utilisation de la diversité spatiale à la fois à la réception, et l'émission peut améliorer le débit ainsi que la couverture. En plus, elle permet une plus grande réutilisation spectrale et l'accroissement de la capacité du système [13]. Cette évolution ne peut être satisfaite avec les systèmes à une seule antenne, par conséquent, les techniques qui utilisent plusieurs antennes simultanément en émission et en réception, connus sous le nom de systèmes MIMO, ont été identifiés comme un domaine de recherche majeur pour les générations futures de la téléphonie mobile et les systèmes de radiocommunication [14]. La figure 2.1 montre que les systèmes MIMO offrent un certain nombre d'avantages en comparaison à ceux possédant une seule antenne (SISO) de communication.

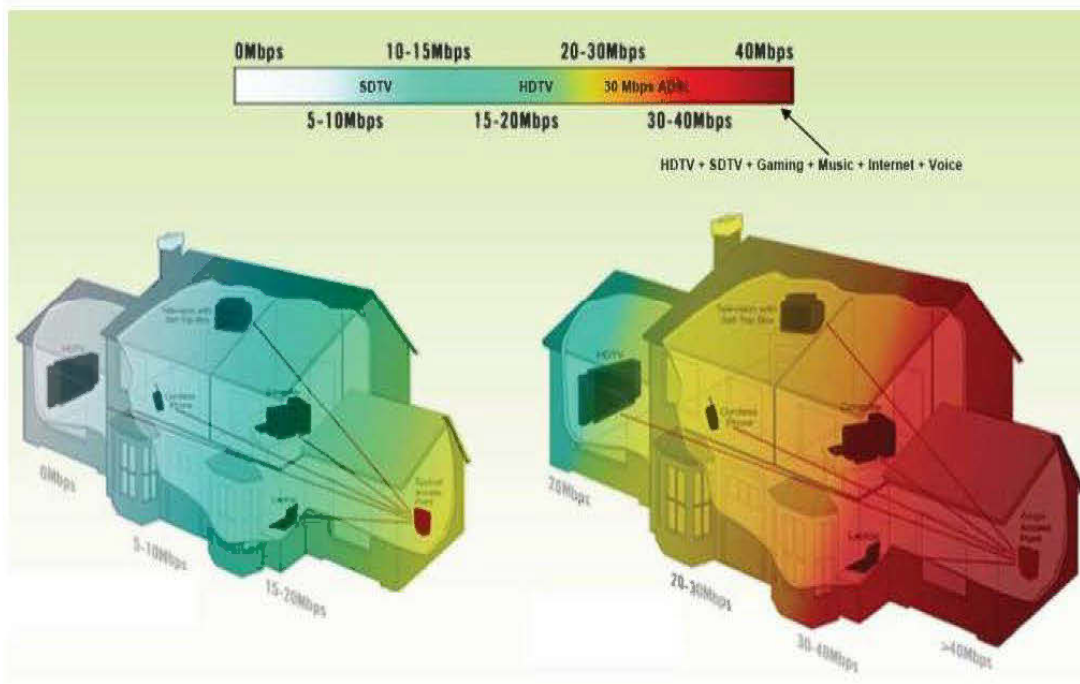


Fig. 2.1. Comparaison des performances entre un système SISO et MIMO.

Dans le domaine de communications sans fil, le canal de propagation est caractérisé par les multi-trajets à cause de la dispersion due aux différents obstacles [15]. La sensibilité à l'évanouissement est donc réduite par la diversité spatiale fournie par les multi-trajets [16].

Une des principales caractéristiques des systèmes MIMO est la capacité de transformer la propagation par trajets multiples, qui est traditionnellement un inconvénient des transmissions sans fil, en un avantage pour l'utilisateur. Les systèmes MIMO prennent parti de l'évanouissement aléatoire [17, 18] et les trajets multiples [19, 20] pour l'objectif de multiplier les taux de transferts.

### 2.1.1 Le canal MIMO

Actuellement, les systèmes à antennes multiples, ou systèmes MIMO sont de plus en plus étudiés. En effet, ils ont le potentiel d'augmenter la capacité du canal proportionnellement aux nombres d'antennes émettrices et réceptrices considérées. Dans la section suivante, la base théorique sur la technique MIMO est rapportée dans [21].

Pour simplifier l'écriture des différentes fonctions caractéristiques d'un canal MIMO, nous considérerons le cas d'un canal composé seulement de deux antennes à l'émission comme à la réception (MIMO 2X2) (Fig. 2.2). Dans ce cas, nous sommes ainsi en présence de quatre liens radios, chacun défini par une réponse impulsionnelle notée, respectivement,  $h_{11}(\tau)$ ,  $h_{12}(\tau)$ ,  $h_{21}(\tau)$ , et  $h_{22}(\tau)$ .

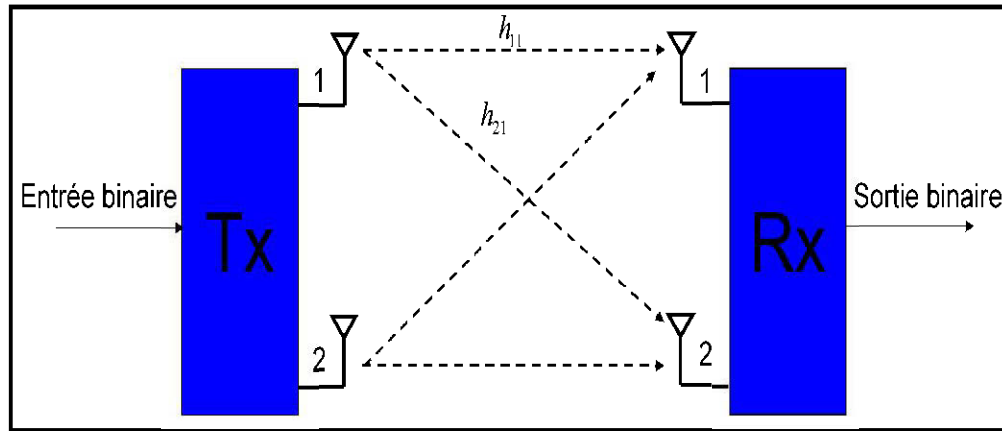


Fig. 2.2. Système MIMO 2X2.

### 2.1.2 La matrice du canal

Pour un tel canal, les quatre réponses impulsionnelles MIMO (2×2) sont regroupées au sein d'une matrice de canal notée  $H$  [22]. Celle-ci peut s'exprimer de deux façons :

1. En large bande, notée  $H_{BL}$ , dans laquelle les réponses impulsionnelles sont exprimées en fonction du délai de propagation.

Chaque élément  $h_{ij}(\tau)$  de la matrice est défini par :

$$h_{ij}(\tau) = \sum_{n=1}^N a_n e^{-j\theta_n \gamma (\tau - \tau_n)} \quad (2.1)$$

où  $a_n$  est l'amplitude,  $\theta_n$  est la phase,  $\tau$  présente la répartition des retards,  $N$  est le nombre de trajets pour le lien considéré, et  $i, j \in \{1, 2\}$ .

Nous définissons donc la matrice du canal  $H_{BL}$  par :

$$H_{BL} = \begin{bmatrix} h_{11}(\tau) & h_{12}(\tau) \\ h_{21}(\tau) & h_{22}(\tau) \end{bmatrix} \quad (2.2)$$

2. En bande étroite, notée  $H_{BE}$ , chacun de ses coefficients (bande étroite calculée pour chaque lien), résulte de la somme vectorielle des  $N$  trajets qui composent la réponse impulsionnelle large bande du lien considéré. Chaque coefficient  $H_{ij}$  est défini par :

$$H_{ij}(\tau) = \sum_{n=1}^N a_n e^{-j\theta_n} \quad (2.3)$$

Dans ce cas, la matrice de canal  $H_{BE}$  prendra la forme :

$$H_{BE} = \begin{bmatrix} H_{11}(\tau) & H_{12}(\tau) \\ H_{21}(\tau) & H_{22}(\tau) \end{bmatrix} \quad (2.4)$$

À partir de ces matrices, nous pouvons alors calculer les paramètres caractéristiques d'un canal MIMO, plus précisément, la corrélation entre les différents liens MIMO et la capacité du canal [21].

### 2.1.3 La corrélation entre les liens MIMO

Un des éléments clés affectant les performances d'un canal MIMO est le positionnement des antennes. En effet, et en particulier pour les systèmes de faible encombrement, nous ne pouvons pas disposer les antennes de manière aléatoire sans prendre le risque d'avoir des liens MIMO fortement corrélés. Pour cela, nous avons différents outils mathématiques qui permettent d'étudier la corrélation entre ces liens [23]. Dans un premier temps, il faut distinguer deux notions importantes : la matrice de corrélation et le critère de corrélation. La matrice de corrélation d'un canal MIMO s'écrit de la manière suivante [21]:

$$R_H = E \{ \text{vec}(H_{BE}) \cdot \text{vec}(H_{BE})^H \} \quad (2.5)$$

où  $E\{\cdot\}$  est l'opérateur espérance mathématique,  $\text{vec}(\cdot)$  est l'opérateur "mis en colonne", et  $(\cdot)^H$  est l'opérateur Hermitien correspondant à deux opérations : application du conjugué puis de la transposé à la matrice considérée.

Le résultat de ce calcul est donc une matrice carrée de dimension :

$$\dim R_H = (\dim H_{BE}) \quad (2.6)$$

Cela correspond, dans le cas d'un canal MIMO (2×2), à une matrice de corrélation de dimension (4×4). Bien que cette dernière tienne compte du degré de ressemblance entre

les différents liens, elle n'est pas normalisée. De ce fait, on a introduit la notion de critère de corrélation  $\eta$ . De manière générale, nous pouvons considérer deux critères de corrélation. Le premier, de nature statistique, est défini par la matrice de variance-covariance des coefficients de la matrice de canal  $H_{BE}$ . Il correspond à la matrice de corrélation normalisée par les variances. Ainsi, le critère  $\eta$  s'exprime par [21]:

$$\eta = \frac{\text{Cov}(X,Y)}{\sqrt{\text{var}(X).\text{var}(Y)}} \quad (2.7)$$

Avec  $X$  et  $Y$  représentent les  $H_{ij}$ .

Le second, est "la corrélation physique", qui repose sur le caractère large bande du canal. Cette définition est souvent utilisée dans le cas où les signaux transmis possédant une enveloppe complexe. Elle correspond au maximum des degrés de cohérence normalisés. Elle peut également s'appliquer ici de la manière suivante [21]:

$$\eta_{\phi} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^k \frac{\max(R_{XY})}{\sqrt{R_{XX}(0). R_{YY}(0)}} \quad (2.8)$$

avec  $X$  et  $Y$  appartenant à  $\{h_{ij}(\tau)\}$ , et  $K$  le nombre de réalisations.

Ce critère permet d'estimer le degré de ressemblance entre deux réponses impulsionnelles. Comme il est appliqué sur toutes les combinaisons de réponses impulsionnelles, il correspond aussi à une matrice de dimension  $(\dim H_{BL})^2$ .

Ainsi, l'évolution de ces critères pour une variation de l'espacement entre les antennes à l'émission et/ou à la réception permet de détecter les points de corrélation maximale et, donc, de répondre aux problèmes liés à l'architecture des antennes mises en œuvre.

#### 2.1.4 La capacité du canal

La capacité du canal est le second paramètre important pour l'évaluation des performances des canaux MIMO. En effet, pour un lien donné, elle permet de connaître la quantité maximale d'information en bits/s/Hz qu'il est possible de transmettre sur le canal de propagation et reçue avec une probabilité d'erreur nulle. Cette capacité est

définie par l'équation ci-dessous, dans le cas où les puissances des antennes émettrices sont identiques [24].

$$C = \log_2 \left[ \det \left( I_p + \frac{\rho}{P} H_{BE} H_{BE}^H \right) \right] \text{ lorsque } M \leq P \quad (2.9)$$

où  $M$  est le nombre d'antennes à la réception,  $P$  le nombre d'antennes à l'émission,  $I_p$  la matrice identité et  $\rho$  le rapport signal sur bruit.

On peut simplifier l'expression (2.9), en l'exprimant en fonction des valeurs propres  $\lambda_i$  de la matrice  $H$ , sous la forme :

$$C = \sum_{i=1}^P \log_2 \left[ 1 + \frac{\rho}{P} \lambda_i \right] \quad (2.10)$$

où  $i$  est le nombre des valeurs propres du canal MIMO considéré.

Dans le cas où le nombre d'antennes à la réception devient strictement supérieur au nombre d'antennes à l'émission, les équations (2.9) et (2.10) deviennent respectivement [21,24]:

$$C = \log_2 \left[ \det \left( I_p + \frac{\rho}{P} H_{BE}^H H_{BE} \right) \right] \text{ } M > P \quad (2.11)$$

$$C = \sum_{i=1}^M \log_2 \left[ 1 + \frac{\rho}{P} \lambda_i \right] \quad (2.12)$$

Notons que le fait de déterminer les valeurs propres de la matrice  $H$ , ceci permettra de calculer le conditionnement de cette matrice. Celui-ci donne l'information sur la qualité du lien ; si ce rapport est proche de 1, alors toutes les voies d'émission peuvent transmettre la même quantité d'information. Cependant dans le cas contraire, le lien est déséquilibré. Le conditionnement est défini par [21]:

$$Cond = \max(\lambda_i) / \min(\lambda_i) \quad (2.13)$$

### 2.1.5 La relation entre la capacité et la corrélation des liens

Dans notre étude, il est important de mettre en avant la relation existante entre la capacité et la corrélation des liens MIMO pour mieux analyser et commenter les résultats de mesures. Dans le cas MIMO (2×2), rappelons que la matrice  $H_{BE}$  s'écrit de la manière suivante :

$$H_{BE} = \begin{bmatrix} H_{11} & H_{12} \\ H_{21} & H_{22} \end{bmatrix} \quad (2.14)$$



En développant le produit  $H_{BE} \cdot H_{BE}^H$  exprimé dans l'expression de la capacité (voir Éq. (9)) lorsque  $M \leq P$ , nous obtenons :

$$H_{BE} \cdot H_{BE}^H = \begin{bmatrix} H_{11} \cdot H_{11}^* + H_{12} \cdot H_{12}^* & H_{11} \cdot H_{21}^* + H_{12} \cdot H_{22}^* \\ H_{21} \cdot H_{11}^* + H_{22} \cdot H_{12}^* & H_{22} \cdot H_{22}^* + H_{21} \cdot H_{21}^* \end{bmatrix} \quad (2.15)$$

Cherchons maintenant à identifier quels produits  $H_{ij} \cdot H_{kl}^*$  de la matrice de corrélation qui interviennent dans le produit  $H_{BE} \cdot H_{BE}^H$  de la capacité. Pour cela, nous développons la matrice de corrélation  $R_H$  (Éq. 2.16) [21]:

$$R_H = E \left( \begin{bmatrix} \mathbf{H}_{11} \cdot \mathbf{H}_{11}^* & H_{11} \cdot H_{12}^* & \mathbf{H}_{11} \cdot \mathbf{H}_{21}^* & H_{11} \cdot H_{22}^* \\ H_{12} \cdot H_{11}^* & \mathbf{H}_{12} \cdot \mathbf{H}_{12}^* & H_{12} \cdot H_{21}^* & \mathbf{H}_{12} \cdot \mathbf{H}_{22}^* \\ \mathbf{H}_{21} \cdot \mathbf{H}_{11}^* & H_{21} \cdot H_{12}^* & \mathbf{H}_{21} \cdot \mathbf{H}_{21}^* & H_{21} \cdot H_{22}^* \\ H_{22} \cdot H_{11}^* & \mathbf{H}_{22} \cdot \mathbf{H}_{12}^* & H_{22} \cdot H_{21}^* & \mathbf{H}_{22} \cdot \mathbf{H}_{22}^* \end{bmatrix} \right) \quad (2.16)$$

Lors du calcul de la capacité, nous remarquons que tous les produits  $H_{ij} \cdot H_{kl}^*$  de  $R_H$  n'interviennent pas dans le produit  $H_{BE} \cdot H_{BE}^H$  (Éq. 2.15), mais seulement les produits  $H_{ij} \cdot H_{kl}^*$  (en gras dans Éq. (2.16)) faisant intervenir le même récepteur. Ceci implique que la décorrélation des coefficients de la matrice de corrélation qui n'interviennent pas dans le calcul de la capacité n'aura pas de conséquence sur celle-ci. Cette remarque est importante dans la compréhension des résultats qui seront présentés par la suite.

Nous pouvons également remarquer que dans le cas du produit  $H_{BE}^H \cdot H_{BE}$  (Éq. 2.17), qui correspond au cas où  $M > P$ , ce sont cette fois-ci, les produits  $H_{ij} \cdot H_{kl}^*$  (en caractères normaux dans Éq. (2.16)) correspondant aux coefficients bande étroite des liens associés au même émetteur qui sont utilisées.

$$H_{BE}^H \cdot H_{BE} = \begin{bmatrix} H_{11} \cdot H_{11}^* + H_{21} \cdot H_{21}^* & H_{11} \cdot H_{12}^* + H_{22} \cdot H_{21}^* \\ H_{12} \cdot H_{11}^* + H_{21} \cdot H_{22}^* & H_{22} \cdot H_{22}^* + H_{12} \cdot H_{12}^* \end{bmatrix} \quad (2.17)$$

## 2.2 Modélisation du canal radio

La connaissance du canal de transmission dans un environnement minier souterrain est très importante pour le développement des méthodes et des techniques de transmission adaptées aux réseaux des transmissions sans fil. De ce fait, une brève description sur le milieu de propagation est nécessaire.

### 2.2.1 Phénomènes physiques

L'environnement d'une communication hertzienne peut être à l'intérieur d'un local (environnement dit "indoor"), ou bien en plein air (environnement dit "outdoor") [25]. Que ça soit à cause des obstacles internes dans l'environnement indoor (fournitures, murs, etc.), ou bien des obstacles externes dans l'environnement outdoor (immeubles, arbres, etc.), l'onde se propageant entre l'antenne émettrice et l'antenne réceptrice subit l'effet des différents phénomènes physiques régis par les lois de l'optique [25]. L'onde radio émise par la station émettrice est diffusée dans toutes les directions et fait l'objet des phénomènes physiques dont les plus importants sont [25]:

- La réflexion, si l'ordre de grandeur de l'objet réfléchissant est largement supérieur à la longueur d'onde  $\lambda$  de l'onde transmise.
- La diffraction, lorsque le trajet de l'onde perturbé par des d'obstacles qui présentent des formes irrégulières.
- La dispersion, si l'objet heurté est de même ordre de grandeur que la longueur d'onde  $\lambda$  de l'onde transmise.
- L'évanouissement, qui consiste à une perte totale du signal suite à des obstacles absorbants.

La figure 2.3 présente une situation typique d'une liaison radio à multi-trajets. Le signal reçu par le récepteur est la somme vectorielle des signaux générés suite à l'effet multi-trajets. La longueur électrique de chacun des trajets varie dynamiquement en fonction de la position et la vitesse du mobile. La superposition des différentes variantes du même signal ayant différentes phases et amplitudes au niveau du récepteur peut-être soit de nature constructive ou bien destructive.

