

SOMMAIRE

REMERCIEMENTS	4
LISTE DES FIGURES	7
LISTE DES TABLEAUX	8
RÉSUMÉ	9
ABSTRACT	10
CHAPITRE 1 : INTRODUCTION GÉNÉRALE	11
INTRODUCTION	12
1. IMPORTANCE DES COMMUNICATIONS SOUTERRAINES ET LIMITES DES TECHNOLOGIES FILAIRES.	12
2. PROBLEMATIQUE : LIMITES DES SYSTEMES DE COMMUNICATIONS SANS FILS TRADITIONNELS	14
3. SOLUTIONS PROPOSEES	15
3.1. LA TECHNOLOGIE MIMO	15
3.2. LE TRAITEMENT DANS LE DOMAINE ANGULAIRE : ‘ANGLE DOMAIN PROCESSING’	16
4. OBJECTIFS DU PROJET DE RECHERCHE.	18
CONCLUSION	18
CHAPITRE 2 : LES SYSTEMES DE COMMUNICATION MULTIPLE-INPUT MULTIPLE-OUTPUT (MIMO)	19
INTRODUCTION	20
1. LE MODELE DU CANAL	20
2. LE CONCEPT DE DIVERSITÉ	22
2.1. LE CANAL MULTIPARCOURS	22
2.2. LA DIVERSITÉ : TYPES ET AVANTAGES	22
3. MODÈLE DU SYSTÈME DE COMMUNICATION MIMO	23
4. DÉRIVATION DE L'EXPRESSION DE LA CAPACITÉ DU CANAL MIMO	25
4.1. ÉTUDE DE CAS : CANAL NON CONNU À L'ÉMETTEUR.....	27
4.2. ÉTUDE DE CAS : CANAL CONNU À L'ÉMETTEUR : ALLOCATION ADAPTATIVE DE LA PUISSANCE, WATER-FILLING.....	27
5. RESULTATS DES SIMULATIONS	29
CONCLUSION	32
CHAPITRE 3 : LES SYSTEMES A FAISCEAUX MULTIPLES	33
INTRODUCTION	34
1. LES ANTENNES INTELLIGENTES	35
1.1. LES SYSTEMES RAYONNANTS ADAPTATIFS.....	35
1.2. LES SYSTEMES A FAISCEAUX COMMUTES	36
2. CIRCUITS DE SYSTÈMES À FAISCEAUX COMMUTÉS DANS LA LITTÉRATURE	37
2.1. LA MATRICE DE BLASS.....	37
2.2. LA MATRICE DE NOLEN	38

2.3.	LA MATRICE DE BUTLER.....	39
3.	CONCEPTION DE LA MATRICE DE BUTLER	41
3.1.	MATRICE DE BUTLER 2x2.....	41
3.2.	MATRICE DE BUTLER 4x4.....	41
4.	TRAITEMENT DANS LE DOMAINE ANGULAIRE : COMBINAISON DES MIMO AVEC LA MATRICE DE BUTLER.....	42
	CONCLUSION.....	45
	CHAPITRE 4 : TRAITEMENT ANGULAIRE DU SYSTÈME MIMO.....	46
	INTRODUCTION.....	47
1.	DESCRIPTION DE L'ENVIRONNEMENT MINIER SOUTERRAIN : MINE LABORATOIRE CANMET	47
2.	PRÉSENTATION DU SYSTÈME MIMO PROPOSÉ	48
3.	PROTOCOLE DE MESURE.....	49
3.1.	PROCÉDURE DE MESURE.....	49
3.2.	ÉQUIPEMENTS DE MESURE.....	50
3.3.	AUTRES PARAMÈTRES DÉTERMINANTS DANS LA PROCÉDURE DE MESURE EXPÉRIMENTALE.....	51
4.	SCÉNARIOS DES TESTS	51
5.	ANALYSE DES RÉSULTATS.....	54
5.1.	PROFIL DE PUISSANCE ET RÉPONSE IMPULSIONNELLE DU CANAL.....	55
5.2.	ANALYSE DE L'AFFAIBLISSEMENT DE PARCOURS (PATH LOSS)	57
5.2.1.	CARACTÉRISATION DU PATH LOSS EN LOS	59
5.2.2.	CARACTÉRISATION DU PATH LOSS EN NLOS.....	60
5.3.	ANALYSE DE LA CAPACITÉ DU CANAL	62
5.3.1.	CAPACITÉ DU CANAL MIMO EN LOS	62
5.3.2.	CAPACITÉ DU CANAL MIMO EN NLOS.....	63
5.4.	FACTEUR DE RICE.....	64
6.	SYNTHÈSE DES RÉSULTATS	65
	CONCLUSION.....	66
	BIBLIOGRAPHIE	67
	ANNEXE 1: ARTICLE ACCEPTÉ AU JOURNAL PIERS	69
	ANNEXE B: ARTICLE ACCEPTÉ EN IEEE APS, FLORIDA-USA 2013	75

Liste des Figures

Figure 1.1: Accident de travail à la mine Sigma-Lamaque à Val-d'Or, 2 Mai 2011	13
Figure 1.2: Système de communication filaire traditionnellement utilisés dans les mines souterraines.....	14
Figure 1.3: Les trajets multiples et phénomène de l'interférence entre symboles	15
Figure 1.4: Schéma bloc d'un système MIMO	16
Figure 1.5: Réseau d'antennes intégrant une matrice de Butler planaire.....	17
Figure 2.1: Modèle équivalent d'un canal de transmission	21
Figure 2.2: Schéma synoptique d'un système de communications	21
Figure 2.3: Exemple d'une transmission de données avec et sans ligne de vue directe.....	22
Figure 2.4: Diagramme bloc d'un système de communication MIMO	25
Figure 2.5: Diagramme bloc équivalent du canal MIMO : cas (a) $n_{(R)} > n_{(T)}$, cas (b) $n_{(T)} > n_{(R)}$	26
Figure 2.6: Système SIMO 2x1 utilisant la technique MRC	29
Figure 2.7: Capacité d'un système SIMO utilisant la diversité de réception dans un canal de type Rayleigh	30
Figure 2.8: La diversité de transmission implémentée suivant le Schéma d'Alamouti.....	30
Figure 2.9: Capacité d'un système MISO utilisant la diversité de transmission dans un canal de type Rayleigh.....	31
Figure 2.10: Capacité du système MIMO dans un canal Rayleigh.....	32
Figure 3.1: Schéma synoptique d'un réseau d'antennes adaptatif	36
Figure 3.2: Schéma d'un système à commutation de faisceaux.....	37
Figure 3.3: Topologie de la matrice de Blass	38
Figure 3.4: Topologie de la matrice de Nolen et géométrie d'un nœud de la matrice.....	39
Figure 3.5 : Topologie d'une matrice de Butler standard 4x4.....	40
Figure 3.6: Matrice de Butler 2x2 (coupleur 3-dB).....	41
Figure 3.7: Faisceaux générés par une matrice de Butler planaire dont le prototype est conçu sous le logiciel CST.	42
Figure 3.8: Réseau de 4 antennes connecté à une matrice de Butler 4x4.....	43
Figure 3.9: Système de transmission MIMO utilisant la matrice de Butler pour la mise en évidence du traitement dans le domaine angulaire	43
Figure 3.10: Système de transmission MIMO utilisant les ULA conventionnels	44
Figure 4.1: Plan de la mine CANMET au niveau 40 m	48
Figure 4.2: Système MIMO 4x4 (a) : intégration du traitement dans le domaine angulaire, (b) structure conventionnelle.....	49
Figure 4.3: Plateforme de sondage du canal MIMO autour de la fréquence 2.4 GHz	50
Figure 4.4: Sondage du canal MIMO 4x4 avec traitement dans le domaine angulaire en LOS	53
Figure 4.5: Sondage du canal MIMO conventionnel en LOS	53

Figure 4.6: Émetteur MIMO conventionnel en position fixe dans une ramification à l'intérieur de la galerie minière, lors des mesures en NLOS.....	53
Figure 4.7: Émetteur MIMO intégrant la matrice de Butler en position fixe dans une ramification à l'intérieur de la galerie minière, lors des mesures en NLOS.....	54
Figure 4.8: Fichier de mesure .s2p : exemple type	55
Figure 4.9: Réponse impulsionnelle pour le système MIMO conventionnel.....	56
Figure 4.10: Réponse impulsionnelle pour le système MIMO intégrant la matrice de Butler...	57
Figure 4.11: Organigramme des étapes suivies pour la caractérisation du path loss	58
Figure 4.12: affaiblissement de parcours pour le système MIMO conventionnel en LOS.....	59
Figure 4.13: affaiblissement de parcours pour le système MIMO intégrant la matrice de Butler en LOS.....	59
Figure 4.14: affaiblissement de parcours pour le système MIMO conventionnel en NLOS	61
Figure 4.15: affaiblissement de parcours pour le système MIMO intégrant la matrice de Butler en NLOS.....	61
Figure 4.16: Fonction de répartition de la capacité du canal pour les deux systèmes MIMO en ligne de vision directe (LOS).....	63
Figure 4.17: Fonction de répartition de la capacité du canal pour les deux systèmes MIMO en absence de visibilité directe (NLOS).....	64
Figure 4.18: Distribution du facteur de Rice pour les deux systèmes MIMO étudiés	65

Liste des tableaux

Table 1: Éléments de comparaison entre les systèmes filaires et ceux sans fils dans un contexte minier.....	13
Table 2 : Paramètres d'une matrice de Nolen 4x4.....	39
Table 3: Les orientations des faisceaux en référence à leurs ports d'entrées pour une matrice de 4x4 . [15].....	42
Table 4: Spécifications techniques des éléments de la plateforme de sondage du canal utilisée	50
Table 5: Paramètres de mesure	51
Table 6: statistiques du Path loss en LOS pour les deux systèmes MIMO.....	60
Table 7: statistiques du Path loss en NLOS pour les deux systèmes MIMO	61
Table 8: statistiques du facteur de Rice en LOS pour les deux systèmes MIMO	65

Résumé

Ce projet de recherche s'inscrit dans un des volets de recherche entrepris par le laboratoire de recherche Télébec en communications souterraines (LRTCS) au niveau 40m sous terre de la mine CANMET. Il consiste à déterminer, à la fréquence 2.4 GHz du standard IEEE 802.11, les performances d'un système de communication MIMO utilisant la technique du traitement dans le domaine angulaire, en termes de profile de puissance, affaiblissement de parcours, facteur de Rice et efficacité spectrale.

Pour aboutir aux buts prédéfinis par le cahier de charge du projet de recherche, une campagne de mesure a été effectuée dans deux galeries de la mine CANMET, soit une en ligne de vue directe (LOS) et l'autre en ligne de vue indirecte (NLOS) et en utilisant deux architectures MIMO; l'une qui met en évidence le traitement dans le domaine angulaire, et l'autre consiste en un système MIMO 4x4 conventionnel pour établir une étude comparative et cerner les avantages de la solution proposée. Il s'agit en premier lieu de mesurer les réponses fréquentielles sur une bande de fréquence allant de 2.3 à 2.5 GHz, puis de calculer les réponses impulsionnelles en utilisant la transformée de Fourier inverse (IFFT). La méthode de régression linéaire a été utilisée afin d'identifier les paramètres caractérisant l'affaiblissement de parcours. Désormais, le facteur de Rice a été aussi déterminé ainsi que la capacité ergodique du canal MIMO.

L'analyse des résultats obtenus montre que l'exposant de parcours est inférieur à 2 dans tous les scénarios des mesures, affirmant ainsi les considérations de la mine comme un guide d'onde. On remarque aussi que l'effet d'ombrage est plus important en NLOS ce qui est prévisible vu l'absence de ligne de vue directe entre l'émetteur et le récepteur. Il s'est avéré aussi que le facteur de Rice est plus important pour l'architecture MIMO conventionnelle parce qu'elle engendre moins de multitrajets en comparaison avec le traitement dans le domaine angulaire. Notons enfin que la matrice de Butler utilisée pour assurer l'orthogonalité des lobes des éléments rayonnants a permis d'offrir un gain en capacité de 0.3 bit/s/Hz en LOS et 0.11 bits/s/Hz en NLOS. Cette amélioration de l'efficacité du système donne à la technique du traitement angulaire la possibilité d'être un bon choix à retenir lors de l'implémentation des systèmes de communication sans fils conçus aux applications minières.

Abstract

This project is a part of research activities conducted by the underground communications research laboratory (LRTCS) at the level 40m in the mine CANMET (Canadian Center for Minerals and Energy Technology). The work consists in defining the features that characterize the MIMO channel using the angle domain processing technique at 2.4 GHz. The System performance is given in terms of power delay profile, path loss, Rician k-factor and spectral efficiency.

A huge measurement campaign was conducted within CANMET in order to characterize experimentally the radio channel in Line-Of-Sight and Non Line-Of-Sight scenarios using a conventional 4x4 MIMO system as well as the proposed prototype that consists in a 4x4 MIMO transceiver implementing the Butler matrix to study the angle domain processing.

First and foremost, the frequency response was measured for 200 MHz bandwidth around the center frequency 2.4 GHz. Then, the complex impulse response was extracted by applying the inverse fast Fourier transform (IFFT). Moreover, the pathloss characteristics were estimated using least square regression analysis. Furthermore, the Rician k-factor and the spectral efficiency were also computed.

Analysis results have shown that the path loss exponent is almost all under 2 which leads the mine gallery to behave like an oversized waveguide. The shadowing effect is more important in the NLOS scenarios because there is no visibility between the two communication points. In addition, we demonstrated that the Rician factor is greater over the conventional MIMO architecture. In fact, the proposed system is based on the angle domain processing which leads to increasing the diffused signal energy over the direct path power. The Butler matrix creates orthogonality between the radiation patterns of the MIMO system elements which enabled the proposed prototype to offer a capacity gain of 0.3 bit/s/Hz and 0.11 bit/s/Hz in LOS and NLOS respectively. Hence, the improvement in the overall system performance makes it possible for the proposed MIMO architecture to be potentially a good candidate for future underground communications systems.

Chapitre 1 : Introduction générale

Introduction

L'implémentation des systèmes de communication sans fils (Wireless Underground Communication Systems : WUCS) dans les milieux confinés et souterrains constitue l'un des domaines d'application les plus prometteurs au sein de l'industrie de la réseautique et des télécommunications [1]. En effet, un WUCS est un ensemble de dispositifs sans fils opérant en dessous de la surface terrestre. Ces dispositifs peuvent être, soit totalement enterrés dans le sol, soit enfermés dans un volume ouvert dans le corps terrestre tel est le cas pour les mines et les tunnels [2]. Le déploiement de ce genre de ces systèmes vient dans le but de communiquer avec le sur sol et envoyer des données concernant plusieurs métriques relatives à une multitude d'applications. Citons à titre d'exemple, les réseaux de capteurs sans fils (WUSN : Wireless Underground Sensor Networks) qui permettent de communiquer des données relatives au sol au sein duquel ils sont déployés, en vue d'étudier le processus de nutrition des champs d'agriculture et mieux gérer et optimiser leur rendement [2]. Un WUCS peut être aussi implémenté dans les mines souterraines dans le but d'aider à l'automatisation des tâches complexes, la garantie de sécurité des équipes de travail et l'amélioration de la productivité. Dans ce chapitre, on va explorer le champ des systèmes de communication souterrains selon un ensemble d'angles de vision dans le but de mettre notre projet de recherche au sein de son contexte pratique.

1. Importance des communications souterraines et limites des technologies filaires.

Les accidents qui ont eu lieu depuis la prolifération de l'industrie minière qui date du début du vingtième siècle, constituent l'un des éléments clefs qui justifient les recherches intenses autour de l'intégration des technologies de l'information et des communications dans les mines souterraines [1] [2]. Ceci est dans le but d'atteindre une meilleure gestion de la sécurité des équipes de mineurs via leur localisation en temps réel et le suivi continu du processus de travail. Ce qui permet de faire les opérations de sauvetage dans un minimum de temps lors des catastrophes et leur prévision dans d'autres cas. De plus, la maximisation de la rentabilité des équipes de travail ne peut être garantie que si les différents agents et éléments participant au processus minier sont bien synchronisés et mis en sorte que la productivité soit maximale [3]. Cette planification exige la mise

en service d'un système de communication qui permet la coordination des différentes tâches en temps réel.



Figure 1.1: Accident de travail à la mine Sigma-Lamaque à Val-d'Or, 2 Mai 2011

La quasi-totalité des systèmes de communications existants aujourd'hui dans les mines sont de type filaire [1]. Ces systèmes ont démontré sur le champ d'application des résultats qui ne leur permettent pas d'être le bon candidat à retenir et à implémenter dans les mines souterraines. En effet, les systèmes filaires sont non résistants aux pannes, vu que lorsqu'une panne survient à un point donné du système de transmission de données, tout le système cesse de fonctionner. S'y ajoute à ceci, le coût considérable de telles technologies et leur consommation énergétique [3]. De ce fait, les ingénieurs ont pensé, à travers le monde et particulièrement au Canada, à implémenter des systèmes sans fils pour la transmission des données dans les mines. Ce choix a été fait en se basant sur les avantages du sans fils par rapport aux communications filaires. Quelques critères de choix sont cités à titre d'exemple dans le tableau suivant.

	Technologies filaires	Technologies sans fils
Coût	-	+
Flexibilité d'installation et de maintenance	-	+
Consommation énergétique	-	+
Résistance aux pannes	-	+
Service de mobilité	+/-	+

Table 1: Éléments de comparaison entre les systèmes filaires et ceux sans fils dans un contexte minier



Figure 1.2: Système de communication filaire traditionnellement utilisés dans les mines souterraines

2. Problématique : Limites des systèmes de communications sans fils traditionnels

Plusieurs travaux de recherche ont été menés auparavant pour caractériser les canaux SISO (Single Input Single Output) sans fils dans les milieux confinés tels que les tunnels et les mines . En effet, la flexibilité de déploiement de ces systèmes dans les environnements miniers a été mise en évidence. De plus, la mobilité offerte par ce type de systèmes a facilité le processus minier. Toutefois, quelques points ont obligé les concepteurs des systèmes de télécommunications à améliorer la solution sans fils et bénéficier des avantages qu'elle offre.

En effet on trouve qu'au sein d'un milieu confiné tel qu'un tunnel ou une galerie minière, Entre l'émetteur et le récepteur dans un système SISO, les ondes radio subissent des trajets multiples liés aux phénomènes électromagnétiques qui sont la réflexion contre les murs, la diffraction par les arêtes, la dépolarisation, etc. Ces phénomènes sont d'autant plus complexes dans un environnement minier se caractérisant par des rugosités importantes des parois interrompant les trajets des ondes [4]. Lors de la communication radio, cette imperfection du canal peut se traduire par des évanouissements profonds ou des interférences inter-symboles responsables de la dégradation de la liaison. Cette dégradation de la qualité du lien radio peut se traduire par la diminution considérable de vitesse de transmission de données vu que le Delay Spread du canal est important. Désormais, Les interférences entre symboles résultantes de l'omniprésence des trajets multiples au niveau du récepteur seront à l'origine de l'élévation du taux d'erreur binaire. Selon la fameuse formule de Shannon régissant la capacité des liens de transmissions de données, on ne peut qu'optimiser deux paramètres pour améliorer la qualité du lien à savoir :

- ✓ Augmenter la puissance émise en vue d'augmenter le rapport signal sur bruit au niveau du récepteur et ainsi améliorer la capacité du canal. Mais il est clair qu'en augmentant la puissance émise, on va augmenter éventuellement la puissance des multi trajets et ainsi le problème revient au point de départ.
- ✓ Diminuer la bande du signal, en augmentant la durée symbole pour remédier au problème du Delay spread. Cette approche va améliorer la qualité du lien mais le débit de données sera en dessous de celui exigé pour transmettre des données multimédias (voix, image, vidéos etc.) sur le lien radio.

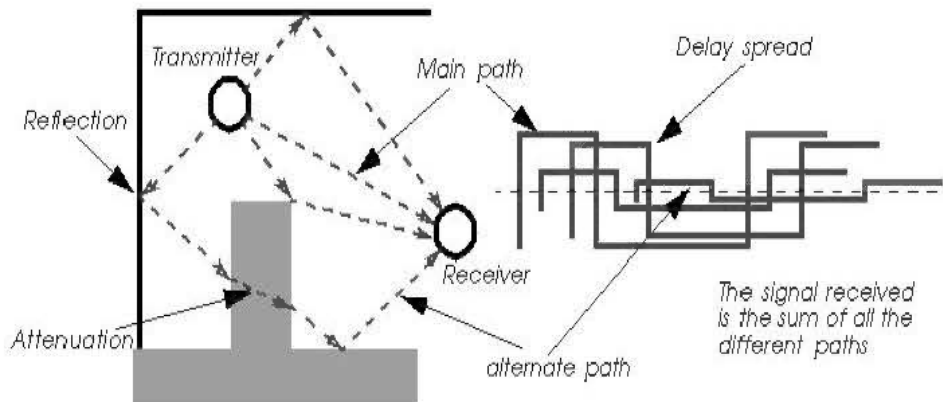


Figure 1.8: Les trajets multiples et phénomène de l'interférence entre symboles

De ce fait, il s'est avéré nécessaire de chercher une solution pour remédier au problème d'interférence entre symboles et pousser la capacité du lien radio en termes de débit de données. Ainsi, on a pensé à implémenter dans notre projet un système pouvant contourner la richesse en multi trajets du milieu minier et même l'exploiter pour augmenter le rendement du lien.

3. Solutions proposées

3.1. La technologie MIMO

La richesse en multi trajets dans un milieu confiné tel qu'une mine est un problème majeur et très limitant du point de vue d'un système sans fil utilisant une seule antenne à l'émission ainsi qu'une seule antenne à la réception. En effet, le Delay spread important oblige à diminuer le débit de données pour garantir un seuil acceptable de la qualité du lien. Mais, les études approfondies ont

démonstré qu'un système multi antenne, utilisant plus qu'une seule antenne à l'émission tant qu'à la réception rend les multi trajets un élément clef pour augmenter considérablement la capacité du lien radio par rapport aux systèmes SISO [5]. La diversité spatiale offerte dans un milieu minier permet de contourner le problème du Delay spread d'une manière assez élégante.