L'atténuation du signal due à la propagation est approximée comme suit [25]:

$$\frac{P_r}{P_e} = \frac{1}{(4\pi d f_0/c)^\alpha} = \frac{1}{4\pi d/\lambda^\alpha} \quad (2.18)$$

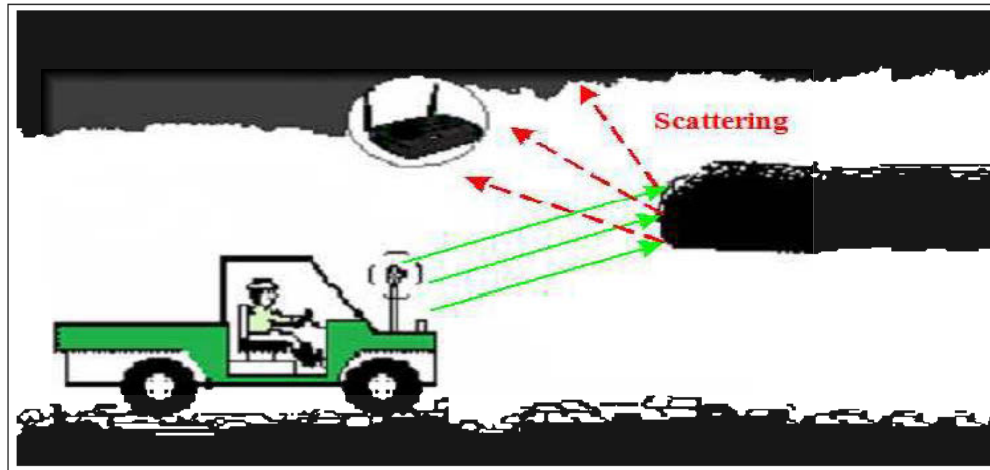


Fig. 2.3. Liaison radio à multi-trajets dans la mine

Où  $P_r$  désigne la puissance du signal reçu,  $P_e$  celle du signal émis,  $d$  la distance séparant l'émetteur et le récepteur, ( $\lambda$  la longueur d'onde du signal,  $c$  la célérité de la lumière et  $\alpha$  un coefficient d'atténuation dépendant de la configuration du terrain ( $\alpha=2$  pour l'espace libre et  $\alpha \approx 4$  pour un environnement typiquement urbain). L'atténuation due à la propagation est un processus lentement variable puisqu'il dépend nettement de la distance  $d$  qui relativement change lentement. Elle est interprétée comme une moyenne locale qui dépend de la configuration macroscopique du terrain, et contribue à ce que l'on désigne par les évanouissements à long terme, comme illustré sur la figure 2.4.

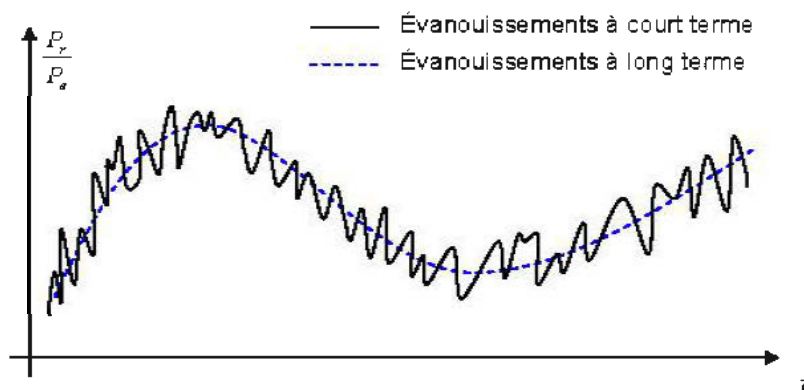


Fig. 2.4. Évanouissements à court et à long terme

D'autre part, le phénomène multi-trajets entraîne des interférences constructives ou/et destructives. En effet, si on suppose que la fréquence porteuse  $f_0=900$  Mhz, la longueur d'onde correspondant à  $f_0$  est  $\lambda=0.33$ m. Cette valeur de la longueur d'onde  $\lambda$  est

donc suffisamment courte comparée à la distance  $d$  entre l'émetteur et le récepteur pour supposer que les signaux issus des différents trajets aient des phases non corrélées. Ceci est traduit par une distribution uniforme de la phase du signal sur l'intervalle  $[0, 2\pi]$ . Puisque les variations des constellations multi-trajets sont plus rapides que celles de l'atténuation due à la propagation, on les classe dans le rang des évanouissements à court terme [25].

### 2.2.2 Description et paramètres du canal

Le canal propagation minier est considéré comme un système linéaire [26]. Celui-ci peut donc être décrit par une réponse impulsionnelle  $h_c(\tau)$  où  $\tau$  désigne le délai des différents trajets du signal transmis.  $h_c(\tau)$  doit tenir compte de tous les effets physiques soulignés auparavant. Puisque le canal est variable dans le temps, on introduit alors une deuxième variable du temps  $t$  que l'on désigne par le temps d'observation. La réponse impulsionnelle  $h_c(\tau, t)$  du canal dépend de deux variables  $t$  et  $\tau$ , comme illustré sur la figure 2.5.

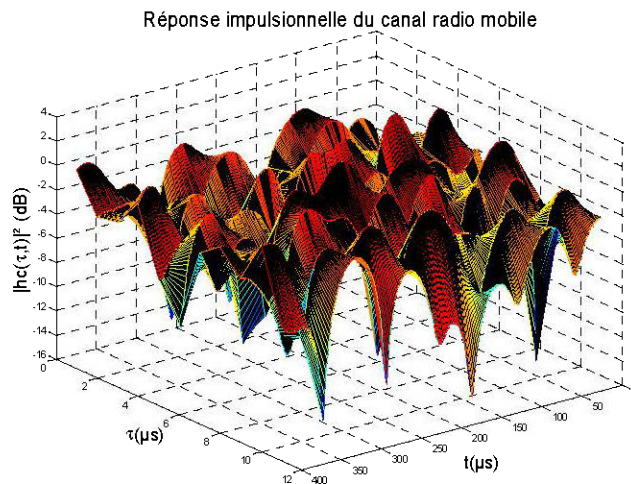


Fig. 2.5. Exemple d'une réponse impulsionnelle du canal minier.

Si  $e(t)$  désigne le signal transmis, le signal reçu  $r(t)$  est déduit de la convolution à temps variable suivante [25]:

$$r(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} h_c(\tau, t) e(t - \tau) d\tau \quad (2.19)$$

Les déplacements de quelques dizaines de longueurs d'onde  $\lambda$  du signal transmis engendrent des variations à court terme et permettent ainsi de rester dans l'approximation d'un canal WSSUS (*Wide Sense Stationary Uncorrelated Scatters*). Cette modélisation est basée sur deux hypothèses [25,27]:

- la réponse impulsionnelle du canal est supposée stationnaire au sens large (WSS), ce qui implique que la corrélation entre les signaux reçus observés à deux instants distincts  $t_1$  et  $t_2$  ne dépend que de la différence  $\Delta t = t_2 - t_1$  au lieu des instants absolus  $t_1$  et  $t_2$ .

- Les signaux issus des différents trajets sont non corrélés (US).

Mathématiquement, les hypothèses d'un canal WSSUS sont décrites par l'équation suivante [27]:

$$E[h_c(\tau, t_1)h_c^*(\tau_2, t_2)] = \phi(\tau, \Delta t)\delta(\tau - \tau_2) \quad (2.20)$$

où  $\Delta t = t_2 - t_1$ ,  $E[X]$  désigne l'espérance de la variable aléatoire  $X$  et  $\phi(\tau, \Delta t)$  la fonction d'autocorrélation de la réponse impulsionnelle  $h_c(\tau, t)$ .

Pour  $\Delta t = 0$ , la fonction d'autocorrélation  $\phi(\tau, 0)$  est appelée **PMP** (Profil Moyen en Puissance). Ce dernier présente la répartition des retards en fonction de leurs puissances, et est une caractéristique de l'environnement de propagation souterrain.

Les deux entités caractéristiques du Profil Moyen en Puissance sont la dispersion moyenne des retards (Retard moyen)  $\tau_m$  et la dispersion quadratique des retards (Variance des retards)  $\sigma_\tau^2$  définis respectivement par les relations suivantes [27]:

$$\tau_m = \frac{\int \tau \phi(\tau, 0) d\tau}{\int \phi(\tau, 0) d\tau}, \quad \sigma_\tau^2 = \frac{\int (\tau - \tau_m)^2 \phi(\tau, 0) d\tau}{\int \phi(\tau, 0) d\tau} \quad (2.21)$$

Parfois, on fait référence au retard maximal  $\tau_{max}$  comme étant le dernier retard qui a une puissance significative du PMP. Cette valeur est souvent comparée à la durée d'un symbole de transmission pour évaluer les interférences entre symboles causées par les échos.

Pour un temps d'observation  $t$  donné, on obtient la fonction de transfert du canal  $H_c(f,t)$  qui est variable dans le temps, par la transformée de fourrier de  $h_c(\tau,t)$  par rapport à  $\tau$ .

$$H_c(f, t) = \int_{-\infty}^{+\infty} h_c(\tau, t) e^{-j2\pi f\tau} d\tau \quad (2.22)$$

La fonction d'autocorrélation  $\Phi(\Delta f, \Delta t)$  de la fonction de transfert du canal  $H_c(f,t)$  n'est rien d'autre que la transformée de fourrier de  $\phi(\tau, \Delta t)$  par rapport à la variable  $\tau$ .

$$\Phi(\Delta f, \Delta t) = \int_{-\infty}^{+\infty} \phi(\tau, \Delta t) e^{-j2\pi \Delta f \tau} d\tau \quad (2.23)$$

Dans l'axe de fréquence,  $\Phi(\Delta f, \Delta t)$  ne dépend également que de la différence des fréquences  $\Delta f$ . Pour  $\Delta t=0$ ,  $\Phi(\Delta f, 0)$  caractérise elle aussi la sélectivité en fréquence du canal via la notion de bande de cohérence  $B_c$  qui désigne une mesure statistique de la bande de fréquence dans laquelle les évanouissements du canal sont considérés plats.  $B_c$  est approximée à la bande passante à 3dB de  $\Phi(\Delta f, 0)$ . Il est connu que la dispersion quadratique du canal  $\sigma_\tau$  est inversement proportionnelle à la bande de cohérence  $B_c$  :

$$B_c \sigma_\tau = cte \quad (2.24)$$

Si la largeur de bande du signal transmis est supérieure à la bande de cohérence  $B_c$ , le canal est dit sélectif en fréquence et introduit des interférences entre symboles IES.

### 2.3 Modulation adaptative

Dans cette partie, nous allons introduire le thème principal de ce travail, la modulation adaptative. Comme indiqué précédemment, la modulation adaptative est une façon d'améliorer le compromis entre l'efficacité spectrale et le taux d'erreur binaire. Nous sommes en mesure de faire ces optimisations dans un canal minier souterrain par l'exploitation de sa dynamique et de l'évanouissement.

En outre, nous allons discuter des moyens de rendre la modulation adaptative plus efficaces en l'intégrant dans notre prédiction de canal des paramètres basés sur des mesures qui ont été réalisés dans la mine souterraine.

### 2.3.1 Introduction :

Le premier sujet que nous devons discuter est de savoir comment changer le type de modulation. En d'autres termes, nous devons trouver un moyen pour que le système décide quel type de modulation est le mieux adapté pour les conditions actuelles du canal. Pons et Dunlop [28] ont affirmé que le TEB (Taux d'Erreur Binaire) au niveau du récepteur serait un bon métrique pour décider la commutation entre le type de modulation. Toutefois, nous avons décidé d'utiliser la métrique que Pons et Dunlop ont rejetée, c'est d'estimer le SNR de la liaison radio. Cependant, l'estimation du TEB est difficile sur de courtes périodes et par conséquent il va limiter la vitesse d'adaptation.

La question devient alors : Comment nous allons décider quelle valeur du SNR sera utilisée et pour quelle modulation? La réponse réside dans la performance sur un canal AWGN (Additive White Gaussian Noise) de chaque modulation.

Rappelons que nous modélisons notre signal reçu  $r(t) = c(t) \times s(t) + n(t)$ , où  $c(t)$  est le canal à multi-trajets,  $s(t)$  est le signal transmis, et  $n(t)$  est le signal de bruit. Rappelons aussi que le SNR exprime le rapport de la puissance du signal sur la puissance du bruit. Dans notre système, nous considérons la puissance du signal est la puissance du signal transmis, multiplié par le canal de Rayleigh. Cette puissance du signal résultante est la puissance du signal reçu instantané et peut être directement comparée à la puissance du bruit, ce qui nous permet d'examiner le TEB dans un canal AWGN. Désormais, prenons les performances du TEB pour les trois modulations qui sont QPSK, 16-QAM et 64-QAM. La modulation 128-QAM est un état idéal qui n'est pas utilisé en pratique [28].

Examinons maintenant les performances de nos 3 schémas de modulation en termes de TEB. De [29], nous avons les équations de leurs probabilités d'erreur binaire :

$$P_{QPSK}(\gamma) = Q(\sqrt{\gamma}) \quad (2.25)$$

$$P_{16QAM}(\gamma) = \frac{1}{4} \left[ Q\left(\sqrt{\frac{\gamma}{5}}\right) + Q\left(3\sqrt{\frac{\gamma}{5}}\right) \right] + \frac{1}{2} \quad (2.26)$$

$$P_{64QAM}(\gamma) = \frac{1}{12} \left[ Q\left(\sqrt{\frac{\gamma}{21}}\right) + Q\left(3\sqrt{\frac{\gamma}{21}}\right) + Q\left(5\sqrt{\frac{\gamma}{21}}\right) + Q\left(7\sqrt{\frac{\gamma}{21}}\right) \right] \quad (2.27)$$

$$\begin{aligned}
& + \frac{1}{6}Q\left(\sqrt{\frac{\gamma}{21}}\right) + \frac{1}{6}Q\left(3\sqrt{\frac{\gamma}{21}}\right) + \frac{1}{12}Q\left(5\sqrt{\frac{\gamma}{21}}\right) + \frac{1}{12}Q\left(7\sqrt{\frac{\gamma}{21}}\right) \\
& + \frac{1}{3}Q\left(\sqrt{\frac{\gamma}{21}}\right) + \frac{1}{4}Q\left(3\sqrt{\frac{\gamma}{21}}\right) - \frac{1}{4}Q\left(5\sqrt{\frac{\gamma}{21}}\right) - \frac{1}{6}Q\left(7\sqrt{\frac{\gamma}{21}}\right) \\
& + \frac{1}{6}Q\left(9\sqrt{\frac{\gamma}{21}}\right) + \frac{1}{12}Q\left(11\sqrt{\frac{\gamma}{21}}\right) - \frac{1}{12}Q\left(13\sqrt{\frac{\gamma}{21}}\right)
\end{aligned}$$

$\gamma$  est le SNR, et  $Q(\cdot)$  est la fonction  $Q$ ,

$$Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^{\infty} e^{-\frac{x^2}{2}} dx \quad (2.28)$$

Au moyen du calcul théorique ci-dessus du TEB pour chaque modulation, nous avons la figure suivante [29]:

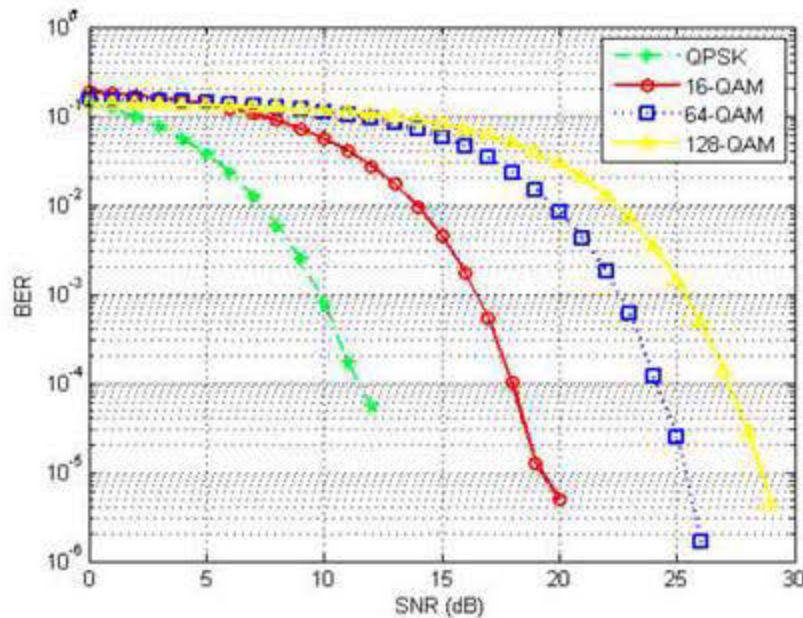


Fig. 2.6. Schémas de modulation pour différents niveaux du SNR.

Dans la figure 2.6, les courbes de gauche à droite représentent le TEB de la modulation QPSK, 16-QAM et 64-QAM dans un canal strictement AWGN, respectivement. Afin de décider des niveaux appropriés de commutation à partir de la figure précédente, nous devons décider quel est notre seuil de fonctionnement pour avoir un TEB désiré. Dans notre étude, nous avons choisi d'utiliser comme un seuil  $10^{-3}$  (en



pratique, le choix du seuil est imposé en fonction du type d'application et des services demandés). Cela signifie que notre système va essayer de garder un TEB inférieur à  $10^{-3}$  avec la modulation qui a une efficacité la plus optimale chaque fois que possible. De même, nous devons définir l'efficacité spectrale comme étant le nombre de bits d'information codés sur un symbole de transmission modulée. Par exemple, QPSK a une efficacité spectrale de 2 bits par symbole, 16-QAM dispose de 4 bits par symbole, et 64-QAM à 6 bits par symbole.

Par conséquent, avec notre seuil défini par  $TEB_{thr}$ , nous avons les plages suivantes du SNR pour chaque schéma de modulation:

Tableau 2.1: Schémas de modulation avec les niveaux de décision.

QPSK	SNR <17dB
16QAM	17dB <= SNR <=23dB
64QAM	SNR >23dB

Nous sommes arrivés à ces niveaux de la manière suivante: A un  $TEB_{thr} = 10^{-3}$ , il n'y a pas de schéma de modulation qui nous donne notre performance souhaitée à un SNR inférieur 10dB. Par conséquent, nous choisissons QPSK, car il est le plus robuste. Entre 10dB et 17dB, il n'y a qu'une seule modulation qui nous donne un rendement inférieur à  $10^{-3}$ , et qui est QPSK. Entre 17 et 23dB, 16-QAM nous donne notre TEB désiré à une meilleure efficacité spectrale que QPSK. Et à un niveau de SNR supérieur à 23dB, 64-QAM nous donnent la meilleure efficacité spectrale, tout en offrant la performance TEB désirée.

### 2.3.2 Modèle proposé de la modulation adaptative :

Déjà défini, l'environnement sans fil souffre généralement de l'évanouissement dû à plusieurs raisons, les multi-trajets, la perte d'espace libre et d'autres. Toutefois, ce travail sera concentré sur un schéma de modulation variable basée sur l'état du canal, principalement le SNR et de préserver ainsi le débit maximal avec un taux d'erreur minimale. La technique de modulation adaptative utilise M-niveau de modulation

par déplacement de phase (PSK), ainsi que M-niveau de modulation d'amplitude en quadrature (QAM) où  $M = \{2, 4, 8, \dots\}$  [30].

SNR et TEB sont les principaux facteurs qui sont pris en considération.

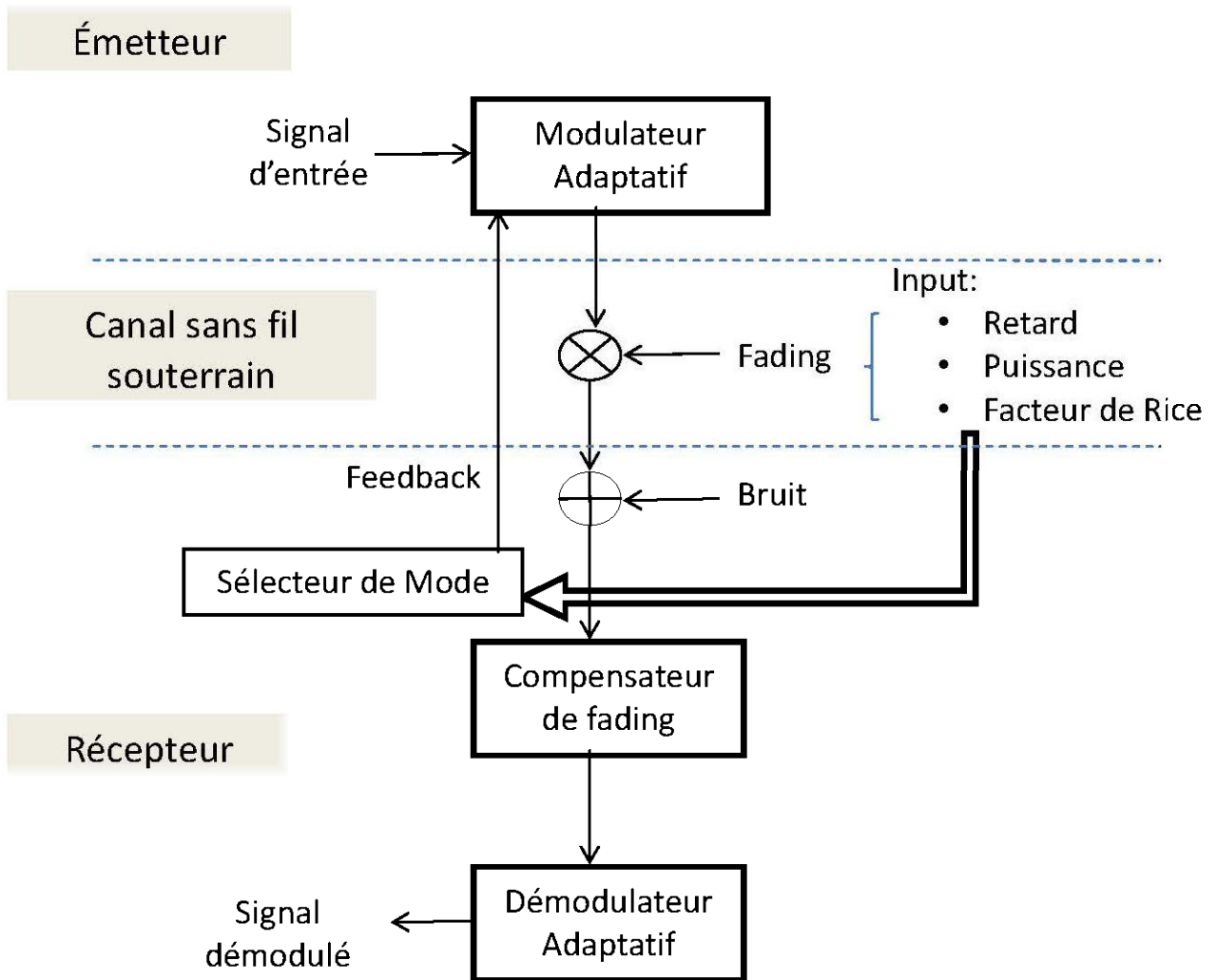


Fig. 2.7. Diagramme de la modulation adaptative.