En effet, dans un système MIMO, on envoie un symbole différent sur chaque antenne émettrice. Chaque antenne réceptrice va capter un ou plusieurs signaux venant chacun d'une antenne émettrice suivant un trajet totalement différent des autres existants entre l'émetteur et le récepteur. La diversité spatiale du milieu minier assure une certaine décorrélation entre les divers trajets et ainsi rendre la résolution du système d'équations du système MIMO possible. En effet, si la décorrélation entre les trajets augmente, le nombre de symbole qu'on puisse extraire du système d'équations sera important et vice-versa [6].

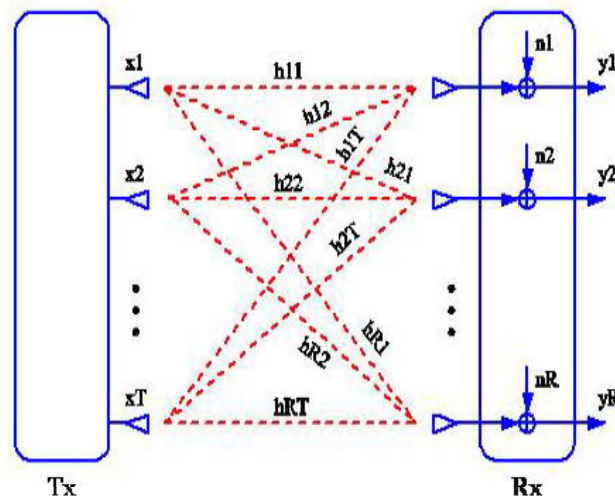


Figure 1.4: Schéma bloc d'un système MIMO

Ainsi, il est clair que la richesse en multitrajets peut augmenter clairement la capacité du système en se basant sur la diversité spatiale présente dans le canal [7]. C'est dans ce contexte que se justifie notre choix de la technique MIMO à implémenter au sein du milieu minier en vue d'assurer des communications fiables et à haut débit. Les fondements théoriques des technologies basées sur MIMO seront détaillés dans un prochain chapitre.

3.2. Le traitement dans le domaine angulaire : 'Angle Domain processing'

Le système de communication MIMO qu'on doit implémenter dans la mine doit continuer à bien fonctionner et à bien démontrer ses performances dans divers scénarios ; à savoir l'existence éventuelle des machines de travail et des mineurs. En effet, il a été démontré que dans le cas d'absence d'une vision directe entre l'émetteur et le récepteur MIMO, les performances des

communications se dégradent [8]. L'affaiblissement de parcours s'accroît en cas de présence des machines de travail. Afin que notre système soit fonctionnel même dans ces conditions qui existent presque toujours, on a pensé, dans le cadre de notre projet, à ajouter un module assurant un minimum d'affaiblissement dans le cas d'existence d'un obstacle entre les deux points de communications MIMO. C'est dans ce contexte que vient l'idée d'implémenter un composant donnant la possibilité aux signaux émis de contourner les obstacles et ainsi minimiser les effets de l'affaiblissement de parcours. Un tel composant offre une meilleure diversité pour les signaux émis ce qui va améliorer la capacité totale du système en termes de débit de données [9]. Dans la littérature, on trouve qu'il y a un concept pouvant répondre à notre problème. En effet, c'est le traitement dans le domaine angulaire (Angle Domain Processing) qui est mis en œuvre suivant plusieurs architectures radio fréquences connues telle que la matrice de Butler qui, une fois intégrée à un réseau d'antennes, permettra de donner des lobes orthogonaux et suivant des angles pouvant balayer une importante portion de l'espace.

C'est la matrice de Butler, en tant qu'un composant assurant le traitement dans le domaine angulaire, qui est choisie à intégrer dans notre solution de système MIMO 4x4. En effet, les lobes créés par la nouvelle architecture sont orthogonaux et permettent à l'émetteur de rayonner dans une importante portion de sa puissance là où il y a moins d'obstacles en s'aidant des murs et des réflecteurs pour faire arriver l'information au récepteur.

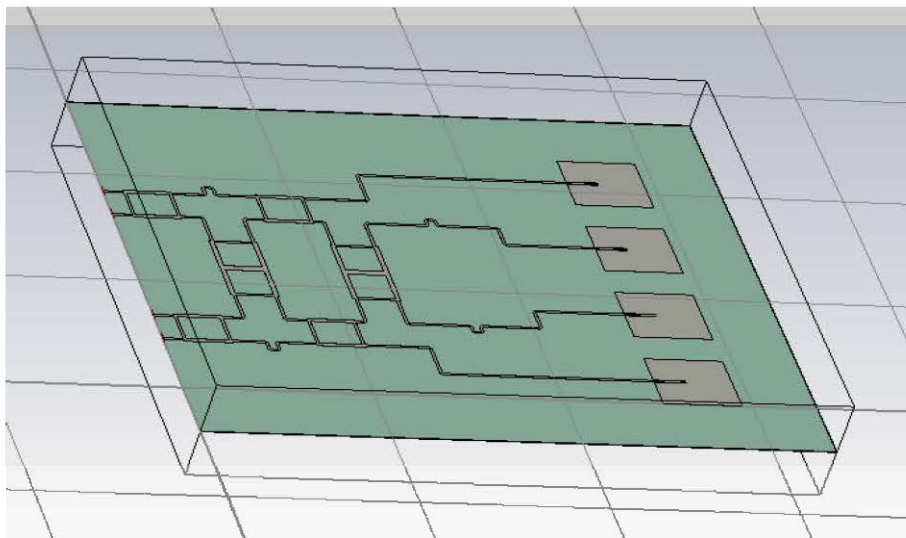


Figure 1.5: Réseau d'antennes intégrant une matrice de Butler planeaire

Les fondements du filtrage spatial, Les caractéristiques de la matrice de Butler, les raisons derrière son choix par rapport à d'autres architectures assurant le traitement dans le domaine angulaire feront l'objet d'un prochain chapitre donnant plus de détails sur ces points.

4. Objectifs du projet de recherche.

Le but de ce projet est de faire une étude de caractérisation du canal de propagation MIMO utilisant le traitement dans le domaine angulaire au sein d'une mine souterraine et autour de la fréquence 2.4 GHz. Ainsi, les résultats de cette étude peuvent être utilisés par les concepteurs et les ingénieurs des systèmes de télécommunications pour les mines.

Les grandes lignes du projet sont les suivantes :

- Faire les campagnes de mesure dans la mine pour les systèmes MIMO avec et sans module assurant le traitement dans le domaine angulaire.
- Mettre en œuvre le gain des multi antennes par rapport aux communications SISO.
- Etudier l'effet du traitement dans le domaine angulaire sur les communications MIMO.
- Etudier les différents paramètres statistiques du canal de propagation tels que l'affaiblissement de parcours, le facteur de Rice etc.

Conclusion

Dans le présent chapitre on a présenté les éléments qui ont motivé notre projet de recherche. Ensuite, nous avons présenté les mots clefs qui ont aidé lors du choix des techniques à intégrer dans notre solution. Cette solution combine les avantages des technologies MIMO vu la richesse du milieu de propagation minier en multi trajets. Elle bénéficie aussi du gain du filtrage spatial assuré par la matrice de Butler. Ce module est nécessaire pour contourner le problème des obstacles se trouvant la plupart du temps entre l'émetteur et le récepteur radio. Les concepts introduits dans ce chapitre seront l'objet de clarification approfondie tout au long de ce manuscrit. Désormais, on fera référence dans les prochains chapitres à l'ensemble des abréviations déjà utilisés pour mieux les expliquer.

Chapitre 2 : Les systèmes de Communication Multiple-Input Multiple- Output (MIMO)

Introduction

Dans le domaine des communications sans fils, et spécialement des réseaux mobiles, de l'internet, il y a toujours un besoin vital pour améliorer le débit offert dans le but de répondre à la demande mondiale de ce qu'on appelle "Best Connection". En effet, le spectre radio est très limité et l'augmentation de la capacité du système de communication ne peut se faire sans l'amélioration de l'efficacité spectrale. De ce fait, plusieurs efforts ont été menés sur le codage source et le codage canal (MPEG, Turbo Code ...) afin d'atteindre la limite théorique de Shannon pour les systèmes Single Input Single Output (SISO). Mais, il s'est avéré que les améliorations faites étaient toujours en dessous du seuil vraiment voulu par le marché des télécommunications mobiles. Ces dernières années, il est apparu que l'on peut accéder à des degrés de liberté supplémentaires dans un système de communication sans fil, en exploitant la dimension spatiale du canal, c'est-à-dire en recourant à un système utilisant plusieurs antennes à la fois en émission et en réception (MIMO, "multiple input multiple output") [7]. On peut exploiter cette dimension spatiale de différentes façons. On opte soit pour la maximisation de la capacité du système en émettant des données indépendantes sur chaque antenne, soit pour la maximisation de la fiabilité du système, avec une capacité réduite, en exploitant la diversité du système via les techniques de décodage spatio-temporel [10]. Les débits offerts par cette technique ont amélioré le paysage du marché de télécommunications et plusieurs services sont rendus possibles grâce au grand potentiel de cette technique. En effet, Dans le cadre de notre projet on a pensé à faire intégrer l'énorme potentiel des MIMO dans un système de communication, qui est censé opérer dans les mines souterraines. De ce fait, ce chapitre a comme but principal de démontrer les fondements des communications multi antennes et de dériver mathématiquement la capacité globale d'un système MIMO.

1. Le modèle du canal

On définira un système par une unité comportant au moins une entrée et une sortie. Où la sortie correspond à l'entrée ayant subi certains processus de modifications. Un système peut être linéaire, ou non, avec mémoire, ou pas, et ainsi de suite avoir des propriétés particulières. C'est le

cas d'un système de communication dont l'objectif est de transmettre une information à partir d'un émetteur vers un récepteur. Le processus de modification subi par l'information va se faire au sein de ce qu'on appelle un canal. On fait abstraction du type et de la nature physique du canal (filaire, sans fils, fibre optique etc.) et on le modélise simplement par son schéma fonctionnel équivalent et sa position dans une chaîne de transmission comme le montre les figures 6 et 7 respectivement. Un canal de transmission de données est toujours connu par sa fonction de transfert ou sa réponse impulsionnelle qui constitue un critère suffisant pour connaître sa sortie-réponse à n'importe quelle entrée.

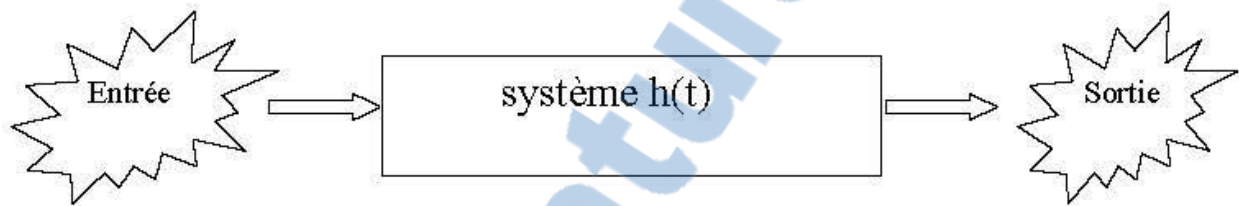


Figure 2.1: Modèle équivalent d'un canal de transmission

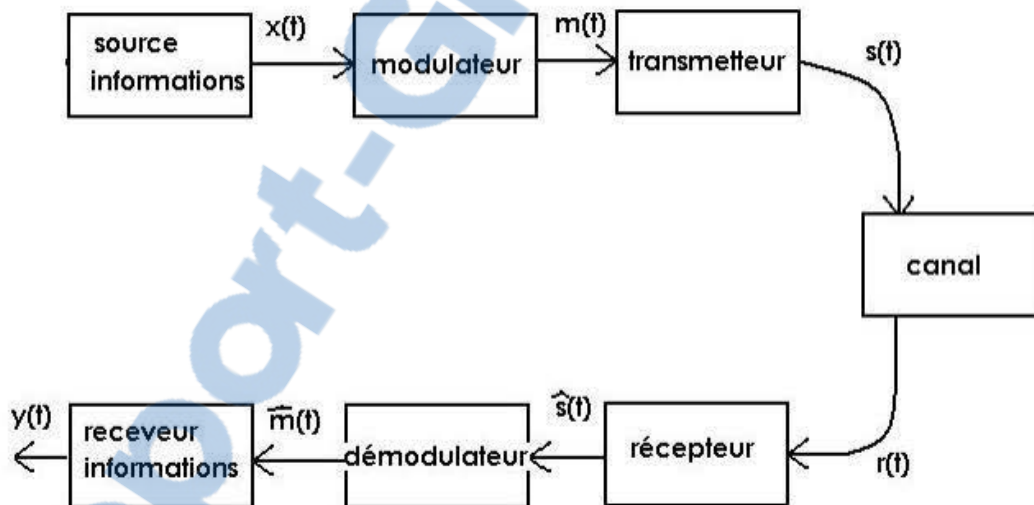


Figure 2.2: Schéma synoptique d'un système de communications

La réponse impulsionnelle d'un canal de transmission correspond à sa réponse si on y fait passer à son entrée une impulsion de Dirac. Une impulsion de Dirac consiste en un signal porte de durée très limitée dans le temps. Dans le terme canal qu'on va utiliser tout au long de ce manuscrit, on va y intégrer les réflecteurs, les diffuseurs et toute sorte d'entité qui a un effet même minimum sur le comportement du canal.

2. Le concept de diversité

2.1. le canal multi parcours

Tel qu'on a pu le voir sur la figure 8, que l'on soit avec ou sans ligne de vue directe (Line-of-Sight : LOS), plusieurs parcours sont généralement disponibles pour la propagation du message entre un transmetteur et un récepteur. À titre d'exemple, la propagation du signal peut passer par plusieurs réflexions dues aux immeubles. Malgré que ce soit des messages de moindre qualité qu'en présence d'une ligne de vue directe, il demeure préférable d'avoir de multiples parcours pour la transmission du message. Cela accroît la probabilité d'arrivée d'un message dans de bonnes conditions.

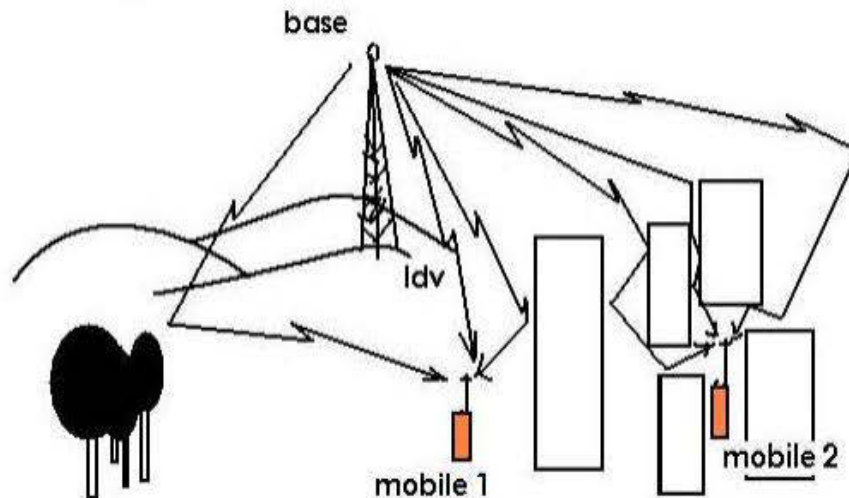


Figure 2.3: Exemple d'une transmission de données avec et sans ligne de vue directe

Pour en tirer profit encore plus des multiples trajets présents dans un canal de propagation, il existe une multitude de techniques qui mettent en œuvre le concept de diversité qu'on va définir et introduire quelques exemples illustratifs.

2.2. La diversité : Types et avantages

La diversité est toute technique utilisée pour augmenter la capacité ou la fiabilité d'un système de transmission de données. Ceci est fait en transmettant les symboles sur différents canaux dans le but d'éviter la dégradation de la qualité du lien à cause de la présence des trajets multiples qui peuvent s'ajouter d'une manière destructive au niveau du récepteur. Dans la littérature, il existe une grande variété de techniques de diversité dont les plus connues sont les suivants :

- ✓ Diversité temporelle : Elle consiste à transmettre le même symbole sur différents slots de temps. En effet, le canal ne peut pas être le sujet d'un long évanouissement. De ce fait, sur les différentes versions envoyées, il en existe nécessairement une qui est en bon état.
- ✓ Diversité fréquentielle : Cette méthode consiste essentiellement à émettre le message sur différents slots fréquentiels en même temps. Ceci est justifié par le fait que tout canal est sélectif en fréquence. Ainsi, le comportement du canal avec l'ensemble des fréquences ne sera pas le même à un instant donné. Par conséquent, au moins une fréquence sera reçue avec un excellent gain et qui est celle à utiliser pour extraire le message transmis. Cette technique consiste l'un des éléments clefs de l'OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing).
- ✓ Diversité de l'espace : Elle est mise en évidence en faisant la transmission du train de données sur plusieurs antennes à la fois. En effet, en choisissant une distance de séparation appropriée entre les antennes de l'émetteur et du récepteur, on peut aboutir à des gains important en termes de rapport signal sur bruit et de capacité totale du canal. Il est à noter que nous allons nous intéresser à cette technique de diversité dans notre projet vu qu'elle est la clef derrière la découverte du potentiel des communications MIMO.
- ✓ Diversité de polarisation : Cette méthode nécessite la transmission des données sur antennes ayant des modes de polarisation différents.

En effet, on peut implémenter plus qu'une technique de diversité dans un système de communication pour pousser davantage son rendement vers les limites théoriques. A titre d'exemple, on peut citer que les standards LTE et WiMAX, i.e. IEEE 802.16 utilisent la diversité temporelle et fréquentielle dans sa méthode d'accès OFDMA.

3. Modèle du système de communication MIMO

Considérons un système MIMO composé de n_T antennes à l'émission ainsi que n_R antennes à la réception. Nous allons nous intéresser dans l'étude qui suit au modèle linéaire en bande de base. Les signaux transmis sur une période symbole seront représentés par le vecteur colonne $n_T \times 1$, \mathbf{x} . on

va représenter le $i^{\text{ième}}$ symbole transmis par la $i^{\text{ième}}$ antenne de l'émetteur par x_i . Dans toute la suite on considèrera un canal gaussien. La matrice de covariance du signal transmis sera notée \mathbf{R}_{xx} .

$$\mathbf{R}_{xx} = E[\mathbf{x} \mathbf{x}^H], \quad (1)$$

$E[.]$ représente l'espérance mathématique et \mathbf{x}^H est la matrice hermitienne relative a \mathbf{x} . La puissance transmise sera notée par \mathbf{P} quelque soit le nombre d'antennes utilisées à l'émission. Ainsi \mathbf{P} peut être exprimé sous la forme suivante.

$$\mathbf{P} = \text{tr}(\mathbf{R}_{xx}) \quad (2)$$

Où $\text{tr}(\mathbf{A})$ représente la trace de la matrice \mathbf{A} . Le signal émis sera supposé à bande étroite et ainsi la réponse fréquentielle du canal sera plate (pas de sélectivité fréquentielle). Le canal est décrit par une matrice complexe $n_R \times n_T$ notée \mathbf{H} . Désormais, le ij^{th} élément de \mathbf{H} sera noté h_{ij} et représente éventuellement le gain du canal entre la $j^{\text{ième}}$ antenne émettrice et la $i^{\text{ième}}$ antenne réceptrice.

La matrice du canal peut être connue du côté récepteur via l'envoi des symboles pilotes (training sequence). Une fois les coefficients du canal sont calculés, la matrice peut être retournée à l'émetteur via un sous-canal de back-forward. Un diagramme bloc de ce système est donné par la figure 9.

Le bruit au récepteur est supposé blanc et additif. Il est représenté par un vecteur colonne $n_R \times 1$, \mathbf{n} . les composantes du vecteur bruit sont décrites par des variables aléatoires gaussiennes de moyenne nulle et de variance σ^2 . Ainsi la matrice de covariance du vecteur bruit sera notée par :

$$\mathbf{R}_{nn} = E[\mathbf{n} \mathbf{n}^H] = \sigma^2 \mathbf{I}_{n_R}, \quad (4)$$

Où \mathbf{I}_{n_R} représente la matrice identité de dimension n_R . Désormais, les signaux reçus seront notés par un vecteur colonne $n_R \times 1$, \mathbf{y} . Il en résulte donc que [11]:

$$\mathbf{y} = \mathbf{H} \mathbf{x} + \mathbf{n} \quad (5)$$

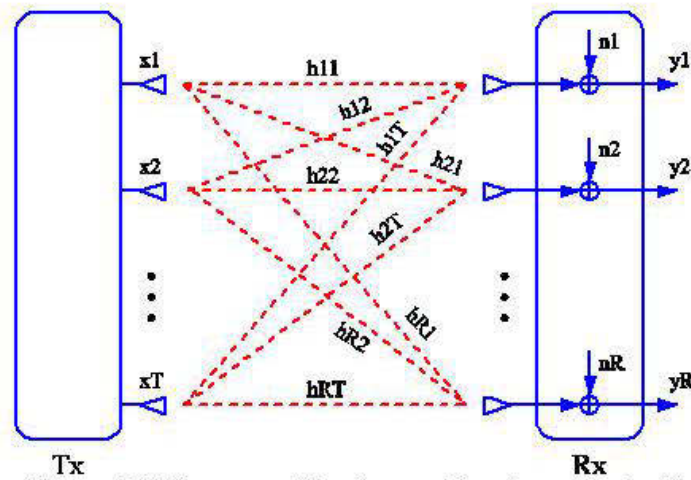


Figure 2.4: Diagramme bloc d'un système de communication MIMO

4. Dérivation de l'expression de la capacité du canal MIMO

Tout d'abord on va supposer que le canal est non connu du coté de l'émetteur mais qu'il est bien connu du coté récepteur via l'envoi périodique des symboles pilotes. En appliquant le théorème de décomposition en valeurs singulières (DVS), la matrice du canal \mathbf{H} peut être écrite sous la forme [7]:

$$\mathbf{H} = \mathbf{U} \mathbf{\Omega} \mathbf{V}^H \quad (6)$$

Où $\mathbf{\Omega}$ est une matrice diagonale non négative de taille $n_R \times n_T$. \mathbf{U} et \mathbf{V} sont deux matrices unitaires de tailles $n_R \times n_R$ et $n_T \times n_T$ respectivement. Par conséquent, il en découle que $\mathbf{U}\mathbf{U}^H = \mathbf{U}^H\mathbf{U} = \mathbf{I}_{n_R}$ et $\mathbf{V}\mathbf{V}^H = \mathbf{V}^H\mathbf{V} = \mathbf{I}_{n_T}$. Ajoutons aussi que les entrées de la matrice diagonale $\mathbf{\Omega}$ sont les valeurs singulières de \mathbf{H} ainsi que les racines carrées des valeurs singulières de $\mathbf{H}\mathbf{H}^H$ ainsi que $\mathbf{H}^H\mathbf{H}$. Ainsi, on a bien :

$$\mathbf{y} = \mathbf{U} \mathbf{\Omega} \mathbf{V}^H \mathbf{x} + \mathbf{n} \quad (7)$$