La figure 2.7 illustre le diagramme du système proposé. Le modulateur adaptatif génère les signaux de symboles en fonction du mode de transmission choisi. Trois modes de transmission possibles sont employés, QPSK, 16-QAM et 64-QAM. Au niveau du

récepteur, le sélecteur de mode sélectionne le mode approprié sur la base des mesures faites dans la mine souterraine. Le mode utilisé est choisi comme suit:

$$\text{Modes} = \begin{cases} \text{QPSK} & \text{si } S1 \leq \text{SNR} < S2 \\ \text{16-QAM} & \text{si } S2 \leq \text{SNR} \leq S3 \\ \text{64-QAM} & \text{si } \text{SNR} > S3 \end{cases}$$

En effet, le niveau de commutation  $S_n$  est choisi pour remplir le  $\text{TEB}_{\text{thr}}$ . Le mode sélectionné est envoyé à l'émetteur par l'intermédiaire d'un canal de retour. En outre, les paramètres statistiques d'entrée tels que Ricean K-facteur et le Profil Moyen en Puissance (PMP) sont extraits à partir des mesures faites dans la mine.

#### 2.4 Le protocole de mesures expérimentales

La mine expérimentale CANMET est une mine souterraine désaffectée, servant aujourd'hui à former des mineurs ou effectuer des travaux de développement et de recherche. En effet, c'est un endroit qui est conforme aux consignes de sécurité. Il s'agit d'un environnement très humide composé de plusieurs galeries rocailleuses dont les murs, le plafond et le plancher montrent une rugosité rocheuse importante. Le plancher comporte de multiples flaques d'eau, et il est un peu moins rugueux afin de permettre une libre circulation des véhicules et du personnel. La figure 2.8 montre une photo de l'environnement minier souterrain.

Durant les campagnes de mesures du canal MIMO, l'émetteur a été installé sur un bout d'une galerie minière souterraine alors que le récepteur du système MIMO se déplaçait en s'en éloignant de 1 mètre jusqu'à 25 mètres (avec 20 points de mesures par mètre) de l'émetteur. Ces mesures en large bande ont été faites pour les bandes de fréquences 2.39-2.41 GHz et 3-10 GHz.

Le canal de propagation minier est considéré invariant dans le temps durant les mesures expérimentales. Même si en réalité l'environnement minier est variable, l'étude du cas invariant est essentielle pour servir de référence pour des études du cas variant. Cela permettra ainsi d'étudier l'influence du mouvement des mineurs et de la machinerie minière sur le canal de propagation.



Fig. 2.8. Une galerie de la mine CANMET au "niveau 40 m".

Les mesures ont été réalisées dans le domaine fréquentiel. La fonction de transfert complexe mesurée  $H(f)$  avec l'analyseur de réseau peut être exprimée comme suit :

$$H(f) = |H(f)| \cdot e^{i\theta(f)} \quad (2.29)$$

où  $|H(f)|$  est l'amplitude et  $\theta(f)$  est la phase. Cette dernière est définie par :

$$\theta(f) = \tan^{-1} \frac{\text{Im}\{H(f)\}}{\text{Re}\{H(f)\}} \quad (2.30)$$

avec «  $Re$  » et «  $Im$  » sont, respectivement, les parties réelle et imaginaire.

Puisque les mesures ont été effectuées dans le domaine fréquentiel, la transformée de Fourier inverse a été appliquée à la fonction de transfert mesurée  $H(f, t)$  pour obtenir la réponse impulsionnelle  $h(t, \tau)$ .

$$h(t, \tau) = \int_{-\infty}^{+\infty} H(f, t) e^{i2\pi f t} df \quad (2.31)$$

Cette technique de mesure du canal de propagation permet d'obtenir la puissance et la phase du signal transmis. La figure 2.9 montre le montage expérimental associé à cette technique.

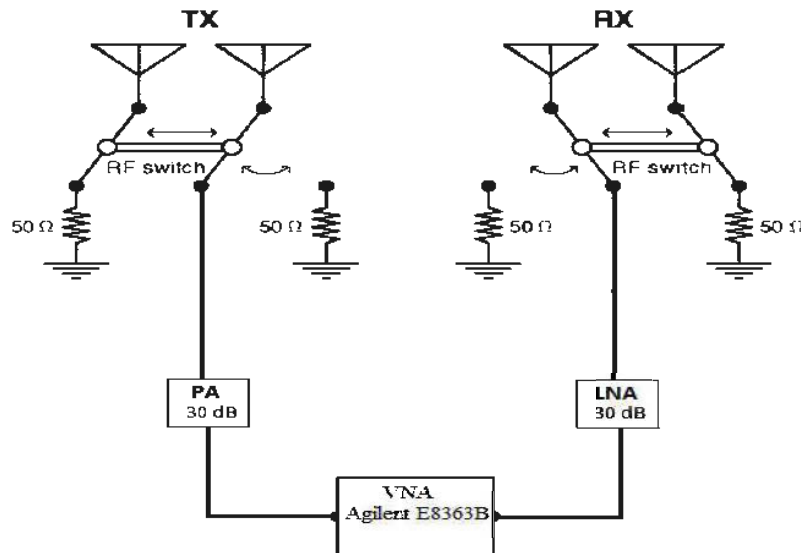


Fig. 2.9. Montage expérimental

Le système de mesure est composé d'une paire d'antennes à l'émission et d'une autre à la réception, un amplificateur de puissance (PA) pour l'émission et un amplificateur à faible bruit (LNA) au niveau de la réception, et un analyseur de réseau vectoriel (VNA) qui permet de mesurer directement la fonction de transfert sur la plage de fréquence désirée (paramètre  $S_{12}$ ). Chaque paire d'antennes est reliée à un commutateur qui permet de mesurer les différents sous canaux MIMO formant la matrice  $H$  du canal de propagation.

## Chapitre 3

# Effet de la directivité d'antenne sur les performances de la modulation adaptative dans une mine d'or souterraine

Modulation adaptative est un moyen efficace de tirer pleinement parti de la capacité de canal sans fil et de l'efficacité spectrale dans les systèmes MIMO. Dans ce chapitre, deux campagnes de mesures sont présentées dans lesquelles deux types d'antennes MIMO sont étudiés dans un environnement minier souterrain. Le but est d'identifier la technologie d'antenne optimale permettant d'améliorer les performances des systèmes MIMO en ce qui concerne le facteur de Rice  $K$ , la corrélation, la capacité et le TEB.

Les paramètres des canaux mesurés ont été utilisés dans le logiciel de simulation Agilent SystemVue pour examiner le comportement de la modulation adaptative à différents endroits dans la mine souterraine. Le système de modulation le mieux adapté est alors choisi en fonction des résultats obtenus (TEB en fonction du rapport signal-sur-bruit (SNR)) et par rapport à la position du récepteur.

### 3.1 Introduction

Il y a actuellement un intérêt grandissant pour l'implémentation des systèmes MIMO dans les mines souterraines et les tunnels visant à améliorer les performances de la communication dans de tels environnements étant donné que c'est une solution promise à la fourniture de haut débit sans fil avec une bonne fiabilité [31]. Il est bien connu que la capacité du canal d'un système MIMO augmente linéairement avec les canaux non corrélés [32, 33]. Toutefois, ce constat n'est pas valide pour les communications souterraines à cause de la présence de la corrélation spatiale très significative [34]. En plus de l'environnement, la corrélation spatiale est également affectée par les

caractéristiques des antennes telles que : l'espacement des antennes et le diagramme de rayonnement.

Pour la caractérisation des canaux sans fil MIMO, les tunnels et milieux confinés ont toujours été considérés comme des environnements particuliers où les communications sans fil sont nécessaires. Dans [35, 36], Lienard et Al examinent la possibilité d'augmenter la capacité des canaux grâce à la technique des MIMO dans des tunnels routiers. D'autres études sur la propagation des ondes électromagnétiques au moyen d'un rayon ou d'une approche modale ont été rapportées dans [37,38].

Récemment, la modulation adaptative (AM) est considérée comme une technique prometteuse pour améliorer la capacité du canal dans les systèmes SISO [39, 40]. Le but d'AM est de maximiser l'efficacité spectrale en adaptant les paramètres de transmission, tels que la constellation de modulations, la puissance d'émission, etc., en fonction des informations d'état du canal.

Dans ce chapitre, deux différents réseaux d'antennes ont été utilisés, à savoir les antennes  $2 \times 2$  patchs (MIMOP) et des antennes  $2 \times 2$  monopôles (MIMOM) à 2.4 GHz, afin d'étudier l'effet de directivité de l'antenne sur les performances du canal MIMO et sur la modulation adaptative. Les résultats présentés sont basés sur des mesures de canal MIMO faites dans une mine souterraine réelle. Cette mine laboratoire est gérée par le Centre canadien de la technologie des minéraux et de l'énergie (CANMET). Une fréquence centrale de 2.4 GHz et une bande passante de  $\Delta f = 200$  MHz ont été utilisées.

En outre, l'impact de la modulation adaptative appliquée au système LTE en se basant sur les modulations QPSK, 16-QAM et 64-QAM est exploré. Selon le TEB, des techniques de modulation numérique ont été comparées à des positions différentes loin de l'émetteur à l'aide du logiciel Agilent SystemVue.

## 3.2 Mesures expérimental

### 3.2.1 Description de l'environnement souterrain

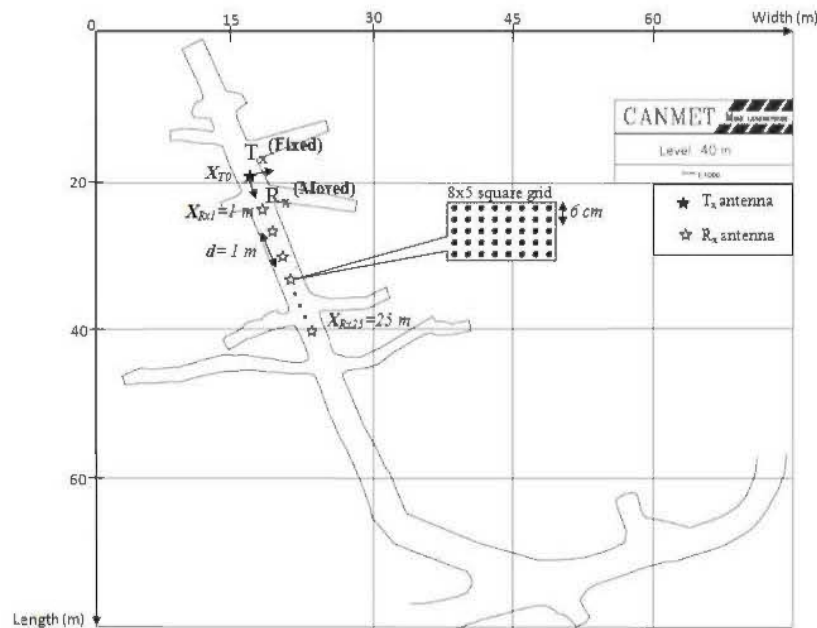


Fig. 3.1. Plan de la mine au niveau 40m à CANMET

Les mesures ont été effectuées dans une galerie de mine souterraine située à 40 m de la surface. La galerie s'étend sur une longueur de 75 m avec une largeur et une hauteur d'environ 5 m chacun. Une carte de la galerie souterraine est montrée dans la figure 3.1. L'environnement se compose principalement de murs très rugueux et le plancher n'est pas plat. La galerie possède également plusieurs couloirs de tailles différentes à divers endroits. L'humidité reste élevée où elle provient des gouttes d'eau qui coulent d'un peu partout et une grande flaque d'eau qui recouvre le sol. La température peut varier de 6 ° à 15 °C le long de l'aunée.

### 3.2.2 Réseau d'antennes MIMO

Deux ensembles différents de réseau d'antennes ont été utilisés dans le processus de mesure. Ceci afin d'étudier et d'évaluer l'effet de l'antenne MIMO sur le canal mesuré dans une galerie de mine souterraine. Pour la première campagne de mesures, des antennes monopôles commerciaux de Cisco ont été utilisées pour la transmission et la réception du signal radio fréquence à 2,4 GHz. La matrice de la configuration monopôle



comprend deux antennes monopoles quart d'onde espacées de la moitié de longueur d'onde (62,5 mm à 2,4 GHz) les unes des autres.

L'antenne monopôle possède un gain omnidirectionnel de 2,2dBi, une largeur de bande d'environ 10%, une largeur de faisceau de  $360^\circ$  dans le plan d'azimut et  $65^\circ$  dans celui de l'élévation. La figure 3.2 présente les pertes de retour mesurées  $S_{11}$  et le couplage mutuel  $S_{21}$  entre les éléments d'antennes. Dans la bande de fonctionnement,  $S_{11}$  est plus petit que -10dB et le couplage mutuel est d'environ 20 dB.

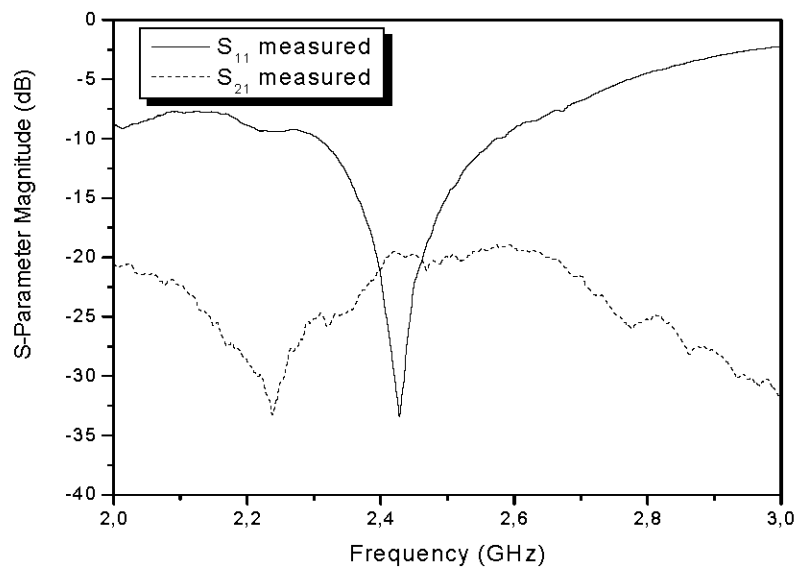


Fig. 3.2. Paramètres S mesurés pour l'antenne monopôle.

Le second réseau est constitué d'un MIMOP, conçu et fabriqué dans notre laboratoire à 2,4 GHz [41]. Les paramètres de diffusion de l'antenne ont été simulés en utilisant un logiciel de conception d'antenne CST qui est basée sur la technique d'intégration finie. Les résultats simulés sont comparés aux mesures et présentés dans la figure 3.3. Il existe une isolation d'environ 17 dB et les pertes de retour des deux ports sont inférieures à -10 dB à la fréquence 2,4 GHz

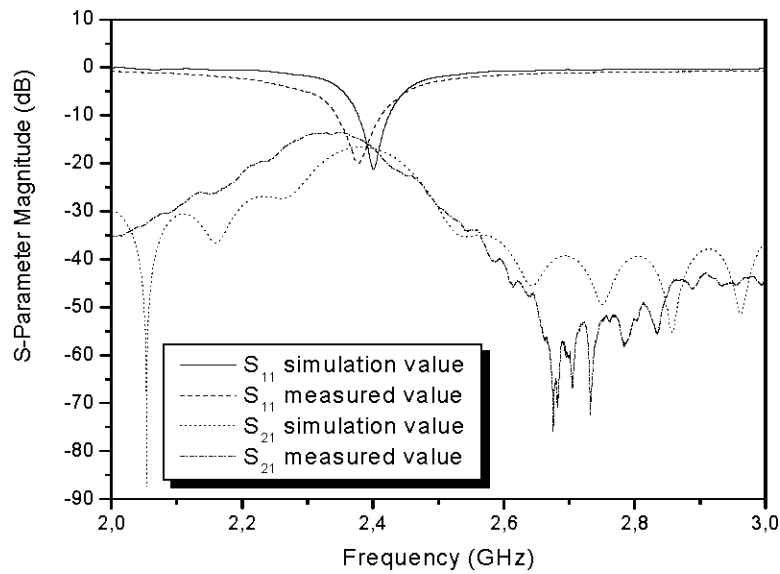


Fig. 3.3. Paramètres S mesurés et simulés pour l'antenne Patch.

Dans un réseau d'antennes, l'isolation entre les éléments est un paramètre critique dans de nombreuses applications, parmi celles-ci les systèmes de communication MIMO [42]. En fait, l'espacement entre les éléments est généralement choisi égal à  $\lambda/2$ . Dans ce cas, l'impact du couplage mutuel sur les performances de l'antenne n'est plus négligeable. Puis que le couplage mutuel affecte la distribution du courant, ceci conduit à des déformations du diagramme de rayonnement de chaque élément d'antenne et, par conséquent, le rendement du système MIMO sera affecté par l'effet de corrélation du canal. En règle générale, dans les systèmes MIMO, une signalisation indépendante et non corrélée entre les canaux est nécessaire pour améliorer la capacité du canal [43]. Le diagramme de rayonnement des deux antennes est identique en raison de la symétrie de la structure. Comme attendu, le MIMOP fournit un gain d'environ 8dBi, une largeur de faisceau de  $92.4^\circ$  dans le plan azimutal et  $71.3^\circ$  dans celui de l'élévation. Notons que les lobes arrière sont négligeables et le rapport avant-arrière est d'environ 25 dB. Il est évident que l'antenne patch a un diagramme de rayonnement directif. En effet, la surface d'appui diminue le rayonnement vers l'arrière, ce qui augmente le gain dans la direction en avant.

### 3.2.3 Campagnes de mesure

Dans les mêmes conditions, deux campagnes de mesures avec deux différents types d'antennes MIMO ont été réalisées dans le domaine fréquentiel en utilisant la technique de sondage de canal basée sur la mesure du paramètre  $S_{21}$  à l'aide d'un analyseur de réseau (Agilent E8363B). En fait, le système de mesure, comme le montre la figure 3.4, est constitué d'un analyseur de réseau (PNA), un ensemble d'antennes MIMO  $2 \times 2$ , deux interrupteurs, un amplificateur de puissance pour le signal d'émission et un amplificateur à faible bruit pour la réception de signaux. Les deux amplificateurs disposant d'un gain de 30 dB chacun.

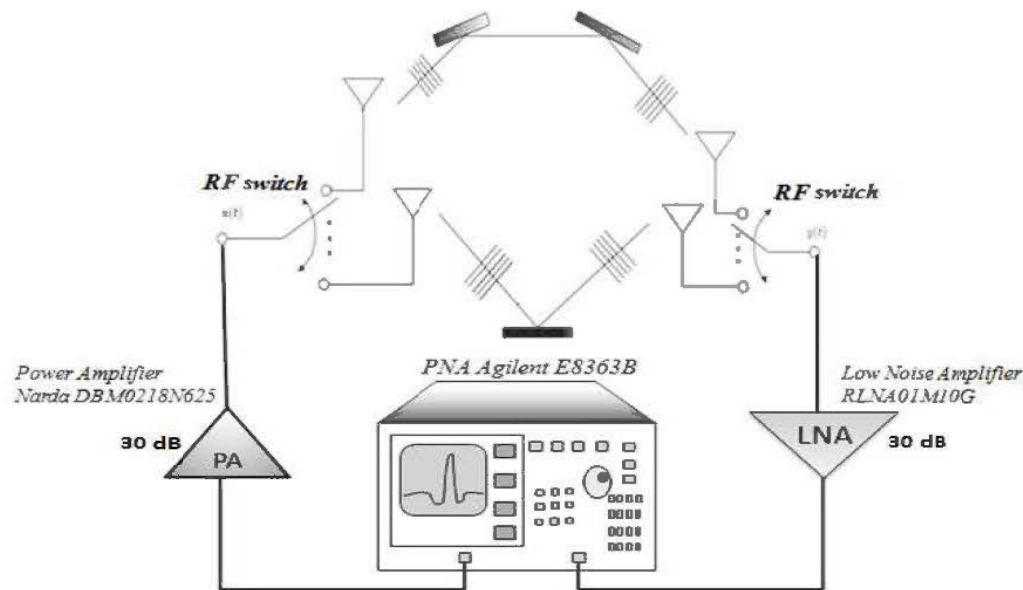


Fig. 3.4. Montage expérimental utilisé pour les mesures.

Pour toutes les expériences, l'émetteur reste fixe, tandis que le récepteur change sa position le long de la galerie de 1 mètre à 25 mètres de l'émetteur avec des intervalles de 1 m sur une grille carrée de  $8 \times 5$ . Pour chaque point de mesure, la fonction de transfert complexe est:

$$G_{x,y,f} = A_{x,y,f} e^{j\theta_{x,y,f}} \quad (3.1)$$

$$x,y \in \{1, \dots, n_g\}, f \in \{1, \dots, n_f\}.$$

$A_{x,y,f}$  et  $\theta_{x,y,f}$  sont l'amplitude mesurée et la réponse de phase à la fréquence  $f$  sur la position de grille  $(x,y)$ . Par conséquent, les paramètres de sondage du canal mesurés doivent être soigneusement sélectionnés afin d'assurer la résolution multi-trajet adéquat et en même temps réduire le temps total nécessaire pour le balayage fréquentiel. En fait, l'analyseur balaie la plage de fréquences de 2 GHz à 3 GHz pour 6401 points. Ainsi, le pas de fréquence est 156,22 kHz ce qui correspond à la durée temporelle de 6401 ns. En d'autres termes, le système de mesure est capable d'enregistrer les composantes de multi-trajets qui arrivent avec un retard allant jusqu'à 6401 ns. Cette durée de la réponse impulsionnelle est jugée suffisamment longue pour un tel environnement souterrain. En fait, la calibration est effectuée avec l'antenne d'émission ( $T_x$ ) et de réception ( $R_x$ ) séparée de 1 m l'une de l'autre. Cette distance  $T_x$ - $R_x$  de 1m de séparation est choisie pour être la distance de référence  $d_0$  pour le modèle de la perte de propagation à grande échelle. Aussi, lors de la mesure, le canal sans fil est censé d'être statique sans variations significatives, et la hauteur des antennes d'émission et de réception a été maintenue à 1 m au-dessus du niveau du sol. La puissance d'émission a été fixée à 10 dBm.

### 3.3 Résultats de mesure

#### 3.3.1 Profil Moyen en Puissance PMP

Un canal radio peut être décrit par sa réponse impulsionnelle. Pour une position déterminée entre l'émetteur et le récepteur et dans des conditions statiques, la moyenne globale de l'amplitude au carré de la réponse impulsionnelle est désignée sous le nom de profil moyen en puissance (PMP) et est donné par:

$$PMP(t) = \langle |h(t)|^2 \rangle \quad (3.2)$$

Le paramètre de diffusion  $S_{21}$  a été mesuré sur une certaine largeur de bande et la transformée de Fourier discrète inverse (IDFT) a été appliquée pour extraire la réponse impulsionnelle du canal. Ainsi, le profil moyen en puissance (PMP) est estimé en faisant la moyenne de vingt mesures prises en statique de vingt différentes positions de l'antenne de réception autour de l'emplacement spécifié. Ces vingt positions sont séparées les unes

des autres d'environ une demi-longueur d'onde, de manière à obtenir des mesures indépendantes. Après cela, le *PMP* a été normalisée par rapport à sa puissance maximale.

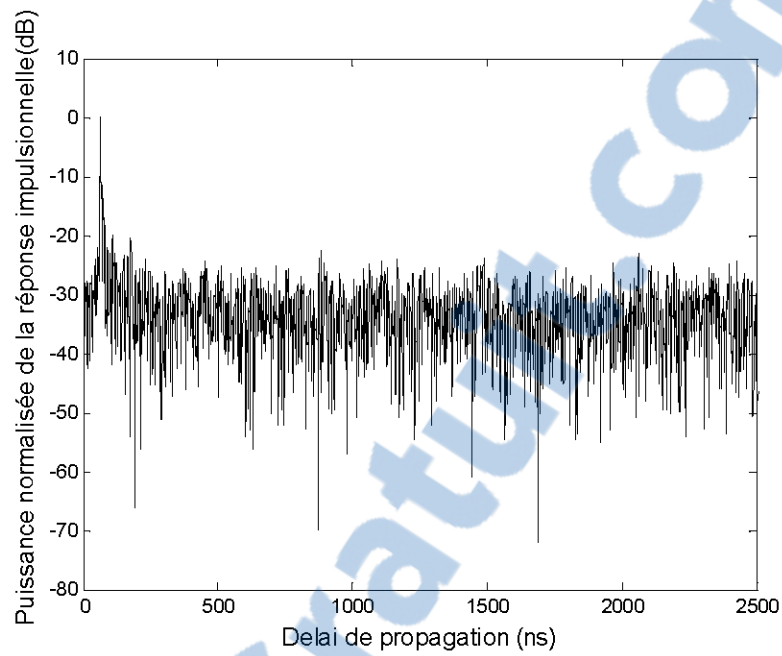


Fig. 3.5. PMP Normalisée pour MIMOM.

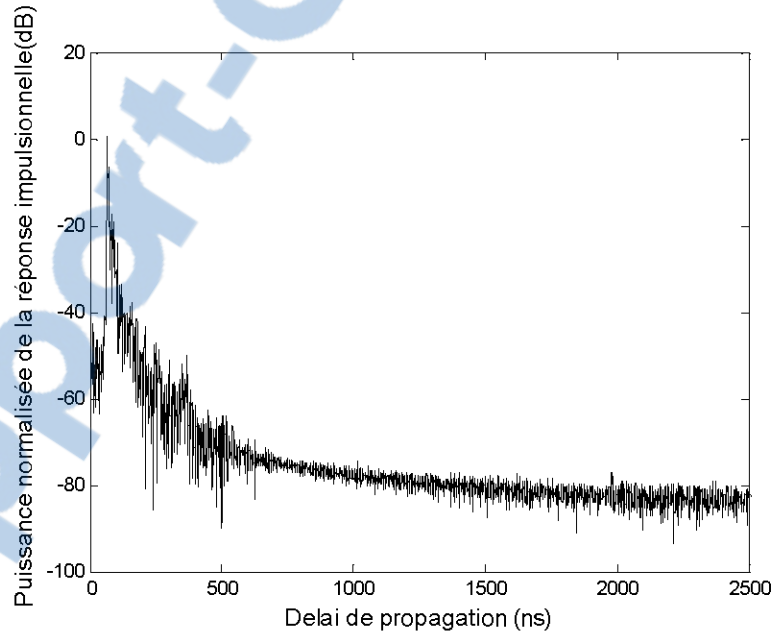


Fig. 3.6. PMP Normalisée pour MIMOP.

En général, la puissance du signal reçu varie de façon significative avec de petits changements dans la position de l'antenne de réception. Cela se produit lorsque le signal reçu est un composite de plusieurs signaux en provenance de plusieurs directions différentes. Ceci est causé par les phénomènes tels que la réflexion, la diffraction, la diffusion, des objets dans le canal, ou diffuseurs, qui créent des chemins multiples de l'émetteur vers le récepteur, avec des longueurs différentes. Ainsi, les signaux arrivent au récepteur avec des amplitudes et des phases différentes. À partir des courbes de la réponse d'impulsionnelle, la figure 3.5 et figure 3.6, on peut remarquer un trajet fort, causée par la ligne de vue directe (LoS), suivie par une série de chemins retardés dont la puissance décroît de façon exponentielle. En outre, le délai du premier trajet d'arriver est  $\tau_A$  égale à 63.4 ns pour  $d_{TX-RX} = 20m$ . Ce retard correspond au trajet effectué par le premier signal transmis pour atteindre le récepteur. C'est le plus court chemin entre l'émetteur et le récepteur, c'est-à-dire le chemin de visibilité directe.

### 3.3.2 Facteur de Rice

Le facteur  $K$  est une mesure utile pour déterminer la qualité de la liaison de communication. Par conséquent, l'estimation de  $K$  est d'une importance capitale dans une variété de scénarios sans fil, y compris la caractérisation de canal, les calculs de bilan de liaison et la modulation adaptative [44]. En outre, les récents progrès de codage spatio-temporel ont aussi montré que la capacité et les performances des systèmes MIMO dépendent du facteur de Rice  $K$  [45]. Il est démontré dans [46] qu'à un niveau fixe de SNR, un facteur  $K$  grand implique une plus grande corrélation spatiale et donc une diminution de la capacité du canal. Le facteur de Rice  $K$  est mesuré pour chaque distance entre l'émetteur et le récepteur. Ce paramètre caractérise la force relative de la puissance du signal sur la voie directe par rapport à ceux réfléchis. Dans notre traitement des données, le facteur  $K$  est estimé à partir des données mesurées pour chaque canal MIMO en utilisant la méthode présentée dans [47], moyenné sur l'ensemble de ses sous-canaux SISO correspondant. Pour une réponse de canal  $H$ , le facteur  $K$  est estimé comme suit:

$$K(dB) = \left( \frac{\varepsilon[|H|]^2}{2 \text{var}(|H|)} \right) \quad (3.3)$$

Où  $\varepsilon$  représente la valeur moyenne de l'espérance et  $\text{var}$  correspond à la variance de  $H$ .

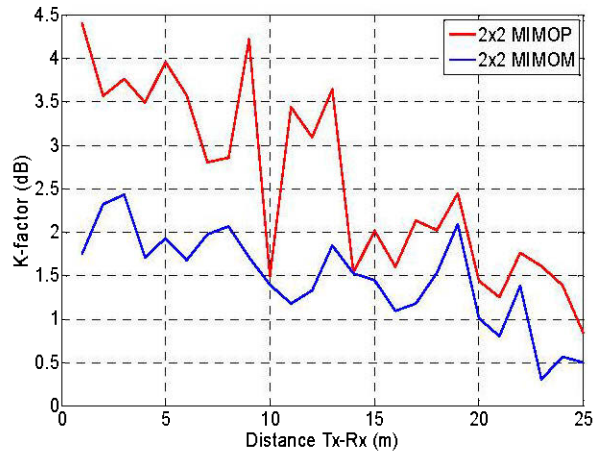


Fig. 3.7. Facteur de Rice pour MIMOM et MIMOP.

De chaque mesure LOS nous avons extrait le facteur K en utilisant la méthode de moment décrite précédemment pour les deux types d'antennes (Patch et monopôle). Le facteur K est présenté dans la figure 3.7 en fonction de la distance spatiale entre l'émetteur et le récepteur. En observant les résultats, nous pouvons tirer les conclusions suivantes:

La dépendance à la distance de séparation entre l'émetteur et le récepteur : Le facteur K tend à diminuer à mesure que la distance entre l'émetteur et le récepteur augmente. Ce comportement suggère que la composante déterministe diminue plus vite que la composante diffuse, surtout pour l'antenne monopôle omnidirectionnelle qui génère des composantes diffuses plus que l'antenne patch ce qui explique les résultats présentés dans la figure 3.7.

### 3.3.3 Corrélation

L'environnement joue un rôle important dans la performance d'un système MIMO. De plus, une faible corrélation est nécessaire pour avoir une bonne amélioration de la capacité du canal. La corrélation a été étudiée de façon indépendante à la fois à l'émission et à la réception. La corrélation à la fréquence  $f$ , et pour la  $k$ -ième réalisation entre l'antenne de réception  $i$  et  $j$  est calculée par [48]:

$$r_{f,k}^{i,j} = \frac{E[h^i(f,k)h^j(f,k)^*]}{\sqrt{E[|h^i(f,k)|^2]E[|h^j(f,k)|^2]}} \quad (3.4)$$

où  $E[.]$  représente l'espérance. La corrélation entre les éléments de la matrice du canal MIMO mesurée est ainsi calculée en utilisant la relation (3.4). Nous avons calculé la corrélation de réception ( $r_{f,k}^{1,2}$ ) entre les signaux émis par l'antenne T1 et reçus par les récepteurs R1 et R2. De la même façon, la corrélation de transmission est calculée par permutation des lignes et des colonnes sur la matrice  $H$  du canal MIMO.

Le coefficient de corrélation entre les antennes d'émission est calculé de la même, par permutation des lignes et des colonnes sur la matrice.

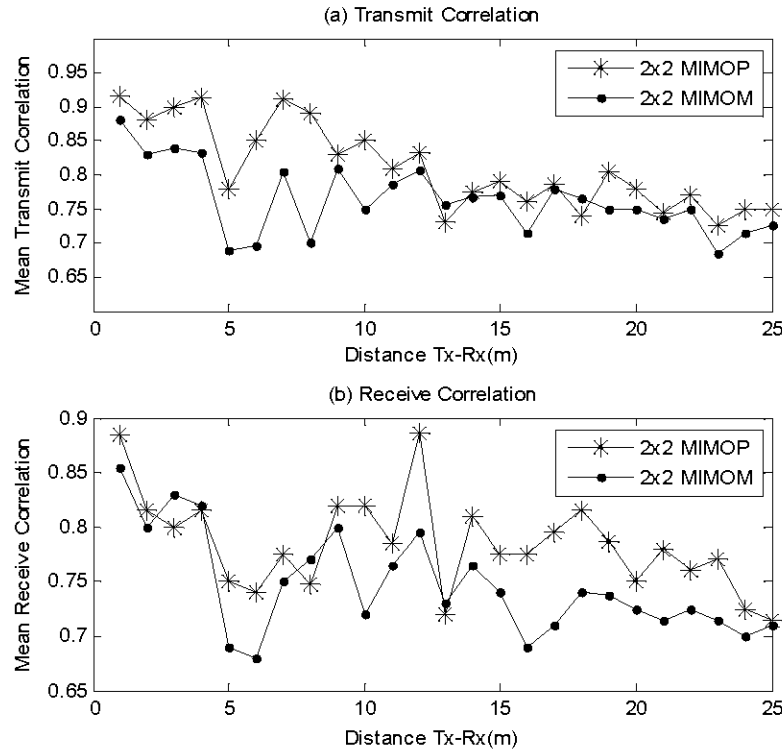


Fig. 3.8. Corrélation moyenne pour MIMOM et MIMOP. a) à l'émission b) à la réception.

Les figures 3.8.a et 3.8.b montrent la corrélation moyenne à l'émission et à la réception respectivement en fonction de la distance  $d$  en utilisant différents types d'antennes (MIMOM et MIMOP) dans le scénario LOS. Comme on peut le constater, MIMOM présente une faible corrélation dans la plupart des endroits de la galerie.



### 3.3.4 Capacité

Puisque le but de cette partie est d'évaluer l'effet de directivité de l'antenne sur la capacité du canal MIMO, l'analyse doit être effectuée en supposant que la puissance moyenne du signal reste constante tout le long de la zone de mesure. Par conséquent, l'affaiblissement de parcours doit être soustrait afin de maintenir une moyenne constante du rapport signal sur bruit (SNR), quelle que soit la position du récepteur. Par conséquent, la matrice du canal normalisée est donnée par :

$$H_{x,y,f} = \frac{G_{x,y,f}}{\sqrt{\sum_{f=1}^{n_f} |G_{x,y,f}|^2}} = \frac{G_{x,y,f}}{\sqrt{\sum_{f=1}^{n_f} \alpha_{x,y,f}^2}} \quad (3.5)$$

Où  $G_{x,y,f}$  la fonction de transfert complexe et  $\alpha_{x,y,f}^2$  l'amplitude mesurée à la fréquence  $f$  sur la position de grille  $(x, y)$ .

La capacité d'information mutuelle du canal MIMO à évanouissement plat en tenant compte de l'information du canal parfait au niveau du récepteur, peut être évaluée en bps/Hz [49] par:

$$C_f(x) = \log_2 \det \left\{ I_{N_r} + \frac{\rho}{N_t} H_f^H(x) H_f(x) \right\} \quad \text{bps/Hz} \quad (3.6)$$

Où  $\rho$  est la moyenne du SNR reçu fixé à 10 dB,  $I_{N_r}$  désigne la matrice identité de taille  $N_r$ , et  $()^H$  représente le conjugué hermitien de la matrice  $H$ .

Comme l'information de canal n'est généralement pas disponible à l'émetteur, nous supposons une entrée gaussienne isotrope pour le calcul de la capacité ergodique [50]. Cependant, pour un canal sélectif en fréquence la capacité devient:

$$C_b(x) = \xi_f \{ C_f(x) \} \quad \text{bps/Hz} \quad (3.7)$$

Où  $\xi_f$  désigne la moyenne statistique sur la bande passante du canal.

La relation entre la capacité du canal  $C$  et la distance  $d_{Tx-Rx}$  basée sur l'équation (3.7) est montrée dans la figure 3.9. On peut constater que, pour MIMOM et MIMOP pour une distance de  $d_{Tx-Rx} = 1\text{m}$  à  $25\text{m}$  la capacité du canal varie de  $C_{max} = 7.4$  bits/s/Hz à  $C_{min} = 5.65$  bits/s/Hz et de  $C_{max} = 5.55$  bits/s/Hz à  $C_{min} = 4.5$  bits/s/Hz respectivement. Une étude similaire a été réalisée dans le métro de Barcelone, en utilisant

des antennes patches MIMO 2X2 rectangulaires à 5.8 GHz. Une capacité moyenne de 4,5 bits/ s/Hz a été obtenue pour un SNR fixe de 10 dB [51].

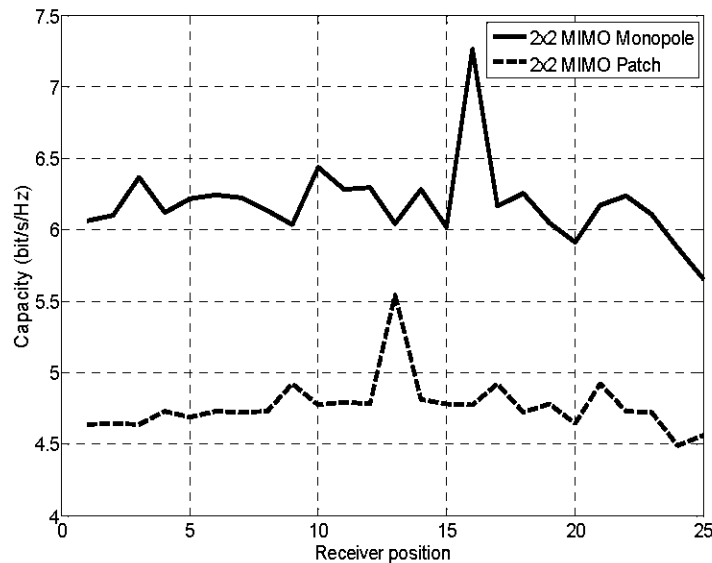


Fig. 3.9. Capacité du canal pour les MIMOP et MIMOM.

L'effet du diagramme de rayonnement sur la capacité du canal est clairement démontré. En effet, la capacité du canal pour l'antenne MIMOM est supérieure à celle obtenue par l'antenne directionnelle MIMOP tout le long de la galerie d'environ 0.7bits/ s/Hz. Cependant, le décalage moyen peut atteindre jusqu'à 1 bits/s/Hz sur d'autres distances.