Et comme \mathbf{U} et \mathbf{V} sont deux matrices inversibles, on peut introduire les expressions suivantes [7]:

$$\begin{aligned} \mathbf{y}' &= \mathbf{U}^H \mathbf{y} \\ \mathbf{x}' &= \mathbf{V}^H \mathbf{x} \\ \mathbf{n}' &= \mathbf{U}^H \mathbf{n} \end{aligned} \quad (8)$$

il faut noter que \mathbf{n}' est un vecteur ayant les mêmes caractéristiques que le vecteur bruit original vu que la transformation est faite suivant une matrice unitaire \mathbf{U}^H . Ainsi le canal original donné par l'équation (7) est équivalent à [7] :

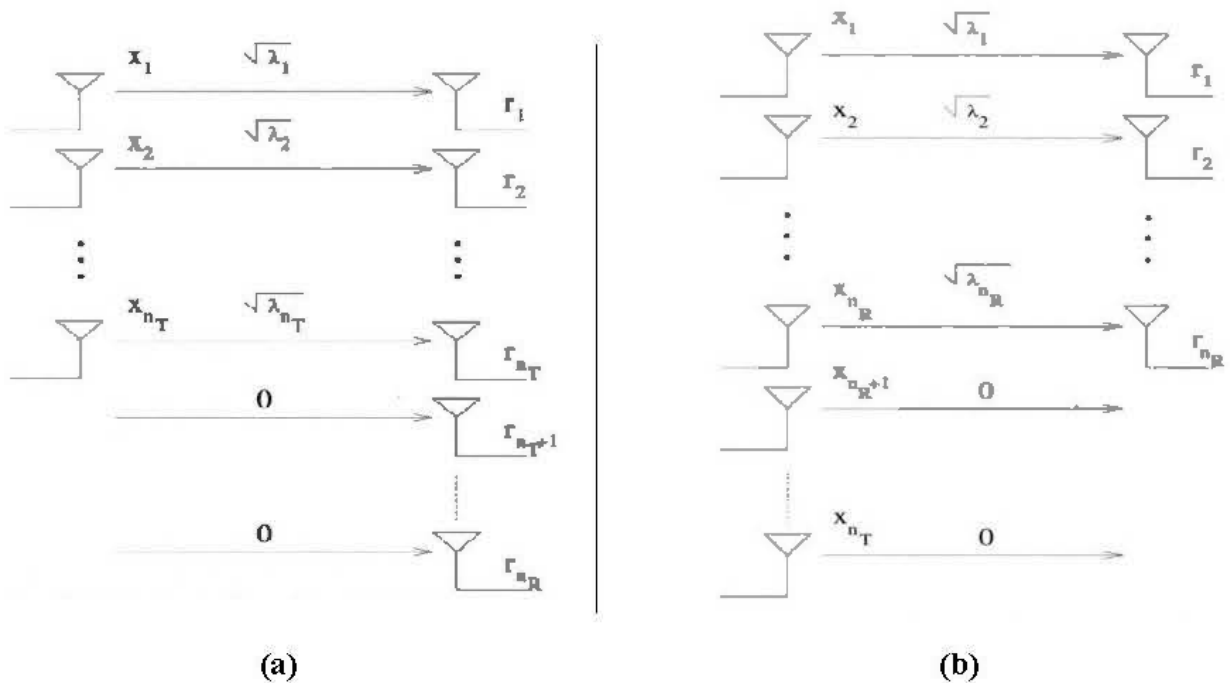
$$\mathbf{y}' = \mathbf{\Omega} \mathbf{x}' + \mathbf{n}' \quad (9)$$

soit r le cardinal des valeurs propres non nulles de la matrice $\mathbf{H}\mathbf{H}^H$. En effet r est égal au rang de la matrice \mathbf{H} . Il en résulte donc que r est au plus égal à $m = \min(n_R, n_T)$.

Notons par $\sqrt{\gamma_i}$, $i = 1, 2, \dots, r$ l'ensemble des valeurs singulières non nulles de \mathbf{H} . On a donc :

$$\mathbf{y}'_i = \sqrt{\gamma_i} \mathbf{x}'_i + \mathbf{n}'_i, i = 1, 2, \dots \quad || \quad \mathbf{y}'_i = \mathbf{n}'_i, i = r+1, r+2, \dots, n_R \quad (10)$$

D'après l'équation (10), on peut facilement conclure que le canal MIMO est équivalent à r sous-canaux découplés. Chaque sous-canal est associé à une des r valeurs singulières non nulles de \mathbf{H} . Il faut remarquer aussi que le nombre de ces canaux découplés ne peut en aucun cas dépasser $m = \min(n_R, n_T)$.



4.1. Étude de cas : Canal non connu à l'émetteur

Si l'émetteur ne dispose d'aucune information concernant le comportement du canal, on va supposer qu'il va allouer avec égalité la puissance totale P sur l'ensemble des n_T antennes émettrices. Ainsi, en supposant que les signaux émis sont non couplés, il en découle que la matrice de covariance du signal transmis remplit la condition donnée par l'équation suivante.

$$\mathbf{R}_{xx} = P/n_T \mathbf{I}_{n_T} \quad (11)$$

Comme tous les sous-canaux équivalents aux systèmes de communication MIMO sont non couplés, On en déduit que la capacité totale du canal MIMO notée C est donnée par la formule suivante :

$$C = W \sum_{i=1}^r \log_2 \left(1 + \frac{P_i}{\sigma^2} \right) \quad (12)$$

Où W représente la bande du signal émis supposée constante sur l'ensemble des antennes émettrices et P_i est telle que :

$$P_i = \frac{\gamma_i P}{n_T} \quad (13)$$

Ainsi la capacité totale du système peut être donnée par la formule suivante [7]:

$$C = W \sum_{i=1}^r \log_2 \left(1 + \frac{\gamma_i P}{n_T \sigma^2} \right) = W \log_2 \prod_{i=1}^r \left(1 + \frac{\gamma_i P}{n_T \sigma^2} \right) \quad (14)$$

Mais on sait que :

$$\prod_{i=1}^r \left(1 + \frac{\gamma_i P}{n_T \sigma^2} \right) = \prod_{i=1}^m \left(1 + \frac{\gamma_i P}{n_T \sigma^2} \right) = \det \left(\mathbf{I}_m + \frac{P}{n_T \sigma^2} \mathbf{Q} \right) \quad (15)$$

Où \mathbf{Q} est la matrice de Wishart définie par [7]:

$$\mathbf{Q} = \begin{cases} \mathbf{H}\mathbf{H}^H & \text{if } n_T > n_R \\ \mathbf{H}^H\mathbf{H} & \text{otherwise} \end{cases} \quad (16)$$

Ainsi, la capacité totale du système MIMO est [7] [5] [11]:

$$C = W \log_2 \left(\det \left(\mathbf{I}_m + \frac{P}{n_T \sigma^2} \mathbf{Q} \right) \right) \quad (17)$$

4.2. Étude de cas : Canal connu à l'émetteur : Allocation adaptative de la puissance, Water-filling

Si l'on suppose que le comportement du canal est connu de la part de l'émetteur par l'utilisation d'un sous-canal de back-forward, la capacité du système MIMO donnée par la formule (17) peut être augmentée davantage en faisant l'allocation de la puissance au niveau de l'émetteur suivant le principe "Water filling" [12].

En effet, le principe du Water filling se présente comme un problème de maximisation de la fonction d'utilité (17) sous la contrainte [12]:

$$\sum_{i=1}^r \pi_i = P \quad (18)$$

Où π_i est la puissance allouée à la $i^{\text{ième}}$ antenne émettrice. Ce principe repose sur le fait d'allouer plus de puissance pour les sous-canaux ayant un gain γ_i important et moins de puissance pour les canaux de faible gain.

On sait que la capacité normalisée par unité de bande passante de notre système est donnée par :

$$C/W = \sum_{i=1}^r \log_2 \left(1 + \frac{\gamma_i \pi_i}{\sigma^2} \right) \quad (19)$$

En suivant le théorème des multiplicateurs de LAGRANGE, on va introduire la fonction [7]:

$$Z = \sum_{i=1}^r \log_2 \left(1 + \frac{\gamma_i \pi_i}{\sigma^2} \right) + \omega (P - \sum_{i=1}^r \pi_i) \quad (20)$$

Où ω représente le multiplicateur de LAGRANGE. Une allocation optimale π_i est donnée en mettant à zéro la dérivée partielle de la fonction Z par rapport à π_i , soit :

$$\frac{\partial Z}{\partial \pi_i} = \frac{1}{\ln 2} \frac{\gamma_i / \sigma^2}{1 + \gamma_i \pi_i / \sigma^2} - \omega = 0 \quad (21)$$

Ainsi, on obtient :

$$\pi_i = \omega \ln 2 - \frac{\sigma^2}{\gamma_i} \quad (22)$$

Pour se rendre à un résultat rigoureux et logique d'un point de vue pratique, et étant donné qu'une puissance allouée ne peut jamais être négative, on a bien :

$$\pi_i = \left(\omega \ln 2 - \frac{\sigma^2}{\gamma_i} \right)^+ \quad i=1, 2, \dots, r. \quad (23)$$

5. Résultats des simulations

La capacité d'un système MIMO $n_R \times n_T$ est donc donnée par la formule (17). En effet, le gain en capacité qu'on a prédit pour cette technologie n'est pas évident à voir en partant de cette formule. De ce fait, on a choisi de présenter quelques simulations sur le logiciel de calcul MATLAB pour appuyer les fondements théoriques présentés dans le paragraphe précédent.