En outre, le gain en capacité réalisable par les MIMO dépend des caractéristiques de propagation par multi-trajets (nombre de trajets de propagation utiles). Bien que nous puissions anticiper une amélioration de la capacité du canal grâce au diagramme d'antenne directionnelle, les ondes d'arrivée des autres directions que celle de l'antenne sont supprimées. En conséquence, il existe une grande corrélation dans le canal ce qui ne peut pas fournir une capacité de canal bénéfique pour les systèmes MIMO.

Une des principales caractéristiques des systèmes MIMO est leur capacité de transformer la propagation par trajets multiples, traditionnellement un défaut des transmissions sans fil, en un avantage pour l'utilisateur. Les systèmes MIMO prennent effectivement parti de l'évanouissement aléatoire du canal [52, 53] pour multiplier les

taux de transfert de données. Par conséquent, MIMOM montre de bonnes performances en termes de capacité, même quand on s'éloigne de l'émetteur.

### **3.4 Effet de la directivité de l'antenne pour MIMOM et MIMOP**

#### **3.4.1 Simulation en utilisant SystemVue**

Agilent SystemVue est un puissant système de conception électronique (ESL electronic system level) qui permet aux architectes systèmes et les développeurs d'innover des nouveaux algorithmes pour la couche physique (PHY) de la prochaine génération des systèmes sans fil. Il fournit une valeur unique aux implémentant RF, DSP et FPGA / ASIC. Ceux-ci comptent à la fois la RF et le traitement du signal numérique pour fournir la pleine valeur de leurs plates-formes matérielles de façon à ce qu'ils adhèrent à la couche physique des normes modernes émergentes tels que WiMAX, LTE, WPAN. Il offre également des outils de conception qui plus tard dans le processus de conception, peuvent être interfacés avec les instruments de test pour fournir un environnement mixte matériel et simulation [54].

En fait, les modèles SystemVue version WINNER complet (Wireless World Initiative New Radio) et l'outil de simulation de canal WINNER -II pour la 4G sont utiles pour la simulation de l'environnement minier souterrain [55]. En outre, il permet entièrement de configurer jusqu'à des réseaux MIMO 8x8 qui sont nécessaires pour le standard LTE. On peut aussi faire l'importation de diagrammes d'antenne MIMO en 2D pour la diaphonie et les effets de propagation.

#### **3.4.2 Résultats du système LTE**

Pour mieux établir une étude comparative de la directivité de l'antenne sur la modulation adaptative, on introduit au système LTE à l'aide du logiciel de simulation SystemVue, les paramètres du canal mesurés dans la mine souterraine pour les deux types d'antennes MIMOM et MIMOP.

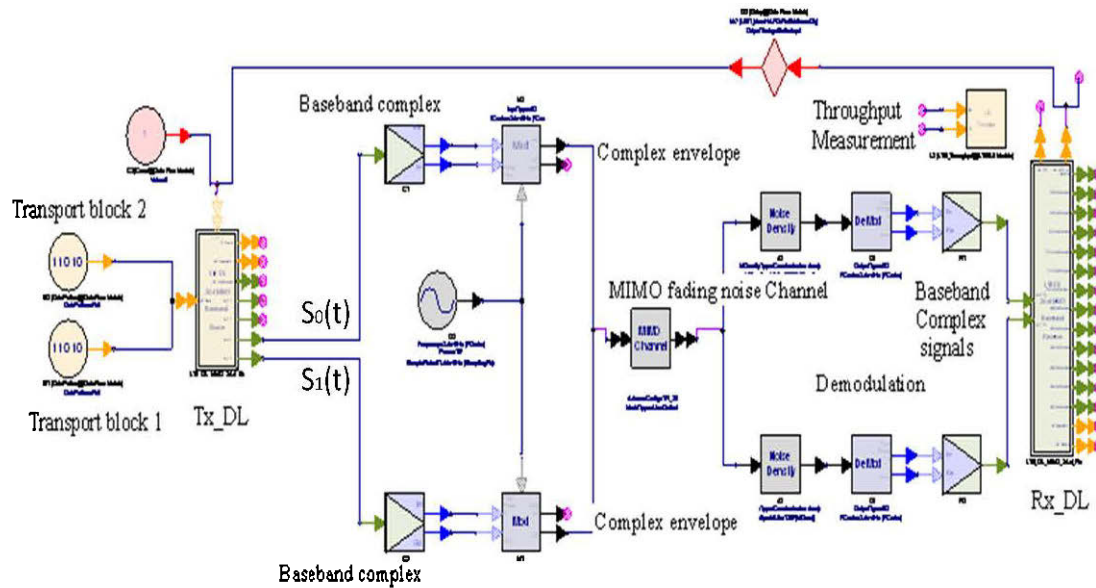
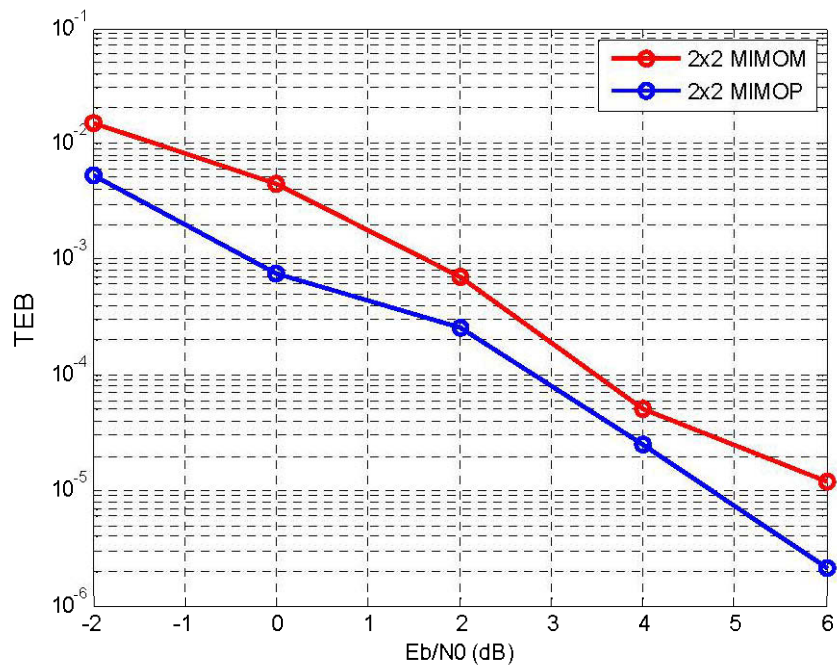


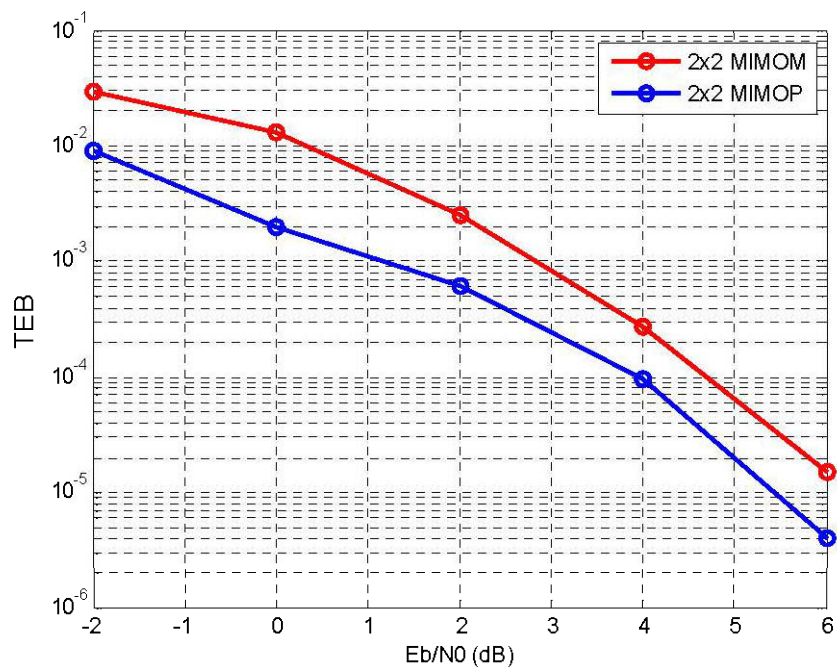
Fig. 3.10. Chaîne de transmission du système LTE pour la liaison descendante.

La figure 3.10 montre la chaîne de transmission du système LTE-MIMO  $2 \times 2$  pour la liaison descendante. Tx\_DL et Rx\_DL représentent un modèle de sous-réseau de la couche physique LTE en bande de base de l'émetteur et du récepteur respectivement. Les valeurs complexes en bande de base des signaux  $S_0(t)$  et  $S_1(t)$  générés par Tx\_DL sont modulées, puis transmises dans le modèle du canal minier souterrain. Les paramètres du canal tels que le facteur de Rice  $K$  et le profil moyen en puissance (PMP) sont extraits à partir des mesures et utilisés dans le modèle du canal MIMO.

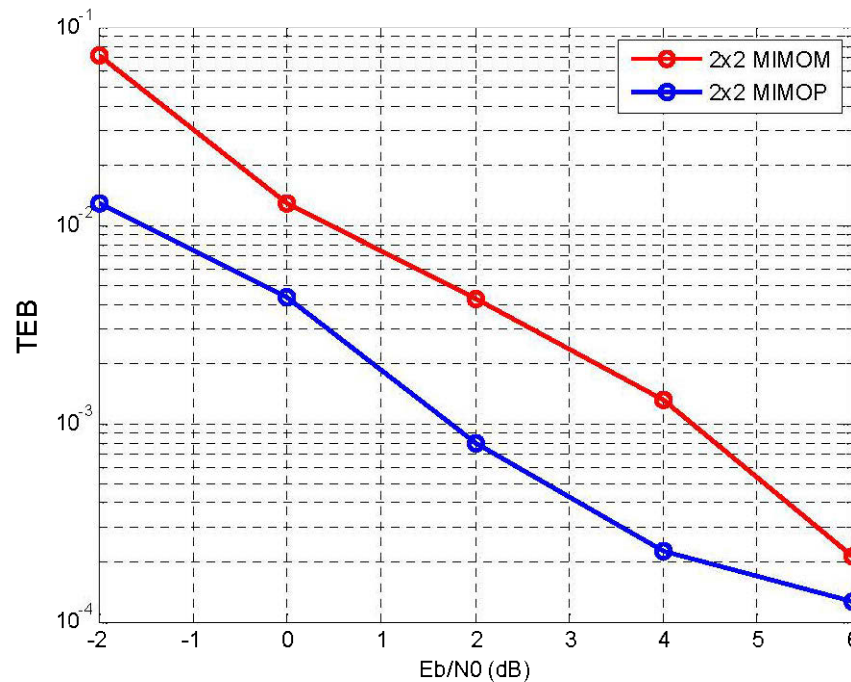
Afin de mettre en évidence les performances en TEB, sur l'environnement minier souterrain pour les deux types d'antennes MIMOM et MIMOP, les paramètres des simulations sont extraits de mesures et utilisés dans le système LTE.



(a)



(b)



(c)

Fig. 3.11. Performance en TEB pour MIMOP et MIMOM. Pour (a)  $d_{Tx-Rx}=10m$  (b)  $d_{Tx-Rx}=15m$  (c)  $d_{Tx-Rx}=20m$ .

La figure 3.11 montre l'impact de la directivité de l'antenne patch MIMOP sur le TEB par rapport à l'antenne monopole omnidirectionnel MIMOM pour une distance  $d_{Tx-Rx}=10m$ .

Dans le cas de l'utilisation de l'antenne monopole omnidirectionnel, l'émetteur transmet le signal dans toutes les directions ce qui augmente la probabilité des interférences causées par les multi-trajets dues au comportement du canal minier souterrain. Cependant la directivité de l'antenne patch directionnelle permet d'améliorer cette probabilité c'est-à-dire réduire les interférences entre les symboles. Ainsi, pour un taux d'erreur par bit de  $10^{-3}$ , nous avons perdu 2dB au niveau du rapport signal-sur-bruit.

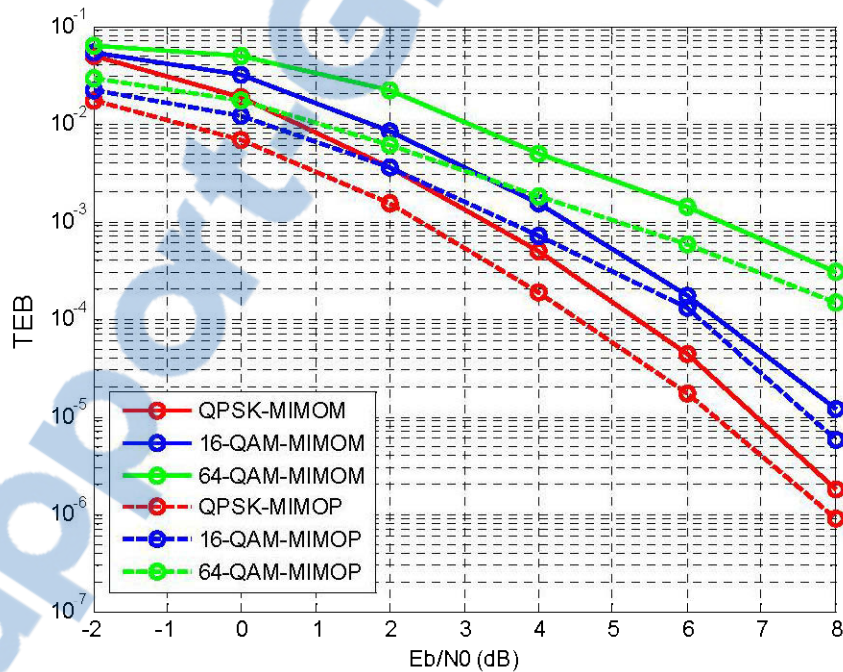
Afin de valider cette approche, il est nécessaire d'augmenter la distance entre l'émetteur et le récepteur pour les deux types d'antennes. En fait, pour une distance  $d_{Tx-Rx} = 15m$  et  $d_{Tx-Rx} = 20m$ , MIMOP réalise des meilleures performances en TEB (voir la figure 3.11.b et 3.11.c). L'influence de la distance sur le TEB est liée à l'atténuation et les conditions de propagation.

### 3.4.3 Modulation optimale pour le système LTE-MIMO

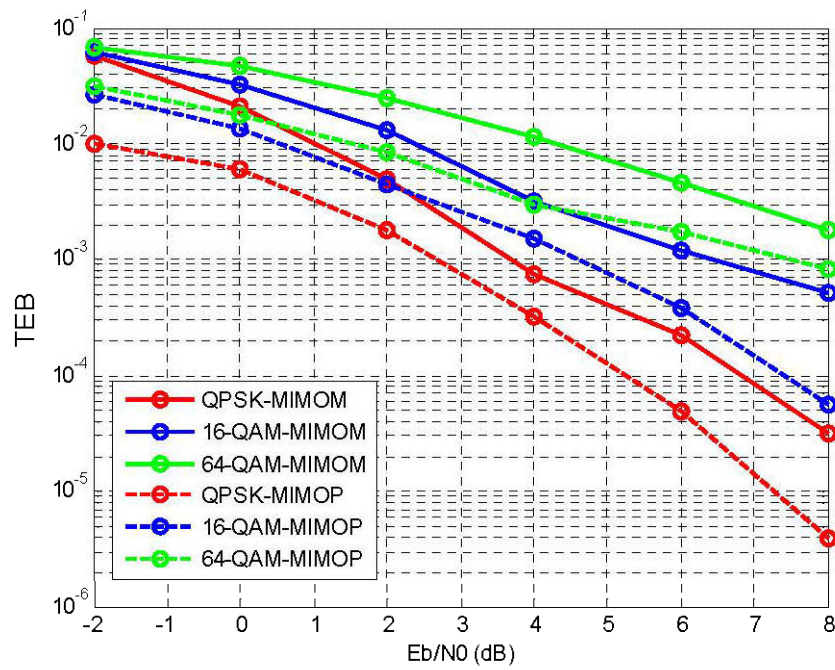
L'efficacité énergétique d'une transmission numérique est liée au Taux d'Erreur par Bit (TEB) réalisé, pour un rapport signal-sur-bruit (S/N) donné. L'efficacité spectrale est définie comme étant le rapport du débit binaire sur la largeur de bande nécessaire à atteindre des performances énergétiques bien déterminées. Les performances énergétiques et celles spectrales sont donc mutuellement liées.

Dans le cas d'un canal minier souterrain, la perte énergétique due à l'évanouissement cause une diminution du rapport signal-sur-bruit en fonction de la distance, et entraîne une augmentation du TEB. Il est donc important de transmettre la modulation adéquate pour exploiter les conditions de canal minier et de gagner d'avantage en efficacité spectrale.

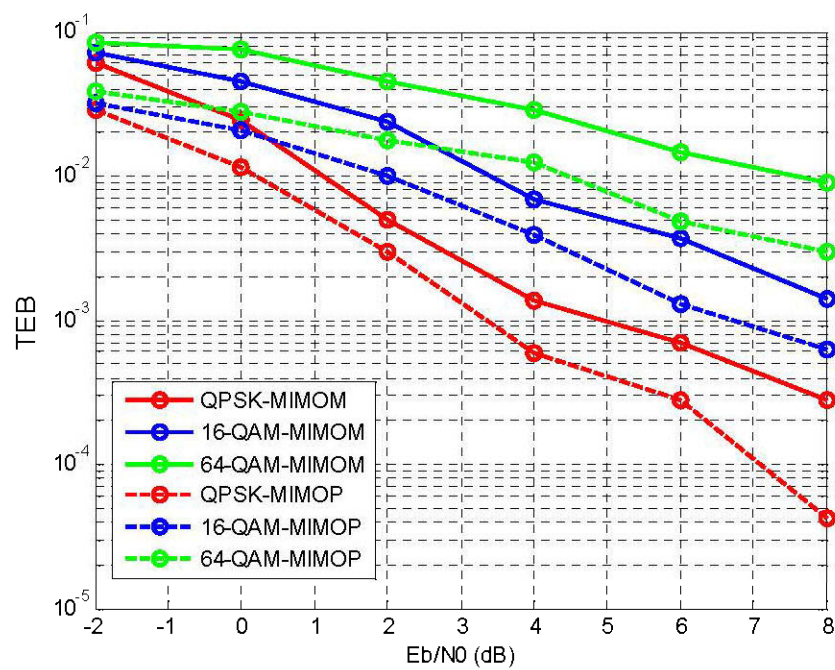
Dans la suite, nous présentons des résultats de simulation en vue d'évaluer les performances en TEB pour les deux types d'antennes MIMOM et MIMOP basés sur différents types de modulations notamment QPSK, QAM-16 et QAM-64.



(a)



(b)



(c)

Fig. 3.12. TEB pour différent type de modulation (QPSK, 16-QAM, 64-QAM). Pour (a)  $d_{Tx-Rx}=10m$  (b)  $d_{Tx-Rx}=15m$  (c)  $d_{Tx-Rx}=20m$ .



La figure 3.12 montre le TEB de différentes modulations (QPSK, 16-QAM, 64-QAM) en utilisant le standard LTE pour le scénario LoS. Trois distances sont simulées à 10m, 15m et 20m dans la galerie souterraine pour MIMOM et MIMOP.

Pour un seuil de  $TEB=10^{-3}$ , une modulation QPSK est meilleure que 16-QAM et 64-QAM lorsque la distance de séparation entre l'émetteur et le récepteur est de 10m comme le montre la figure 3.12 (a). A  $d_{Tx-Rx}=15$  m, les performances de la 64-QAM sont dégradées par rapport à 16-QAM et QPSK comme indiqué dans la figure 3.12 (b). Figure 3.12 (c) montre que lorsque la distance est grande entre l'émetteur et le récepteur à  $d_{Tx-Rx}=20$ m, les performances de modulation M-QAM sont dégradées pour MIMOP et MIMOM.

Les tableaux 3.1 et 3.2 résument l'énergie requise par bits sur le bruit ( $E_b/N_0$ ) nécessaire pour satisfaire un seuil du TEB pour chaque modulation dans des conditions de canal souterrain en utilisant les deux antennes MIMOM et MIMOP. En effet, lorsque la modulation 64-QAM est utilisée à une distance de 10m pour une application qui nécessite un  $TEB=10^{-3}$ , 6 bits par symbole peuvent être utilisés pour satisfaire à cette exigence lorsque le SNR atteint 6.4dB pour MIMOM et 5.2dB pour MIMOP. Cependant, lorsque l'antenne réceptrice est déplacée de 5m ( $d_{Tx-Rx}=15$  m), le SNR atteint 6.4dB et 4.6dB pour MIMOM et MIMOP respectivement. Alors 4bits par symbole peuvent être utilisés. Cela signifie que la modulation 16-QAM donne de meilleures performances à cette distance. En outre, si nous l'obtenons encore 5m plus loin ( $d_{Tx-Rx}=20$  m), 2bits par symbole peuvent être utilisés. D'où la modulation QPSK est sélectionnée à cette distance pour MIMOM et MIMOP.