Avant de passer à un système MIMO $n_R \times n_T$, on va présenter des exemples plus simples; à savoir les systèmes SIMO (Single Input Multiple Output) et MISO (Multiple Input Single Output). En effet, pour un système SIMO $n_R \times 1$ implémentant le concept MRC (Maximum Ratio Combining), la capacité est donnée par :

$$C = W \log_2 \left(1 + \frac{P}{\sigma^2} \sum_{i=1}^{n_R} |h_i|^2 \right) \quad (24)$$

Etant donné que la matrice du canal est donnée par le vecteur colonne H ,

$$H = (h_1, h_2, \dots, h_{n_R})^T \quad (25)$$

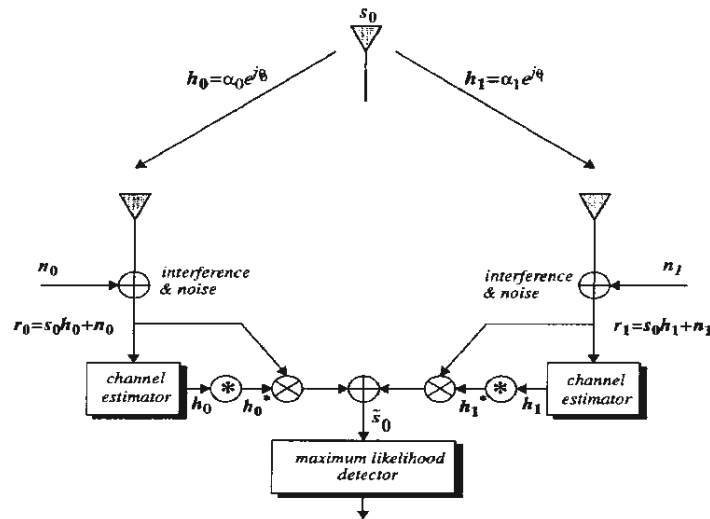


Figure 2.6: Système SIMO 2x1 utilisant la technique MRC

Pour un canal de type Rayleigh, Alamouti a démontré que la capacité augmente quasi-linéairement avec le nombre d'antennes à la réception. La figure 12 montre qu'avec un rapport signal sur bruit constant, la capacité du système SIMO augmente proportionnellement à n_R [10].

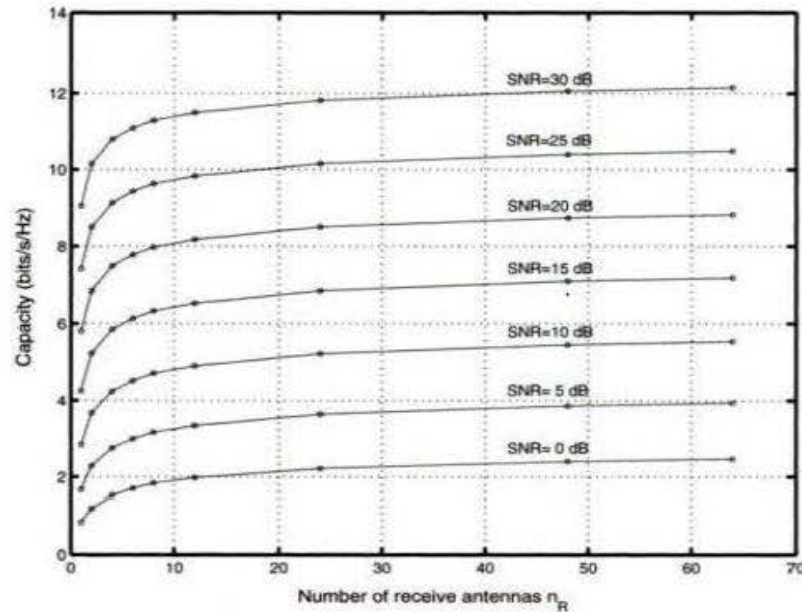


Figure 2.7: Capacité d'un système SIMO utilisant la diversité de réception dans un canal de type Rayleigh

Dans le cas d'un système MISO, on parle plutôt de la diversité de transmission. En effet, pour un système $1 \times n_T$, la capacité peut augmenter considérablement avec le nombre d'antennes à l'émission si le Schéma d'Alamouti donné par fig. 13 est bien appliqué [10].

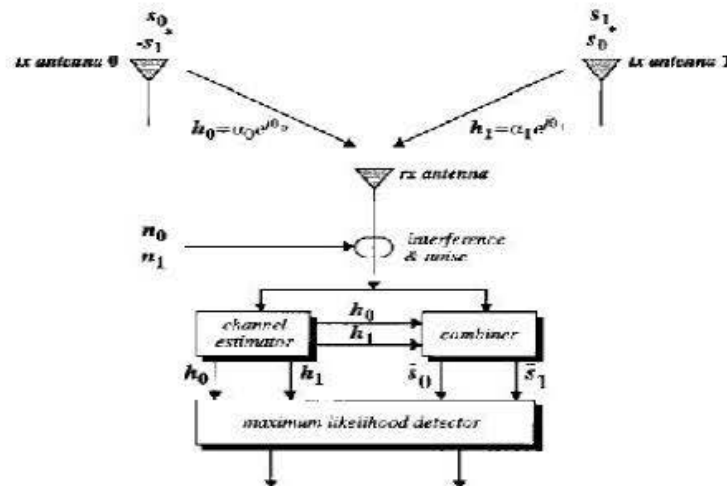


Figure 2.8: La diversité de transmission implémentée suivant le Schéma d'Alamouti

La figure suivante montre le gain en capacité des systèmes MISO. Il est clair que la diversité de transmission est moins bénéfique que la diversité de réception. En effet, une comparaison des

figures 12 et 14 montre qu'avec un rapport signal sur bruit de 30 dB, on peut dépasser les 12 bits/s/Hz pour un système SIMO, alors que la capacité maximale pour les MISO est de 10 bits/s/Hz. On remarque aussi que la saturation de la capacité est atteinte avec une vitesse plus importante pour la diversité de transmission [10].

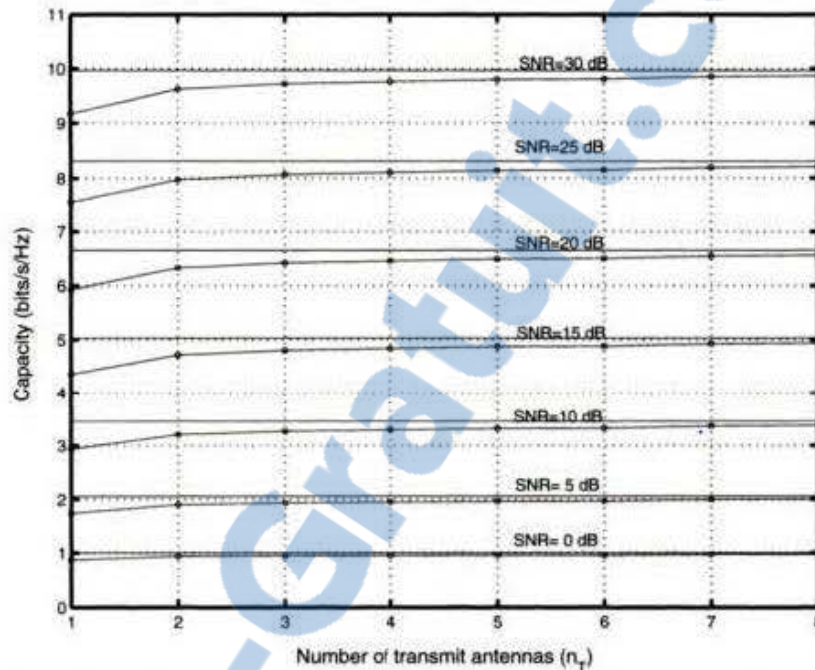


Figure 6: Capacité d'un système MISO utilisant la diversité de transmission dans un canal de type Rayleigh

Par conséquent, il est clair qu'un système MIMO $n_R \times n_T$ bénéficie à la fois de la diversité de transmission et de la diversité de réception. C'est pour cette raison qu'on remarque que le gain en capacité est plus important que celui des systèmes MISO et SIMO déjà présentés et la vitesse de saturation pour la capacité est inférieure à celle des systèmes implémentant la diversité de réception. La figure 15 montre le gain linéaire de la capacité pour les systèmes MIMO [13].

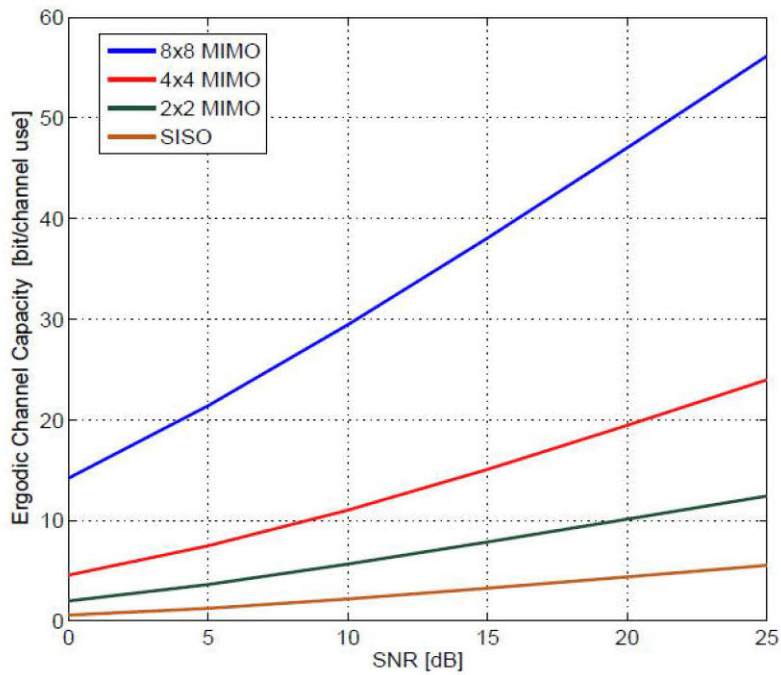


Figure 2.10: Capacité du système MIMO dans un canal Rayleigh

Les communications multi-antennes ont fait bénéficier considérablement l'industrie des télécommunications mobiles. En effet, les nouveaux standards sans fils tels que IEEE 802.16 WiMax et LTE utilisent les MIMO pour garantir des capacités permettant d'offrir les services multimédias en temps réel. De ce fait, on a bien pensé à étudier le potentiel de cette technologie dans les milieux souterrains dans le but de l'utiliser pour le transfert des données dans les galeries minières.

Conclusion

Dans ce chapitre, on a présenté l'étude théorique d'un système de communication MIMO. Ensuite, on a dérivé la capacité pour une configuration $n_R \times n_T$. Le gain en capacité offert est ensuite introduit comme une conséquence de la diversité de transmission et la diversité de réception. Ainsi, le potentiel d'un système MIMO paraît très bénéfique pour les communications sans fils, vu que le débit atteint est quasi-linéaire avec le nombre d'antennes utilisés ; sans la moindre augmentation ni de la puissance émise, ni de la bande passante du signal. De ce fait, il est maintenant évident que notre solution qui consiste à implémenter et étudier un système MIMO, pour répondre au besoin d'un système de communication dans les mines souterraines, est clairement justifiée.

Chapitre 3 : Les systèmes à faisceaux multiples

Introduction

La rareté du spectre radioélectrique a incité toujours les chercheurs à concevoir des systèmes qui permettent de contourner la contrainte fréquentielle. En effet, la théorie de l'information a donné naissance à de nouvelles astuces qui rendent la communication plus robuste et plus fiable tels que le codage de source, le codage du canal, l'entrelacement, les modulations à grande constellation, etc. Les communications multi porteuses (OFDM) et multi antennes (MIMO) ont poussé davantage le potentiel des communications sans fils en profitant de la diversité du canal de propagation. Désormais, il est incontournable que le lien radio présente le maillon faible de la chaîne de communication. Ainsi, vu que les antennes constituent le point de transition du domaine électrique vers le domaine radio. Récemment, Plusieurs travaux de recherche ont été menés sur les antennes dans le but d'améliorer la qualité des systèmes de communications. En effet, l'idée est de contrôler d'une façon intelligente la direction de rayonnement d'une antenne pour [14]:

- ✓ Concentrer la puissance rayonnée dans la direction de l'antenne réceptrice.
- ✓ Aider à moins polluer l'environnement électromagnétique en limitant le rayonnement dans des directions inutiles.
- ✓ Abaisser le niveau d'interférences pour les systèmes utilisant les mêmes ressources spectrales.

C'est dans ce contexte que se présentent les antennes intelligentes et les réseaux d'antennes à balayage de faisceaux commuté ou adaptatif. En fait, une antenne intelligente (idem : un réseau d'antennes intelligentes) est équipé d'un module RF assurant le changement de la direction de rayonnement. Ce changement du lobe principal est largement bénéfique en cas de présence d'obstacles entre l'émetteur et le récepteur vu que l'antenne a la possibilité de transmettre l'information suivant la direction où il y a moins d'obstacles et moins d'interférences. Cette flexibilité offerte aux antennes aura une grande conséquence sur la qualité de transmission de données. Il a été aussi démontré dans la littérature que les antennes intelligentes augmentent considérablement le rendement des systèmes MIMO [14]. Dans ce chapitre, on va introduire les

antennes intelligentes et présenter les composants RF qui assurent cette nouvelle caractéristique des antennes, à savoir la matrice de Butler.

1. Les antennes intelligentes

Les antennes intelligentes constituent une voie prometteuse pour l'industrie des communications sans fils. En effet, une antenne intelligente adapte son diagramme de rayonnement en fonction des conditions de propagation dans le but de minimiser la consommation énergétique et offrir une meilleure qualité de transmission [15]. Le mode d'opération de ce type d'antennes peut se résumer aux points suivants [15] :

- ✓ La station de base intelligente focalise sur un signal en particulier plutôt de capter les signaux provenant de toutes les directions.
- ✓ Former des faisceaux d'énergie orientés vers un usager particulier sans avoir à connaître l'emplacement de cet usager. Cela serait comparable à un dispositif de poursuite, une sorte de signature spatiale. C'est comme doter chaque téléphone cellulaire de sa propre liaison sans fil.
- ✓ Il faut moins d'énergie pour focaliser un signal sur 20 degrés qu'il en faut pour l'orienter sur 360 degrés. Cette économie d'énergie prolongerait en outre la durée de vie de la pile.

Le domaine d'antennes intelligentes est interdisciplinaire, incluant les outils électromagnétiques, les micro-ondes, la conception d'antennes et le traitement du signal [15]. En effet, l'électromagnétisme est primordial pour développer les communications sans fil et le traitement numérique de signal est capital pour rendre ces communications intelligentes.

1.1. Les systèmes rayonnants adaptatifs

Un système d'antennes adaptatif est composé d'un réseau d'antennes et d'un processeur adaptatif temps réel qui affecte des pondérations aux éléments du réseau d'antennes dans le but de commander le diagramme de rayonnement et privilégier une direction précise de son lobe principal. En effet, ce type d'antennes utilise l'information sur l'angle d'arrivée d'un signal pour faire adapter la direction de son diagramme de rayonnement en s'appuyant sur un organe de décision propre au processeur de réception comme le montre la figure 3.1

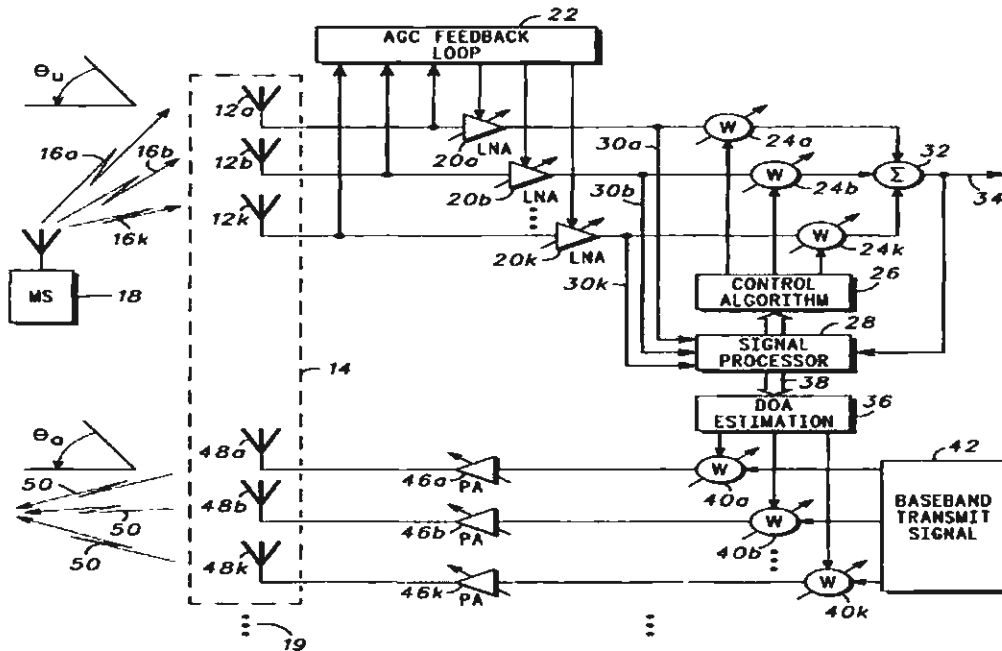


Figure 3.1: Schéma synoptique d'un réseau d'antennes adaptatif

Comme le montre la figure 3.1, les signaux captés S_1, S_2, \dots, S_N sont pondérés en amplitude A_1, A_2, \dots, A_N et en phase $\Phi_1, \Phi_2, \dots, \Phi_N$ par des coefficients complexes W_n ($1, \dots, N$) et donnent naissance à un signal S . Ce type de système a plusieurs avantages vu qu'il est possible de faire la poursuite des usagers à forte mobilité en temps réel. De plus, un réseau d'antennes adaptatif est plus précis que les réseaux commutés en terme de localisation des objets dont il fait le "tracking". Mais, le problème majeur qui se présente avec les réseaux d'antennes adaptatives réside dans la complexité de leur réalisation, leur coût élevé par rapport à d'autres technologies plus simples tels que les systèmes à faisceaux commutés.

1.2. Les systèmes à faisceaux commutés

Contrairement aux réseaux d'antennes adaptatifs, les systèmes à faisceaux commutés rayonnent dans des directions fixes. En effet, le système détecte le signal le plus puissant et la commutation d'un faisceau à un autre se fait lorsque le mobile se déplace tout au long du secteur. Un réseau à faisceaux commutés est composé généralement d'un ensemble d'antennes lié à un réseau conformateur de faisceaux [16]. Le réseau conformateur de faisceaux a m ports d'entrée et n ports de sortie. Le nombre de ports de sortie n est évidemment supérieur ou égal au nombre d'antennes utilisés et le

nombre de ports d'entrée est égal au nombre de faisceau orthogonaux que le système est capable de générer. Généralement, un signal présenté à un port d'entrée produira des excitations égales à tous les ports de sortie avec un déphasage progressif entre eux, ayant comme résultat un faisceau qui rayonne dans une direction précise de l'espace [17]. Un signal à un autre port d'entrée formera un faisceau dans une autre direction, etc. Il existe plusieurs techniques de formation de faisceaux qui sont en mesure de fournir des faisceaux fixes. La matrice de Butler est la plus utilisée principalement à cause de sa facilité de conception.

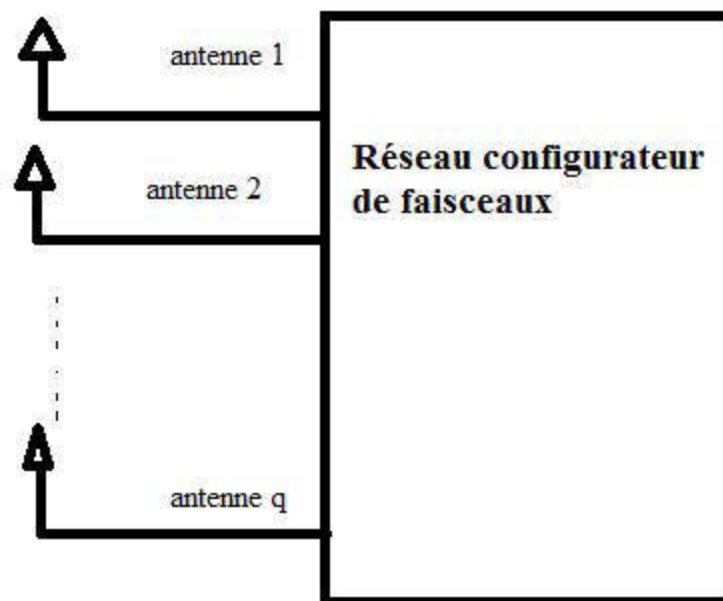


Figure 3.2: Schéma d'un système à commutation de faisceaux

2. Circuits de systèmes à faisceaux commutés dans la littérature

Dans cette partie, on va présenter les exemples types des systèmes à faisceaux commutés les plus répandus et connus, à savoir la matrice de Blass, la matrice de Nolen et la matrice de Butler.

2.1. La matrice de Blass

La matrice de Blass [18] est un réseau d'alimentation en série avec une structure en treillis comme celle illustré à la Figure 3.3. Cette matrice se compose de plusieurs lignes principales (ou lignes

transverses "through lines") qui acheminent l'énergie sur plusieurs lignes secondaires (ou lignes de ramification "branch line") qui croisent les premières et mènent au réseau d'éléments. Des coupleurs sont placés à chaque croisement pour qu'une portion de l'énergie incidente sur une ligne principale soit acheminée sur une ligne secondaire vers une antenne placée sur une extrémité de la ligne secondaire. Entre deux coupleurs directionnels, se situe un déphaseur (phase shifter) ou un ajusteur de longueur de ligne responsable du changement de phase nécessaire à la création du gradient de phase entre chaque port de sortie. Il faut noter que pour le port M d'entrée, le diagramme de rayonnement désiré est atteint aisément. Le port $M-1$ sera lui affecté par le réseau d'alimentation du port n° M . Cette affectation a été calculée par Blass [18] pour une distribution de coupleurs uniforme. Notons aussi que selon le choix du concepteur de systèmes RF, la matrice de Blass peut donner naissance à des lobes orthogonaux ou pas.

La matrice de Blass est couramment utilisée mais elle est trop chère par rapport à d'autres matrices et elle est aussi complexe à cause des coupleurs directifs qu'il faut prévoir à chaque croisement. Ajoutons aussi que cette matrice est à perte en raison de la résistance aux terminaisons utilisées dans la conception.