Tableau 3.1:  $E_b/N_0$  requit pour satisfaire  $TEB_{Thr}$  pour les modulations QPSK, 16-QAM, 64-QAM en utilisant MIMOM.

Distance [m]	$TEB_{req}$	QPSK-MIMOM	16-QAM-MIMOM	64-QAM-MIMO
10	$10^{-3}$	3,2 dB	4,4 dB	6,4 dB
15	$10^{-3}$	3,8 dB	6,4 dB	///
20	$10^{-3}$	4,9 dB	///	///

Tableau 3.2:  $E_b/N_0$  requis pour satisfaire  $TEB_{thr}$  pour les modulations QPSK, 16-QAM, 64-QAM en utilisant MIMOP.

<b>Distance [m]</b>	<b><math>TEB_{req}</math></b>	<b>QPSK-MIMOP</b>	<b>16-QAM-MIMOP</b>	<b>64-QAM-MIMOP</b>
10	$10^{-3}$	2,4 dB	3,6 dB	5,2 dB
15	$10^{-3}$	2,8 dB	4,6 dB	7,6 dB
20	$10^{-3}$	3,4 dB	6,9 dB	∞

Tableau 3.3 illustrent deux facteurs importants, premièrement le niveau pour lequel la modulation doit être changée, et deuxièmement le nombre de bits par symbole qui sera utilisé pour calculer l'efficacité spectrale de la modulation adaptative. En opérant à un  $TEB=10^{-3}$ , aucune modulation n'est exécutée, lorsque le SNR est inférieur à 3,2 dB et 2,4 dB pour MIMOM et MIMOP respectivement. Ainsi, il sera préférable de choisir la modulation QPSK la plus robuste pour un SNR varie entre 3.2 dB et 4.4 dB et entre 2.4 dB et 3.6 et dB pour MIMOM et MIMOP respectivement. 16-QAM peut obtenir une meilleure efficacité spectrale lorsque le SNR varie entre 4.4 dB et 6.4 dB et entre 3.6 dB et 4.6 dB en utilisant MIMOM et MIMOP respectivement. Pour un SNR plus grand que 6.4 dB et 5.2 dB pour MIMOM et MIMOP respectivement, la modulation 64-QAM fournira le maximum d'efficacité spectrale pour les performances du TEB requis.

Tableau 3.3: Seuil de décision pour la modulation adaptative.

<b>Modulation Techniques</b>	<b>SNR</b>	<b>Bits/Symbol</b>
QPSK-MIMOM	$SNR < 4,4$	2
16-QAM-MIMOM	$4,4 \leq SNR \leq 6,4$	4
64-QAM-MIMOM	$SNR > 6,4$	6
QPSK-MIMOP	$SNR < 3,6$	2
16-QAM-MIMOP	$3,6 \leq SNR \leq 4,6$	4
64-QAM-MIMOP	$SNR > 5,2$	6

Les simulations montrent que MIMOP présente de meilleures performances que les MIMOM en termes du TEB dans la galerie de mine souterraine.

### 3.5 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté les performances de la modulation adaptative appliquée au standard LTE basée sur des résultats expérimentaux obtenus à partir de mesures à une fréquence de 2.4 GHz dans une galerie de mine souterraine. Deux types d'antennes ont été utilisés: les antennes MIMO  $2 \times 2$  patch et MIMO  $2 \times 2$  monopôles. Nous avons constaté que le facteur K pour le MIMOP est plus élevé que celui de MIMOM dans la plupart des endroits de la galerie de mine. En effet, l'antenne monopole produit plus de multi-trajets comparés à l'antenne patch. Il a été démontré que la corrélation du canal dépend des caractéristiques de propagation par trajets multiples et aussi les propriétés de l'installation de l'antenne (caractéristiques de rayonnement). En effet, le diagramme de rayonnement ou la largeur de bande d'une antenne directionnelle accepte uniquement les signaux à multi-trajets qui arrivent dans le diagramme de rayonnement de l'antenne, ce qui limite par conséquent la quantité de trajets multiples reçus dans le canal. On aboutit à une diminution des retards de propagations et une capacité de canal inférieure à celle obtenue en utilisant des antennes omnidirectionnelles.

Les schémas de modulation numériques pris en compte sont QPSK, 16-QAM et 64-QAM. Les résultats montrent clairement que la modulation 64-QAM donne la meilleure performance à la distance de 10m quand le SNR est au moins égal à 7.5 dB. Par conséquent, lorsque nous avons plus de 5m supplémentaire, soit  $d_{Tx-Rx} = 15m$ , la modulation 16-QAM est meilleur que celles QPSK et 64-QAM. Pour  $d_{Tx-Rx} = 20m$ , le QPSK donne les meilleures performances en termes du TEB. En conclusion, il a été donc montré que la MIMOP présente de meilleures performances en termes du TEB que le MIMOM dans la galerie de mine souterraine. Certes, l'utilisation des antennes multiples MIMOM pour les systèmes radio offre des gains importants (au niveau de la capacité du canal). Mais, l'augmentation de la directivité de l'antenne en utilisant MIMOP conduit à une grande fiabilité avec la même bande passante.

## Chapitre 4

# Modulation adaptative appliquée au système MIMO- ULB dans un environnement minier souterrain

### 4.1 Introduction

Dans les dernières années, les systèmes MIMO ont attiré un grand intérêt des universitaires et les centres de recherches pour leurs pouvoirs à augmenter la capacité du canal sans utiliser de ressources spectrales supplémentaires. Le taux de débit fourni par une telle technologie a été largement exploité dans les systèmes à bande étroite, alors que ce n'est que récemment les avantages de l'intégration de la technique des communications MIMO à très large bande (ULB) ont été étudiés [56].

En fait, la technologie MIMO offre la possibilité d'améliorer les performances substantielles des systèmes ULB et résoudre certains de leurs problèmes clés, comme mentionnés dans la littérature [56, 57, 58]. Par ailleurs, les performances de ces systèmes est fortement dépendantes des propriétés du canal de propagation sans fil, et une compréhension du canal est donc cruciale dans la conception des futurs systèmes sans fil.

Parallèlement, la technologie de radiocommunication ULB a été prouvée très faisable pour les communications à très haut débit à courte portée, tel que le réseau personnel sans fil (Wireless Personal Area Network WPAN) [59]. ULB a également été utilisée dans les communications câblées pour résoudre le problème du débit de transmission limité sur un canal de ligne à haute tension (PowerLine Channel PLC) [60]. Quelques études ont été effectuées sur la transmission de signaux ULB sur le canal de PLC [61, 62]. Le système de transmission a montré un grand nombre de défauts, c'est-à-dire qu'il est difficile de recueillir l'énergie des multi-trajets en utilisant une fréquence radio unique (RF) [63].

Dans ce chapitre, les paramètres caractérisant le canal à l'aide d'un ensemble de mesures collectées dans un environnement minier souterrain en utilisant deux configurations de réseau d'antennes ont été utilisés pour étudier la modulation adaptative dans les systèmes MIMO-ULB.

## 4.2 Mesures expérimentales

### 4.2.1 Description de l'environnement minier souterrain

Les mesures ont été effectuées dans une galerie de mine souterraine située à 40 m de la surface. La galerie s'étend sur une longueur de 75 m avec une largeur et une hauteur d'environ 5 m. La figure 4.1 montre une carte de la galerie souterraine. On trouve dans l'environnement de la galerie un grand tracteur minier d'une hauteur de 3 m bloquant le chemin et les petits outils d'exploration minière de hauteur maximale de 2 m. L'environnement est principalement constitué de parois très approximatives, et le plancher n'est pas plat. La galerie possède également plusieurs branches de tailles différentes à divers endroits. L'humidité reste élevée, les gouttes d'eau tombant de partout qui recouvrent le sol. En outre, la température peut varier de  $6^{\circ}$  à  $15^{\circ}\text{C}$  le long de l'année.

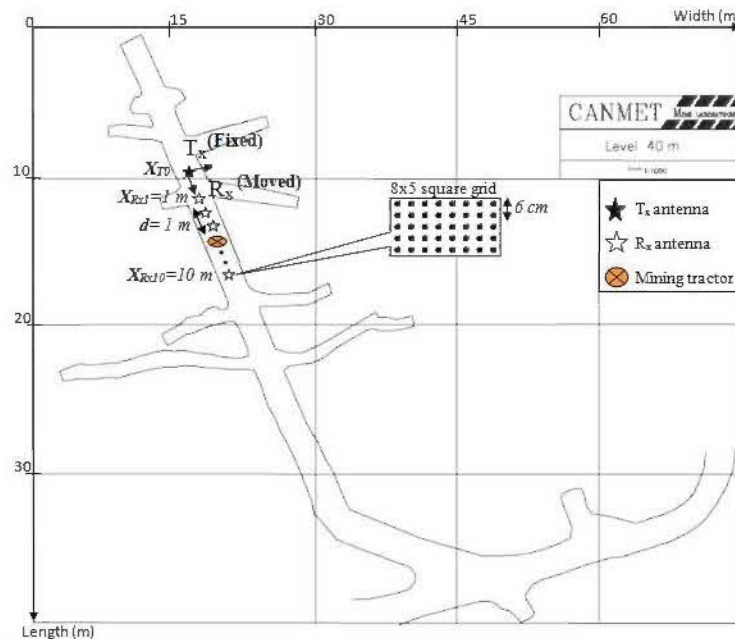


Fig. 4.1. Plan de la mine au niveau 40m à CANMET

#### 4.2.2 Réseau d'antennes MIMO

Le système d'antenne MIMO utilisé lors de la campagne de mesure est constitué d'un réseau d'antennes Vivaldi MIMO-ULB 2X2 [64], est conçu en utilisant le logiciel de conception d'antenne HFSS basé sur la méthode des éléments finis (FEM) et fabriqué dans notre laboratoire et utilisée pour la transmission et la réception du signal RF. L'antenne Vivaldi offre un gain moyen de 12 dBi et une largeur de faisceau à 3 dB d'environ 30 °.

Cependant, la raison derrière le choix de ce type d'antenne parmi les autres antennes ULB vient du fait qu'il offre un diagramme de rayonnement stable et un gain élevé de 3 GHz à 10 GHz. En fait, deux différentes configurations d'antennes ont été examinées au cours des campagnes de mesures. La première est la configuration régulière (MIMO-R), où les deux antennes MIMO sont placées en parallèle avec une distance de séparation de 6 cm, comme indiqué dans la figure 4.2. a. La distance de 6 cm correspond à la moitié de la longueur d'onde moyenne. Toutefois, pour la seconde configuration (MIMO-A) un angle de 30 ° (15 ° de chaque côté) est formé. Cela est obtenu en maintenant les extrémités d'alimentation des antennes à 6 cm tout en faisant tourner symétriquement les autres extrémités jusqu'à obtenir 30°, comme représenté sur la figure 4.2. b. Cet angle est choisi en fonction de la largeur de faisceau d'antennes de 3 dB pour assurer une orthogonalité entre les faisceaux. Par conséquent, cette dernière disposition offre une couverture plus large et peut favoriser certains signaux multi-trajets et donc produit une matrice de canal moins corrélée.



Fig. 4.2. Configuration du 2x2 MIMO-Vivaldi (a) MIMO-R (b) MIMO-A

### 4.2.3 Campagnes de mesure

Notre analyse est basée sur des mesures du canal ULB dans la fréquence allant de 3.1 à 10.6 GHz, soit une bande passante de  $WB = 7.5$  GHz à l'aide d'un analyseur de réseau vectoriel (PNA, Agilent E8363B). Le montage expérimental du système de mesure est montré dans la figure 4.3. Le système est composé principalement de deux ensembles identiques des antennes Vivaldi (à l'émission et à la réception) placés à une hauteur de 1,30 m au-dessus du niveau du sol et connectée aux ports d'entrée et de sortie de l'analyseur de réseau PNA. Deux commutateurs RF rapides (Pulsar, SW2AD-22), un amplificateur de puissance (PA) pour la transmission de signaux et un amplificateur à faible bruit (LNA) pour la réception de signaux ont été utilisés pour compenser les pertes dues aux câbles coaxiaux. Les deux amplificateurs disposent d'un gain de 30 dB chacun. En fait, chaque canal est mesuré de manière séquentielle à l'aide des commutateurs en supposant que le canal est statique, et tout le système de mesure est calibré pour l'atténuation et de la distorsion de phase.

Afin de caractériser statistiquement le canal de propagation à petites échelles, le récepteur est déplacé sur une grille de forme carrée ayant 40 points (8x5) dont la distance entre chaque point adjacent est égale à 6 cm. Cette distance (6 cm) correspond à la moitié de la longueur d'onde  $\lambda/2$  de la composante la plus basse de la largeur de bande c.-à-d. 3 GHz, afin de ne pas corrélérer l'évanouissement à petite échelle d'une part. D'autre part, pour caractériser les statistiques du canal de propagation à grande échelle, le récepteur a été déplacé, indépendamment de la position fixe de l'émetteur, avec un pas de 1 m sur une distance allant de 1 m à 4 m dans le cas LoS de 4 m à 10 m dans le cas NLOS (présence d'un tracteur d'une hauteur maximale de 3 m). La figure 4.4 montre une photographie du côté du récepteur à  $d_{Tx-Rx} = 7$  m, tandis que l'émetteur est fixé à  $X_{T0}$  comme indiqué dans la figure 4.1. En fait, pour chaque position de mesure, la fonction de transfert complexe est:

$$G_{x,y,f} = A_{x,y,f} e^{j\theta_{x,y,f}} \quad (4.1)$$

$$x,y \in \{1, \dots, n_g\}, f \in \{1, \dots, n_f\}.$$

$A_{x,y,f}$  et  $\theta_{x,y,f}$  sont l'amplitude et la réponse de phase à la fréquence  $f$  sur la position de grille  $(x, y)$ . Durant les mesures, le port de transmission du PNA fait un balayage de 6401 valeurs discrètes de fréquences uniformément réparties sur la bande de fréquence de 3 GHz à 10 GHz (3.1 à 10.6 GHz) avec un saut de fréquence de 1 MHz, et le port de réception collecte la variation de l'amplitude et de la phase de chaque composante de fréquence. À chaque distance entre l'émetteur et le récepteur, la fonction de transfert du canal a été mesurée 30 fois pour réduire l'effet du bruit aléatoire sur les mesures. La résolution fréquentielle de 1 MHz donne un étalement de retard de  $1 \mu s$  (correspondant à l'inverse de la résolution fréquentielle), qui est suffisamment grand comparée à l'étalement maximal de retard observé dans toutes les positions mesurées. Toutes les mesures du canal de propagation sont prises dans le domaine fréquentiel en « paramètre-S »  $S_{21}$ . Le tableau suivant résume les paramètres de balayage :

Tableau 4.1: Les paramètres de mesures.

Paramètres	Valeurs
WB = La largeur de la bande	7.5 GHz
$F_C$ = Fréquence centrale	6.85 GHz
Nb = Nombre de points d'échantillonnages	6401
$T_e$ = Résolution temporelle $1 / WB$	143 ps
$F_e$ = Résolution fréquentielle	1 MHz
L'étalement Maximal du retard	$1 \mu s$
Nombre d'essais par moyennage	30
Hauteur des antennes	1.3 m

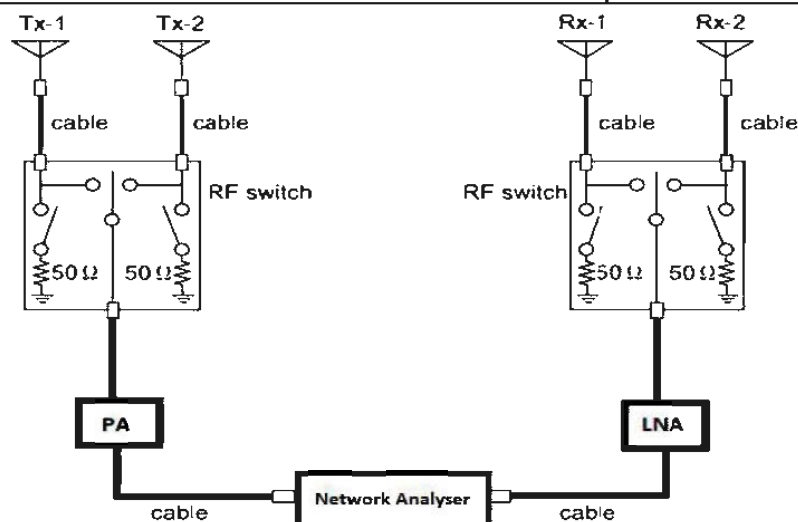


Fig. 0.3. Système de mesure.



### 4.3 Résultats de mesure

#### 4.3.1 Modèle de canaux MIMO.

On considère un système MIMO ( $N_t \times N_r$ ) à large bande pour lequel le canal de propagation est représenté dans le domaine fréquentiel par  $\mathbf{H}^{(\text{ULB})} \in \mathbb{C}^{N_r \times N_t \times N_f}$ , où  $N_t$ ,  $N_r$  sont le nombre d'antennes d'émission et de réception, respectivement.  $N_f$  est les valeurs de fréquences discrètes, tout en suivant l'approche rapportée dans [65].  $\mathbf{H}^{(\text{ULB})}$  peut être vu comme un vecteur dans le domaine fréquentiel. Chacun de ces éléments de la matrice MIMO ( $H^{(f)}$ ) considère que le canal est plat (c.-à-d. bande étroite), à la fréquence  $f \in \{f_l, \dots, f_h\}$ , où,  $f_l$  et  $f_h$  définissent les fréquences inférieure et supérieure de la fonction de transfert du canal, tout en considérant une représentation fréquentielle discrète. En appliquant le concept des systèmes MIMO à porteuses multiples, aussi largement connu sous le nom MIMO-OFDM, nous pouvons réduire le canal ULB dans un ensemble de canaux parallèles plats, chacune est centrée sur une composante de fréquence donnée. En utilisant cette approche, pour un  $f$  donné, le système  $N_t \times N_r$  peut être écrit comme :

$$y^{(f)} = H^{(f)} x^{(f)} + n^{(f)} \quad (4.2)$$

où  $x^{(f)} = [x_1^{(f)}, x_2^{(f)}, \dots, x_{N_t}^{(f)}]$  et  $y^{(f)} = [y_1^{(f)}, y_2^{(f)}, \dots, y_{N_r}^{(f)}]$  sont les vecteurs du signal transmis et reçus à la fréquence  $f$ , respectivement.  $n^{(f)} = [n_1^{(f)}, n_2^{(f)}, \dots, n_{N_r}^{(f)}]$  est le vecteur du bruit gaussien additif, et  $H^{(f)}$  est la matrice du canal définie par l'ensemble des coefficients d'évanouissement plat.

Dans un modèle du canal idéal, les sous-canaux du système MIMO sont supposés indépendants (non corrélés) et identiquement et sont distribués (iid) avec des enveloppes qui suivent la distribution de Rayleigh. Mais dans des systèmes pratiques, et en particulier dans un scénario LoS, les sous-canaux sont corrélés. La figure 4.4 montre les sous-canaux mesurés pour les deux configurations MIMO-R et MIMO-A pour les deux scénarios LoS et NLoS.

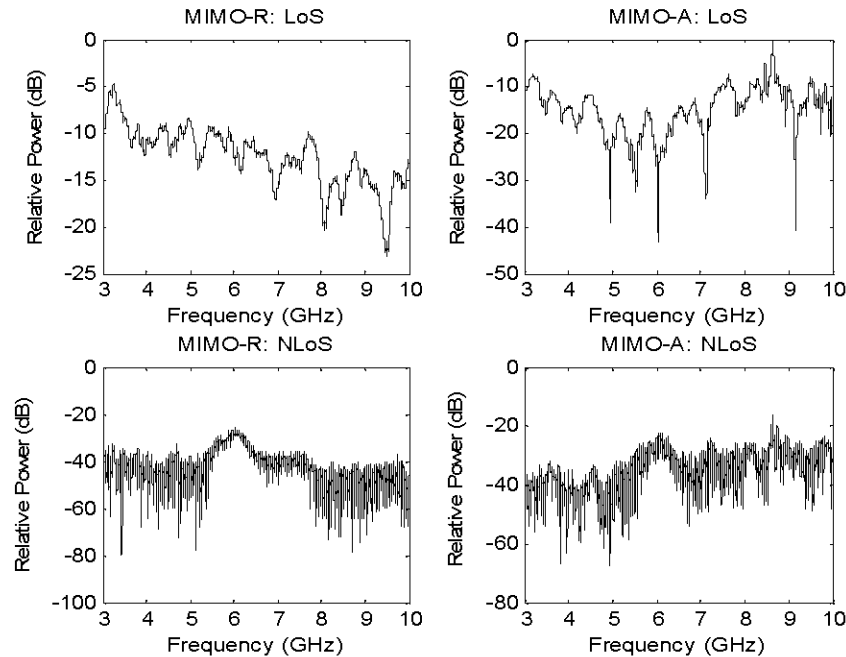


Fig. 4.4. Fonction de transfert du canal pour LoS:  $d_{\text{Tx-Rx}} = 3\text{m}$  et NLoS:  $d_{\text{Tx-Rx}} = 7\text{m}$ .

D'après ces résultats, il est très clair que l'effet de la machine minière dans les environs du système ULB n'est pas négligeable puisque le canal souffre de l'évanouissement. Étant donné que les mesures ont été effectuées dans le domaine fréquentiel, la transformée de Fourier discrète inverse (IDFT) a été appliquée à la fonction de transfert complexe mesurée en utilisant le fenêtrage de Hamming, dans le but d'obtenir la réponse impulsionnelle du canal.

### 4.3.2 Capacité

Puisque le gain de la capacité lié à l'utilisation des systèmes MIMO est principalement dû à l'exploitation des trajets multiples, la plupart des auteurs ont mis l'accent sur cette propriété en normalisant le SNR de la matrice du canal [66, 65]. Toutefois, les scénarios NLOS qui sont pourtant riches en trajets multiples et devraient fournir une grande capacité aboutissent malheureusement à des faibles SNR. Par contre, les scénarios avec LoS ont généralement un SNR élevé bien qu'ayant de moindres multi trajet. Ainsi, l'abondance en trajets multiples et le SNR ne sont généralement pas indépendants et certaines précautions doivent être prises lors de la normalisation du SNR dans l'étude des performances des systèmes. Par conséquent, dans le cas des applications pratiques,

nous avons considéré une puissance transmise constante de 10 dBm et un niveau de bruit de -110 dBm. En outre, le SNR moyen au niveau du récepteur pour chaque réalisation du canal change avec la variation de la perte de propagation. Dans ce cas, la capacité comprend à la fois les effets liés à la puissance reçue et la diversité spatiale [66].

En effet, si le canal est complètement inconnu à l'émetteur, c'est à dire, les informations d'état du canal (CSI) ne sont pas disponibles à l'émetteur, la capacité d'information mutuelle d'un canal  $N_t \times N_r$  à évanouissement plat peut être exprimée par (4.3), en supposant que la puissance transmise est uniformément distribuée entre les  $N_t$  antennes de transmission [67].

$$C_f(x) = \log_2 \det \left\{ I_{N_r} + \frac{\rho}{N_t} H_f^H(x) H_f(x) \right\} \quad \text{bps/Hz} \quad (4.3)$$

Où  $\rho$  est la moyenne du SNR reçu fixé à 10 dB,  $I_{N_r}$  désigne la matrice identité de taille  $N_r$  et  $()^H$  représente le conjugué hermitienne de la matrice  $H$ .

$$C_b(x) = \xi_f \{ C_f(x) \} \quad \text{bps/Hz} \quad (4.4)$$

Où  $\xi_f$  désigne la moyenne statistique sur la bande passante du canal. Notez que la capacité exprimée dans (4.3) est également appelé l'efficacité spectrale, et le débit maximal réalisable est donné par:

$$C = BW \cdot C_b \quad \text{bps} \quad (4.5)$$

Sur la base de (4.5), la capacité du canal est calculée selon des scénarios LOS et NLOS. Toutefois, afin d'analyser les systèmes réels où la puissance reçue n'est pas constante, il faut tenir compte à la fois des effets de corrélation et du SNR. Comme le montre la figure 4.5, la capacité est une fonction décroissante en fonction de la distance. Cela est dû à l'effet de l'affaiblissement de parcours, ce qui montre que la capacité s'appuie fortement sur le SNR au niveau des antennes réceptrices.

En fait, une augmentation de la perte due à l'affaiblissement de parcours signifie moins de puissance reçue ou une diminution du SNR reçu et donc une diminution en termes de capacité. Malgré la forte corrélation entre les sous-canaux et la présence d'un lien direct fort, l'amélioration de la capacité offerte par le MIMO sur le même canal en comparaison

avec un lien SISO est perceptible. En faisant la comparaison de la capacité du canal MIMO 2 x 2 pour les deux configurations d'antennes à celle de la transmission SISO, le gain de capacité peut être observé. Ce gain représente l'amélioration offerte par les MIMO par rapport aux SISO. Pour un canal idéal (MIMO  $n \times n$ ), le gain est d'environ  $n$ , ce qui veut dire que la capacité SISO est augmentée de  $n$  fois pour un niveau fixe du SNR [68, 69]. Il est clair d'après la figure 4.5 que le gain pour tous les canaux MIMO-ULB est inférieur à 2 en raison d'un certain degré de corrélation entre les sous-canaux. Il peut également être noté que la capacité de MIMO-A pour le scénario LoS est d'environ 5 Gbps supérieurs à celle de MIMO-R. Toutefois, cette différence n'est pas significative dans le scénario NLoS en particulier à partir de  $d_{Tx-Rx} = 8$  m. Ceci peut être expliqué par le fait qu'à faible niveau du SNR, le trajet direct n'est pas assez fort pour produire de différence significative dans la corrélation. Le tableau 4.2 montre les capacités moyennes des différents scénarios.

Tableau 4.2: Capacité moyenne.

Configuration de l'Ant.	SISO		MIMO-R		MIMO-A	
	LoS	NLoS	LoS	NLoS	LoS	NLoS
Capacité moyenne (Gbps)	30.24	15.13	49.17	22.11	54.84	24.85

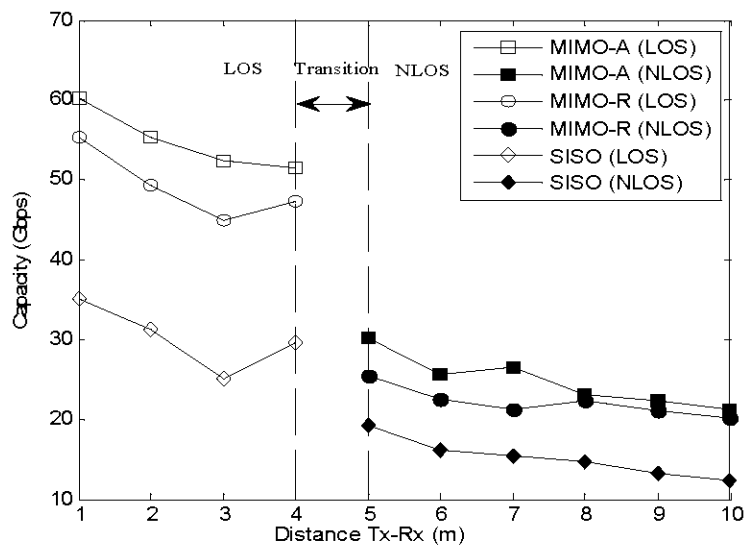


Fig. 4.5. La capacité du canal pour différentes configurations d'antenne.

#### 4.4 Modulation optimale pour le système WPAN-ULB

Dans le modèle WPAN-ULB original, seul le pan de la constellation QPSK est utilisé pour moduler les données d'information, ce qui limite le débit de transmission de données ainsi que les performances du système en termes de TEB vis-à-vis la variation du rapport signal sur bruit. En raison de la sélectivité fréquentielle introduite par les multi-trajets dans la mine souterraine, les sous-porteuses à faible SNR peuvent causer des erreurs de transmission. Par conséquent, le but de cette partie est d'exploiter la modulation adaptative pour minimiser la transmission en termes de TEB, tout en maintenant un système avec un débit de données constant durant la transmission.

Nous utilisons BPSK, QPSK, 8PSK et cartes constellation 16PSK pour la modulation adaptative, selon l'estimation de SNR pour chaque sous-porteuse.

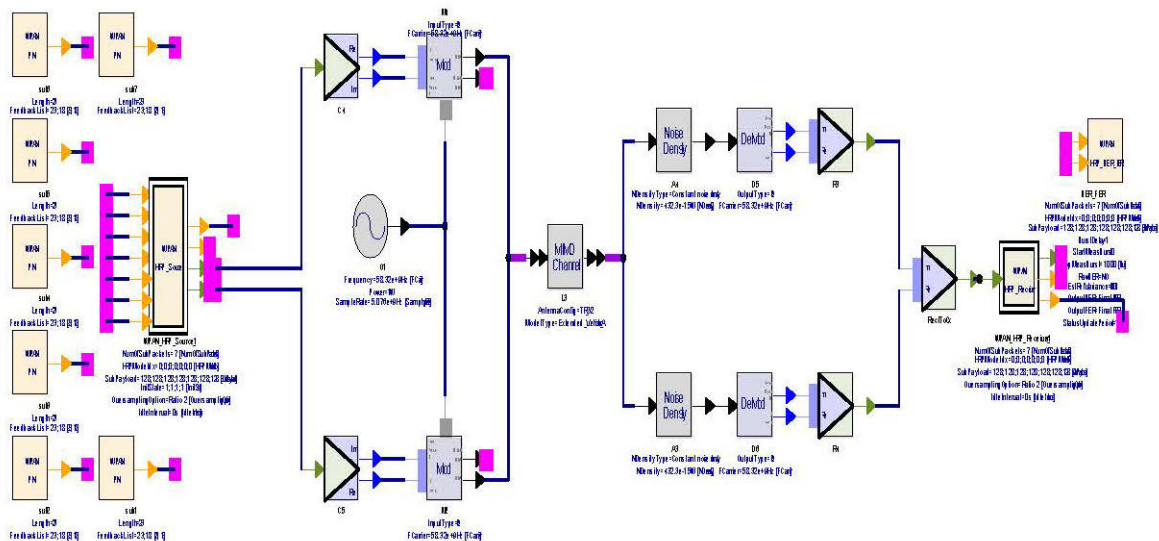
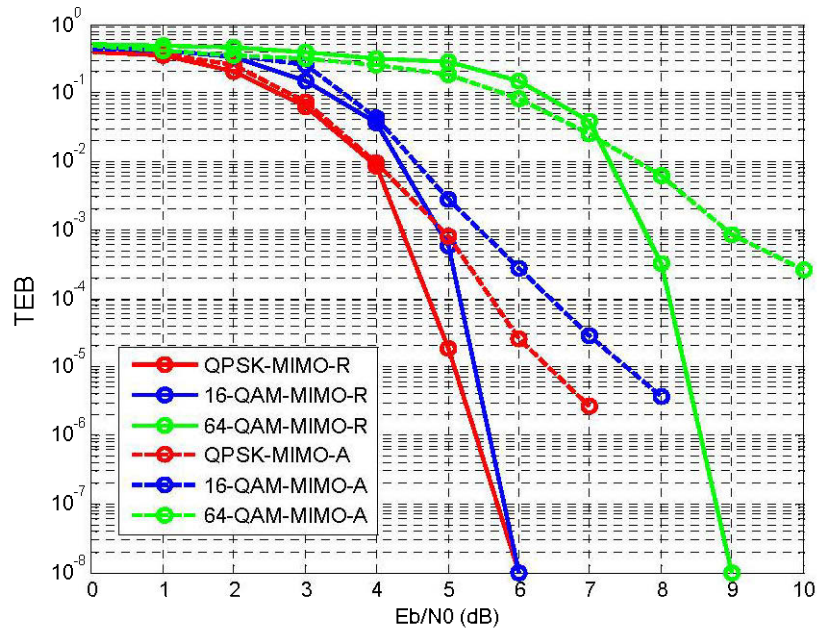


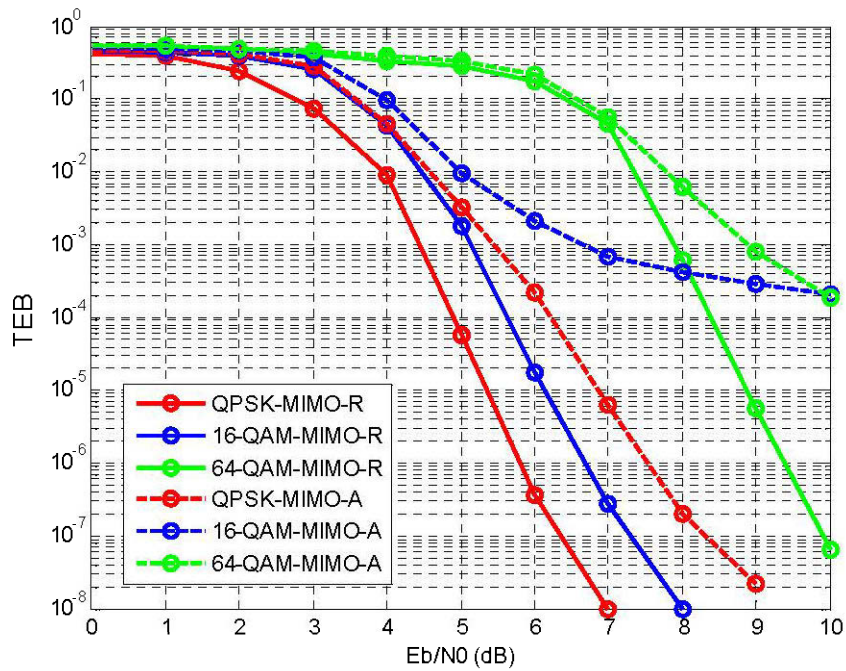
Fig. 4.6. Chaîne de transmission du système WPAN-ULB pour la liaison descendante.

La figure 4.6 montre le schéma bloc du système adaptatif WPAN sous SystemVue. Il est composé d'un émetteur, la couche MAC et un récepteur. Les simulations ont été effectués en prenant en considération un modèle du canal minier souterrain réel par les paramètres extraits des faites dans la mine, qui inclut les effets de trajets multiples et aussi une source possible d'interférences. Notons que le codage permettrait d'atteindre une meilleure performance dans un système pratique, mais il est omis dans le modèle pour

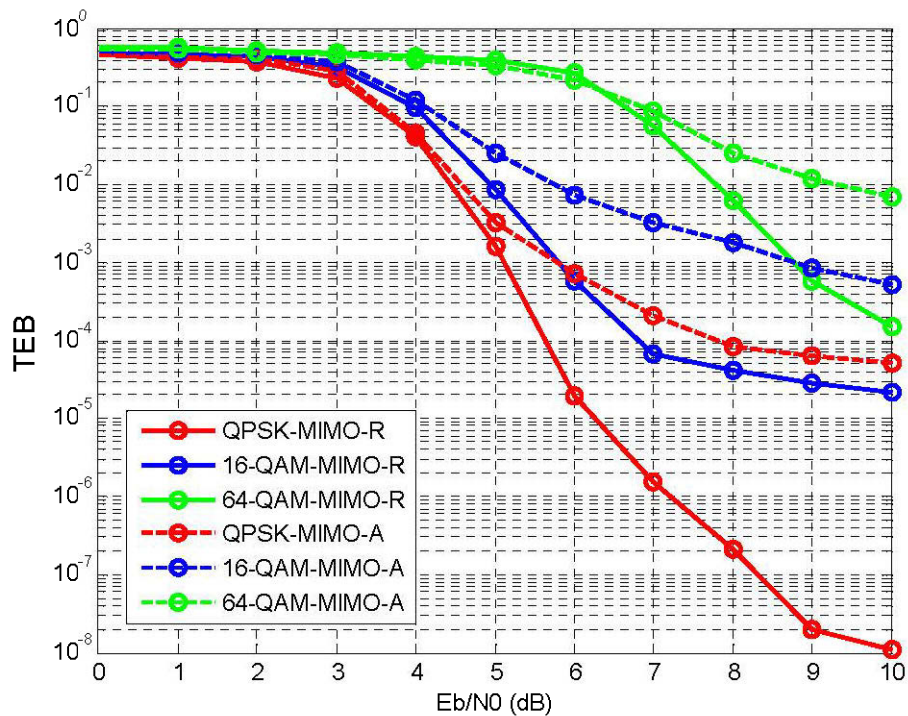
explorer l'effet de la modulation adaptative sur les performances du système MIMO-ULB.



(a)



(b)



(c)

Fig. 4.7. TEB pour différents schémas de modulation (QPSK, 16-QAM, 64-QAM). Pour (a)  $d_{Tx-Rx}=3$  m (b)  $d_{Tx-Rx}=7$  m (c)  $d_{Tx-Rx}=10$  m.

La figure 4.7 montre le TEB de différentes modulations (QPSK, 16-QAM, 64-QAM) en utilisant le standard WPAN. Trois distances ont été prises en considération dans les simulations dans la galerie souterraine pour MIMO-R et MIMO-A, à savoir 3m, 7 m et 10m.

D'après les résultats de la figure 4.7 (a), il a été remarqué que pour un seuil de  $TEB=10^{-4}$ , une modulation QPSK est meilleure que 16-QAM et 64-QAM lorsque la distance de séparation entre l'émetteur et le récepteur est de 3m. À  $d_{Tx-Rx}=7$  m, les performances de la 64-QAM sont dégradées par rapport à 16-QAM et QPSK tel que indiqué dans la figure 4.7 (b). Par ailleurs, la figure 4.7 (c) montre que lorsqu'on augmente la distance de séparation ( $d_{Tx-Rx}=10$  m), les performances de modulation M-QAM sont dégradées pour MIMO-R et MIMO-A.

Les tableaux 4.3 et 4.4 résument l'énergie requise par bits sur le bruit ( $E_b/N_0$ ) nécessaire pour satisfaire un seuil du TEB pour chaque modulation dans les conditions du canal souterrain en utilisant les deux configurations d'antennes MIMO-R et MIMO-A. En effet, lorsque la modulation 64-QAM est utilisée à  $d_{Tx-Rx}=3$  m et  $d_{Tx-Rx}=7$  m pour une application qui nécessite un  $TEB=10^{-4}$ , 6 bits par symbole peuvent être considérés pour satisfaire l'exigence où le SNR atteint 8.2 dB et 8.4 dB pour MIMO-R. Cependant, lorsque l'antenne réceptrice est déplacée de 3 m ( $d_{Tx-Rx}=10$  m), le SNR atteint 6.82dB pour MIMO-R, alors 4bits par symbole peuvent être utilisés. Cela signifie que la modulation 16-QAM donne de meilleures performances à cette distance. Dans le cas de la configuration MIMO-A, la modulation 16-QAM est utilisée pour le même type d'application que MIMO-R à  $d_{Tx-Rx}=3$  m. En outre, si nous l'obtenons encore plus loin ( $d_{Tx-Rx}=7$  m et  $d_{Tx-Rx}=10$  m), 4bits par symbole peuvent être utilisés. D'où la modulation 16-QAM est sélectionnée pour les deux distances.

Tableau 4.3:  $E_b/N_0$  requit pour satisfaire  $TEB_{Thr}$  pour les modulations QPSK, 16-QAM, 64-QAM en utilisant MIMO-R.

Distance [m]	$TEB_{req}$	QPSK-MIMO-R	16-QAM-MIMO-R	64-QAM-MIMO-R
3	$10^{-4}$	4,7 dB	5,2 dB	8,2 dB
7	$10^{-4}$	4,8 dB	5,6 dB	8,4 dB
10	$10^{-4}$	5,6 dB	6,82	∥∥

Tableau 4.4:  $E_b/N_0$  requit pour satisfaire  $TEB_{Thr}$  pour les modulations QPSK, 16-QAM, 64-QAM en utilisant MIMO-A.

Distance [m]	$TEB_{req}$	QPSK-MIMO-A	16-QAM-MIMO-A	64-QAM-MIMO-A
3	$10^{-4}$	5,4 dB	6,5 dB	∥∥
7	$10^{-4}$	6,3 dB	∥∥	∥∥
10	$10^{-4}$	7,8 dB	∥∥	∥∥



Le Tableau 4.5 illustre deux facteurs importants, à savoir; le niveau pour lequel la modulation doit être changée et le nombre de bits par symbole qui sera utilisé pour calculer l'efficacité spectrale de la modulation adaptative. En opérant à un  $TEB=10^{-4}$ , aucune modulation n'est exécutée lorsque le SNR est inférieur à 4.7 dB et 5.4 dB pour MIMO-R et MIMO-A respectivement. Ainsi, il sera préférable de choisir la modulation QPSK la plus robuste pour un SNR varie entre 5.4 dB et 6.3 dB et de basculer vers la modulation 16-QAM lorsque le SNR est supérieur à 6.3 pour MIMO-A. Dans ce cas, la modulation 16-QAM peut obtenir une meilleure efficacité spectrale lorsque le SNR varie entre 4.7 dB et 6.8 dB en utilisant MIMO-R. Pour un SNR plus grand que 6.8 dB, la modulation 64-QAM fournira le maximum d'efficacité spectrale pour les performances du TEB requis.

Tableau 4.5: Seuil de décision pour la modulation adaptative.

Modulation	SNR	Bits/Symbol
16-QAM-MIMO-R	$4,7 \leq \text{SNR} \leq 6,8$	4
64-QAM-MIMO-R	$\text{SNR} > 6,8$	6
QPSK-MIMO-A	$5,4 \leq \text{SNR} \leq 6,3$	2
16-QAM-MIMO-A	$\text{SNR} > 6,3$	4

#### 4.5 Conclusion

La performance du système MIMO-ULB a été évaluée dans cette étude qui est basée sur des mesures des canaux radio, effectuées dans une mine d'or souterraine avec la présence de machines d'exploitation minière. Il a été observé que l'environnement joue un rôle important et affecte considérablement les performances d'un système MIMO. En effet, les résultats montrent que ce comportement de propagation est spécifique à ces milieux souterrains et donnent un aperçu au concepteur, en ce qui concerne le choix de la structure d'antenne approprié d'un point de vue de la capacité du canal. De plus, nous avons proposé d'associer la modulation adaptative au système WPAN-ULB tout en

maximisant la qualité de la transmission et satisfaisant une contrainte sur la probabilité d'erreur. Nous avons noté que le système adaptatif proposé permet d'obtenir les meilleures performances en termes d'efficacité spectrale tout en gardant le taux d'erreur binaire fixe.

## CONCLUSION GÉNÉRALE

Dans ce travail de maîtrise, les caractéristiques des canaux de propagation du réseau local sans fil (2,4 GHz) et ULB (3-10 GHz) sont analysées à partir des mesures expérimentales effectuées dans un environnement minier souterrain. Nous avons présenté les performances de la modulation adaptative appliquée au standard LTE par une exploration des caractéristiques du canal à 2,4 GHz en utilisant le logiciel de simulation SystemVue. Deux différents types d'antennes ont été considérés durant les mesures à 2.4 GHz : le monopôle (omnidirectionnel) et le patch (directionnel), afin d'étudier l'effet de directivité de l'antenne sur les performances du canal MIMO et sur la modulation adaptative. Il a été démontré que l'antenne monopôle (MIMOM) présente de meilleures performances en termes de capacité que celle donnée par l'antenne patch (MIMOP). Par conséquent, le gain de capacité dépend des caractéristiques de propagation par trajets multiples et des propriétés d'antenne (caractéristiques de rayonnement). D'autre part, nous avons conçu un système adaptatif afin de maximiser l'efficacité spectrale (nombre de bits utilisé) tout en satisfaisant une contrainte sur la probabilité d'erreur. Il a aussi été prouvé que MIMOP présente de meilleures performances en termes du TEB que MIMOM dans la galerie de mine souterraine.

Comme les systèmes de communication dédiés aux futures applications sans fils dans les mines appellent à l'augmentation des taux de données avec faible consommation d'énergie, notre attention est focalisé à caractériser le canal sans fil par deux technologies de communication sans fil à courte portée prometteuses et à fort intérêt, à savoir les systèmes ultra large (WPAN-ULB) dans le contexte des systèmes MIMO, et par la suite, exploiter la modulation adaptative tout en maintenant un système avec un débit de données constant durant la transmission. Pour atteindre ces objectifs, les signaux avec des très larges bandes passantes doivent être employés. Une façon de concevoir ces systèmes de communication consiste à utiliser des signaux ULB en tant que technologie de sous-couche en utilisant tout ou une partie du spectre des fréquences entre 3,1 et 10,6 GHz. Un ensemble d'antennes Vivaldi a été utilisé pour évaluer le système MIMO-ULB. La raison derrière le choix de ce type d'antenne par rapport à d'autres antennes ULB vient du fait

qu'ils offrent un diagramme de rayonnement stable et un gain élevé dans toute la bande de fréquence ULB. Deux configurations d'antennes différentes ont été examinées au cours des campagnes de mesures. La première est la configuration régulière (MIMO-R), où les deux antennes MIMO sont placées parallèlement à 6 cm. La distance de 6 cm correspond à la moitié de la longueur d'onde moyenne (pas moyenne, mais la petite à 3 GHz, à vérifier). Toutefois, pour la seconde configuration (MIMO-A), un angle de  $30^\circ$  ( $15^\circ$  de chaque côté) est formé pour assurer une meilleure orthogonalité entre les lobes. Ceci est obtenu en maintenant les extrémités d'alimentation des antennes à 6 cm tout en tournant symétriquement les autres extrémités jusqu'à obtenir le  $30^\circ$ . Cette dernière disposition a montré de meilleures performances en termes d'efficacité spectrale. En plus, le modèle adaptatif appliqué au standard WPAN a permis d'obtenir de meilleures performances en termes d'efficacité spectrale tout en gardant le taux d'erreur binaire fixe durant la transmission.

La conclusion générale qui peut être tirée de ce travail est que les bandes WLAN, ULB sont des technologies potentielles pour les applications à hauts débits en environnement minier souterrain. En outre, la combinaison de ces technologies avec la modulation adaptative et les systèmes MIMO est très prometteuse pour viser à maximiser le débit de données, même lorsque des problèmes pratiques tels que les machines et la présence des mineurs.

## RÉFÉRENCES

- [1] I.E. Telatar, "Capacity of multi-antenna Gaussian Channels," *European Transactions on Telecommunications*, vol. 10, no. 6, pp. 585-595, November-December 1999.
- [2] G.J. Foschini and M.J. Gans, "On limits of wireless communication in a fading environment when using multiple antennas," *Wireless Personal Communications*, vol. 6, no. 3, pp. 311-335, March 1998.
- [3] 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, no. 2, pp. 744-765, March 1998.
- [4] G.J. Foschini and M.J. Gans, "On limits of wireless communication in a fading environment when using multiple antennas," *Wireless Personal Communications*, vol. 6, no. 3, pp. 311-335, March 1998.
- [5] P. Sebastian, H. Sampath, and A. Paulraj, "Adaptive modulation for multiple antenna systems," in *Proceedings of Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers*, vol. 1, pp. 506-510, October 2000.
- [6] S. Zhou and G.B. Giannakis "Adaptive modulation for multi-antenna transmissions with channel mean feedback," *IEEE transactions on Wireless Communications*, vol. 3, no. 5, pp. 1626-1636, September 2004.
- [7] Z. Zhou, B. Vucetic, M. Dohler, and Y. Li "MIMO systems with adaptive modulation," *IEEE transactions on Vehicular Technology*, vol. 54, no. 5, pp. 1828-1842, September 2005.
- [8] C. Roh and B.D. Rao, "Adaptive modulation for multiple antenna channels," in *Proceedings of the Thirty-Sixth Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers*, vol. 1, pp. 526-530, November 2002.
- [9] Z.Y. Wang and C. HE, "Adaptive modulation MIMO system based on minimizing transmission power," *Journal of Zhejiang University SCIENCE A*, pp. 1046-1050, 2006.
- [10] Hou-Neng Wang; Li Ding; Zhi-Hong Guan and Jie Chen, "Limitations on minimum tracking energy for SISO plants," *Control and Decision Conference, 2009. CCDC '09. Chinese*, June 2009.
- [11] A. F. Molisch, *Wireless Communications*, 2nd ed. New York: IEEE Press/Wiley, Nov. 2010.
- [12] I.E. Telatar, "Capacity of multi-antenna Gaussian Channels," *European Transactions on Telecommunications*, vol. 10, no. 6, pp. 585-595, November-December 1999.
- [13] A. F. Molisch, M. Z. Win, and J. H. Winters, "Capacity of MIMO systems with antenna selection," in *IEEE International Conference on Communications, (Helsinki)*, pp. 570-574, 2001.

- [14] L. Hanlen and M. Fu, "Multiple antenna wireless communication systems: Capacity limits for sparse scattering," in Proc. 3rd Australian Communication Theory Workshop, AusCTW 2002, Canberra, Australia, 2002.
- [15] H. Bölcskei, D. Gesbert, and A. J. Paulraj, "On the capacity of OFDM based spatial multiplexing systems," IEEE Trans. Commun., vol. 50, pp. 225–234, Feb. 2002.
- [16] Li, K., RF Beamformers for High-speed Wireless Communication. Ph.D Thesis, Georgia Institute of Technology, 2000.
- [17] G. J. Foschini and M. J. Gans, "On limits of wireless communications in a fading environment when using multiple antennas," Wireless Pers. Commun., vol. 6, pp. 311–335, Mar. 1998.
- [18] G. J. Foschini, "Layered space-time architecture for wireless communication in a fading environment when using multielement antennas," Bell Labs Tech. J., pp. 41–59, Autumn 1996.
- [19] E. Telatar, "Capacity of multiantenna Gaussian channels," AT&T Bell Laboratories, Tech. Memo., June 1995.
- [20] G. Raleigh and J. M. Cioffi, "Spatial-temporal coding for wireless communications," IEEE Trans. Commun., vol. 46, pp. 357–366, 1998.
- [21] A. F. Molisch, Wireless Communications, 2nd ed. New York: IEEE Press/Wiley, Nov. 2010.
- [22] J. Adeane, W. Malik, I. Wassell, and D. Edwards, "Simple correlated channel model for ultrawideband multiple-input multiple-output systems," IET Microwaves, Antennas and Propagation, vol. 1, no. 6, pp. 1177–1181, 2007.
- [23] Malik, W.Q., Edwards, D.J., and Stevens, C.J.: 'Measured MIMO capacity and diversity gain with spatial and polar arrays in ultrawideband channels', IEEE Trans. Commun., December 2007.
- [24] T. Svantesson and J. Wallace, "On signal strength and multipath richness in multi-input multi-output systems," in Proc. IEEE Int. Conf. on Commun., May 2003, vol. 4, pp. 2683–2687.
- [25] S. Bug, C. Wengerter, I. Gaspard, R. Jakoby: "WSSUS-Channel Models for Broadband Mobile Communication Systems". Proceedings of the Vehicular Technology Conference, Vol.2, 894 -898, 2002.
- [26] Mathieu Boutin, Ahmed Benzakour, Charles L. Despins and Sofiène Affes, "Radio Wave Characterization and Modeling in Underground Mine Tunnels," IEEE TRANSACTIONS ON ANTENNAS AND PROPAGATION, VOL. 56, NO. 2, FEBRUARY 2008.
- [27] M. Pätzold: "Mobile Fading Channels". ISBN: 0-471495492, Hardcover, March 2002.
- [28] J. Pons, J. Dunlop, "Bit Error Rate Link Adaptation for GSM," The Ninth IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, 1998, Volume: 3 , 8-11 Sep 1998. Page(s): 1530 -1534 vol.3.

- [29] J.M. Torrence, L. Hanzo, "Upper bound performance of adaptive modulation in a slow Rayleigh fading channel," *IEEE Electronics Letters*, Vol. 32, pg 718, April 1996.
- [30] Zhendong Zhou, Branka Vucetic, Mischa Dohler, Yonghui Li, "MIMO Systems With Adaptive Modulation", *IEEE TRANSACTIONS ON VEHICULAR TECHNOLOGY*, VOL. 54, NO. 5, SEPTEMBER 2005.
- [31] N. Costa and S. Haykin, *Multiple-Input, Multiple-Output Channel Models*. New York: Wiley, 2010, Wiley Series in Adaptive and Learning Systems for Signal Processing, Communications, and Control.
- [32] A. F. Molisch, *Wireless Communications*, 2nd ed. New York: IEEE Press/Wiley, Nov. 2010.
- [33] G. J. Foschini and M. J. Gans, "On limits of wireless communications in a fading environment when using multiple antennas," *Wireless Pers. Commun.*, vol. 6, pp. 311–335, Mar. 1998.
- [34] M. Chiani, M. Win, and A. Zanella, "On the Capacity of Spatially Correlated MIMO Rayleigh-fading Channels," *IEEE Transactions on Information Theory*, , vol. 49, no. 10, pp. 2363–2371, 2003.
- [35] J.-M. Molina-Garcia-Pardo, M. Liénard, E. Simon, and P. Degauque, "On the possibility of applying polarization diversity in tunnels," in *Proc. MSWIM Conf.*, Tenerife, Spain, Oct. 26–30, 2009, pp. 392–395.
- [36] M. Lienard, P. Degauque, J. Baudet and D. Degardin, "Investigation on MIMO channels in subway tunnels", *IEEE J. on Selected Areas in Communications*, vol. 21, n°3, pp. 332 – 339, April 2003.
- [37] J.-M. Molina-Garcia-Pardo, M. Liénard, P. Degauque, D. Dudley, and L. Juan Llácer, "Interpretation of MIMO channel characteristics in rectangular tunnels from modal theory," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 57, no. 3, pp. 1974–1979, May 2008.
- [38] J.-M. Molina-Garcia-Pardo, M. Lienard, A. Nasr and P. Degauque, "On the Possibility of Interpreting Field Variations and Polarization in Arched Tunnels Using a Model for Propagation in Rectangular or Circular Tunnels," *IEEE Trans. Antennas Propagat.* vol. 56, no. 4, pp. 1206–1211, Apr. 2008.
- [39] A.J. Goldsmith and S.-G. Chua, "Variable rate variable power MQAM for fading channels," *IEEE Trans. Commun.*, vol.45, no. 10, pp.1218–1230, Oct.1997.
- [40] S.Vishwanath and A.Goldsmith, "Adaptive turbo-coded modulation for flat-fading channels," *IEEE Trans. Commun.*, vol.51, no.6, pp.964–972, Jun.2003.
- [41] I. Ben Mabrouk, L. Talbi, M. Nedil, Y. Coulibaly and T. A. Denidni, "MIMO Channel Characterization at 2.4 GHz in Underground Gold Mines," 2011 IEEE AP-S International Symposium on Antennas and Propagation. Spokane, USA.
- [42] Sema Dumanli, Chris Railton and Dominique Paul, "A decorrelated closely spaced array of four slot antennas backed with SIW cavities for MIMO communications", *Loughborough Antennas and Propagation Conference*, Nov. 2009, pp277-280.

- [43] Venugopal V. Veeravalli, Yingbin Liang, and Akbar M. Sayeed, "Correlated MIMO Wireless Channels: Capacity, Optimal Signaling, and Asymptotics", *IEEE TRANSACTIONS ON INFORMATION THEORY*, VOL. 51, NO. 6, JUNE 2005.
- [44] A. E. I. Lamminen, J. Saily, and A. R. V. Vimpri, "60 GHz Patch Antennas and Arrays on LTCC With Embedded-Cavity Substrates," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 56, no. 9, pp. 2865-2874, Sep. 2008.
- [45] J. W. Wallace and M. A. Jensen, "Mutual coupling in MIMO wireless systems: A rigorous network theory analysis," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 3, no. 4, pp. 1317–1325, Jul. 2004.
- [46] N. Moraitis and P. Constantinou, "Indoor Channel Measurements and Characterization at 60 GHz for Wireless Local Area Network Applications," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 52, no. 12, pp. 3180-3189, 2004.
- [47] T. S. Rappaport, *Wireless Communications, Principles and Practice*, 2nd ed, Prentice Hall, New Jersey, 2002.
- [48] M. Lienard, P. Degauque, J. Baudet and D. Degardin, "Investigation on MIMO channels in subway tunnels" ,*IEEE J. on Selected Areas in Communications*, vol. 21, no. 3, pp. 332-339, April 2003.
- [49] A. J. Paulraj, R. Nabar, and D. Gore, *Introduction to Space-Time Wireless Communications*. Cambridge, UK: Cambridge University Press, 2003.
- [50] W. Q. Malik, "Spatial correlation in ultrawideband channels," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 7, no. 2, pp. 604–610, Feb. 2008.
- [51] J. A. Valdesueiro, B. Izquierdo and J. Romeu, "On 2x2 MIMO Observable Capacity in Subway Tunnels at C-Band: An Experimental Approach", *Antennas and Wireless Propagation Letters*, Vol. 9, pp. 1099- 1102 December 2006.
- [52] Foschini, G. J. and M. J. Gans, "On limits of wireless communications in a fading environment when using multiple antennas", *Wireless Personal Commun.*, vol. 6, no. 3, pp. 311-335, Mar. 1998.
- [53] G. J. Foschini, "Layered space-time architecture for wireless communication in a fading environment when using multielement antennas," *Bell Labs Tech. J.*, pp. 41–59, Autumn 1996.
- [54] G. J. Foschini and J. Gans, "On Limits of Wireless Communications in a Fading Environment when Using Multiple Antennas", *Wireless Personal Communications*, vol. 6, no. 3, pp. 315-335, March, 1996.
- [55] IST-WINNER II Deliverable 1.1.2 v.1.2, "WINNER II Channel Models," IST-WINNER2, Tech. Rep., 2007 (<http://www.ist-winner.org/deliverables.html>).
- [56] S. van Roy, C. Oestges, F. Horlin, and P. De Doncker, "A comprehensive channel model for uwb multisensor multi-antenna body area networks," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 58, pp. 163–170, Jan. 2010.



- [57] T. Kaiser, F. Zheng, and E. Dimitrov, "An overview of ultra-wide-band systems with MIMO," *Proceedings of the IEEE*, vol. 97, no. 2, pp. 285–312, 2009.
- [58] A. F. Molisch, "Ultrawideband propagation channels - theory, measurement, and models," *IEEE Trans. Vehicular Technol.*, special issue on UWB, pp. 1528–1545, 2005.
- [59] WiMedia Alliance, "UWB- Best Choice to Enable WPANs," *Tech. Rep.*, WiMedia Alliance White Paper, January 2008.
- [60] Getahum Mekuria and H. Hirsch, "UWB Pulse Transmission over Powerline Channel," in *IEEE International Conference on Powerline Communications and Its Applications, ISPLC'07*, April 2007.
- [61] Andrea M. Tonello, "Wideband Impulse Modulation and Receiver Algorithms for Multiuser Power Line Communications," *EURASIP Journal on Advances in Signal Processing*, vol. 2007, 2007.
- [62] Shuxian Chen, Xiaodong Chen, and Clive Parini, "Measurement and Simulation of Powerline Channel Using OFDM for UWB Communication," in *IEEE International Conference on Powerline Communications and Its Applications, Dresden, Germany, March 2009*, pp. 79 – 84.
- [63] Anui Batra, Jaiganesh Balakrishnan, and Anand Dabak, "Multiband OFDM: Why it Wins for UWB," *CommsDesign*, June 2003.
- [64] Y. Yang, Y. Wang, and A. E. Fathy, "Design of compact vivaldi antenna arrays for UWB see through wall applications," *Progress In Electromagnetics Research*, Vol. 82, 401-418, 2008.
- [65] Malik, W.Q., Edwards, D.J., and Stevens, C.J.: 'Measured MIMO capacity and diversity gain with spatial and polar arrays in ultrawideband channels', *IEEE Trans. Commun.*, December 2007.
- [66] J. M. Molina-Garcia-Pardo, J.-V. Rodríguez, and L. Juan-Llacer, "Polarized Indoor MIMO Channel Measurements at 2.45 GHz," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 56, no. 12, pp. 3818-3828, 2008.
- [67] A. J. Paulraj, R. Nabar, and D. Gore, *Introduction to Space-Time Wireless Communications*. Cambridge, UK: Cambridge University Press, 2003.
- [68] E. Biglieri, R. Calderbank, A. Constantnides, A. Goldsmith, A. Paulraj, and H. V. Poor, *MIMO Wireless Communications*. New York: Cambridge Univ. Press, 2007.
- [69] A. F. Molisch, *Wireless Communications*, 2nd ed. New York: IEEE Press Wiley, Nov. 2010.