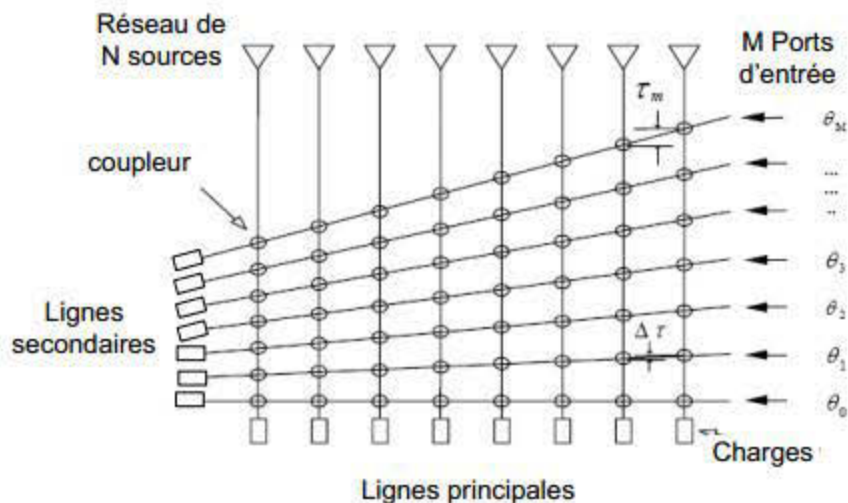


Figure 3.3: Topologie de la matrice de Blass

2.2. La matrice de Nolen

La matrice de Nolen est une variété de la matrice Blass [18]. En fait, elle en est considérée comme un cas particulier. Les N éléments antennes sont couplés à M ports. La matrice de Nolen peut ainsi alimenter un nombre d'antennes (M) différent du nombre d'orientations de faisceaux (N). Cette matrice, comme celle de Blass, est constituée de coupleurs et de déphaseurs mais contrairement à la matrice de Blass, elle ne contient pas des croisements. Chaque nœud de la matrice est constitué d'un

coupleur directionnel de paramètre θ_{ij} et d'un déphaseur de paramètre ϕ_{ij} comme le montre la figure 3. 4.

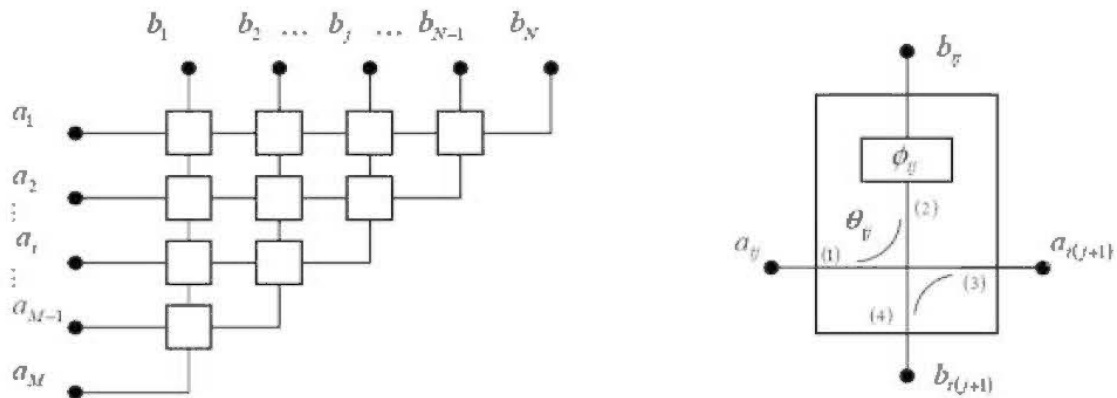


Figure 3.4: Topologie de la matrice de Nolen et géométrie d'un nœud de la matrice

Dans le tableau suivant on va montrer les valeurs des paramètres d'une matrice de Nolen 4x4 [15]. Ces valeurs indiquent que 3 coupleurs directionnels différents sont nécessaires pour réaliser cette matrice, ainsi que 4 déphaseurs différents, soit un total de 7 composants.

	1	2	3	4
1	0.500 0°	0.577 45°	0.707 90°	1.000 135°
2	0.577 180°	0.500 0°	1.000 180°	
3	0.707 90°	1.000 0°		
4	1.000 0°			

Table 2 : Paramètres d'une matrice de Nolen 4x4

Comme la matrice de Blass, elle est rarement utilisée due aux difficultés d'ajuster le réseau et à cause de son coût.

2.3. La matrice de Butler

La matrice de Butler est généralement considérée comme le circuit le plus connu et le plus cité parmi les réseaux à commutation de faisceaux. Cette matrice représente un circuit passif, réciproque et symétrique ayant N ports d'entrée et N ports de sortie. Les N ports de sorties alimentent N éléments rayonnants produisant ainsi N faisceaux orthogonaux.

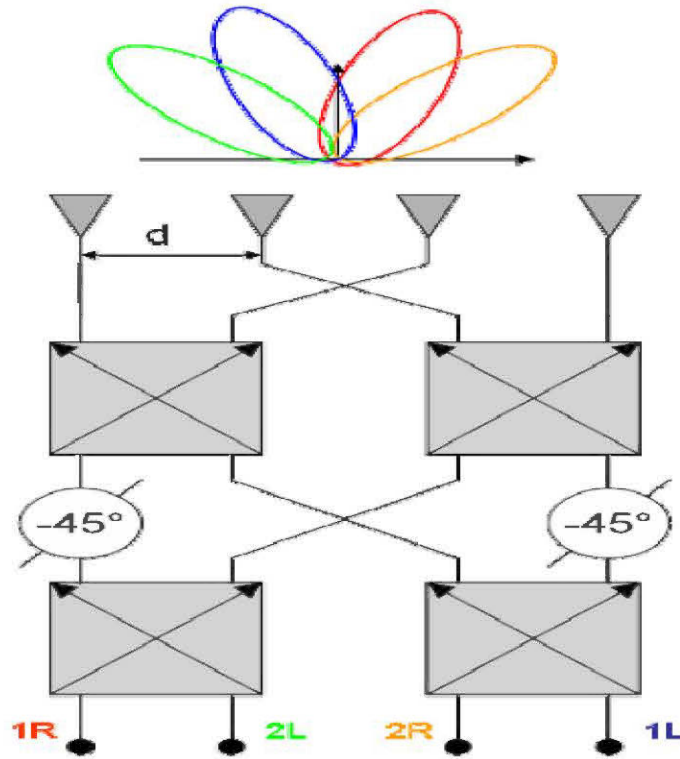


Figure 3.5 : Topologie d'une matrice de Butler standard 4x4

Par rapport à ses homologues Blass et Nolen, la matrice de Butler nécessite moins de coupleurs (pour une matrice 4x4 on a besoin de 4 coupleurs pour la matrice de Butler, 6 coupleurs pour Nolen et 16 pour Blass).

Une matrice de Butler est constituée essentiellement des 3 éléments suivants [15].

H : Coupleurs ou jonctions hybrides

$$H = \frac{N}{2} * \log_2(N) \quad (26)$$

P : déphaseurs fixes qui sont généralement des lignes à retard.

$$P = \frac{N}{2} * (\log_2(N) - 1) \quad (27)$$

C : croisements

$$C = \sum_{k=1}^{\log_2(N)} \left(\frac{N}{2} (2^{k-1} - 1) \right) \quad (28)$$

Où N est le nombre de ports de la matrice.

Pour mieux comprendre le fonctionnement on va présenter le cas d'une matrice de Butler 2x2.

3. Conception de la matrice de Butler

3.1. Matrice de Butler 2x2

La matrice de Butler 2x2 est la plus petite matrice formée seulement d'un seul coupleur et ne comportant ni déphaseurs ni croisements [18]. Ainsi, une matrice de Butler 2x2 n'est qu'un simple coupleur comme la montre la figure 3.6. Quand le port 1 est utilisé comme port d'entrée, à la sortie il y a une distribution de phase 0° , 90° et quand le port 2 est utilisé comme entrée la distribution phase: -90° , 0° .



Figure 3.6: Matrice de Butler 2x2 (coupleur 3-dB)

3.2. Matrice de Butler 4x4

En général, pour une matrice de Butler ayant N ports, l'alimentation d'un port d'entrée de la matrice permet de créer un gradient de phase β au niveau des ports de sorties donnés par [15]:

$$\beta = \frac{\pm(2p-1)180^\circ}{N} \quad (29)$$

Avec p : le numéro de port d'entrée par rapport à la normale (1 ou 2, dans le cas d'une matrice 4x4).

L'orientation du faisceau Θ est donnée par [15]:

$$\Theta = \sin^{-1} \left(\frac{\pm(2p-1)}{N} \right) \quad (30)$$

Port d'entrée	Gradient de phase β	Notation du faisceau	Orientation du faisceau, Θ
1	-45°	1R	-14.5°
2	$+135^\circ$	2L	$+48.6^\circ$
3	-135°	2R	-48.6°
4	$+45^\circ$	1L	$+14.5^\circ$

Table 3: Les orientations des faisceaux en référence à leurs ports d'entrées pour une matrice de 4×4 . [15]

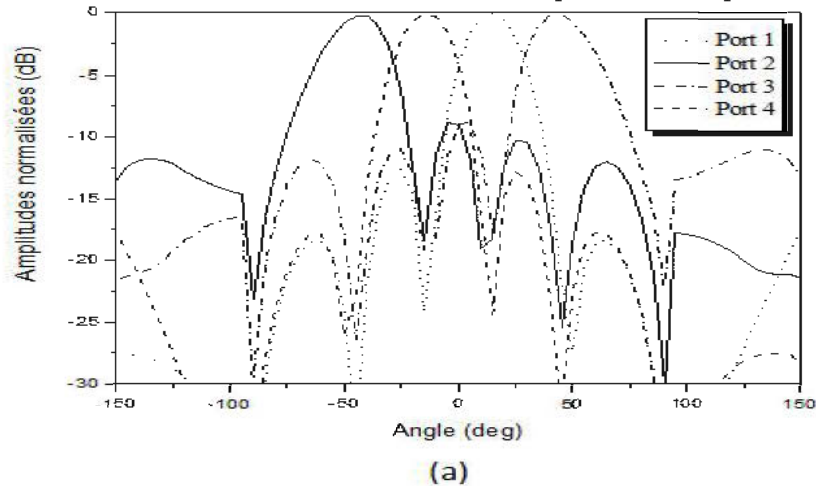


Figure 3.7: Faisceaux générés par une matrice de Butler planeaire dont le prototype est conçu sous le logiciel CST.

Donc la matrice de Butler opère comme un répartiteur de faisceaux dans différentes directions et symétriques par rapport à la normale, nommés 1R, 2L, 2R et 1L. Quand l'un des ports d'entrées est alimenté, les signaux au niveau des ports de sorties sont d'amplitudes égales et possèdent une différence de phase progressive entre chaque deux ports adjacents.

4. Traitement dans le domaine angulaire : Combinaison des MIMO avec la matrice de Butler

Dans cette partie on va se concentrer sur l'introduction d'un nouveau concept, à savoir le "traitement dans le domaine angulaire" [14]. En effet, l'idée est de faire l'intégration d'une matrice de Butler à un réseau d'antennes linéaire (Uniform Linear Array : ULA) de sorte que les ports de sortie d'une matrice de Butler soient connectés directement aux éléments rayonnants du réseau. Le but étant de créer, par ce nouveau système, des faisceaux orthogonaux à l'émission. Cette orthogonalité des faisceaux va améliorer davantage la diversité des trajets entre l'émetteur et le

récepteur MIMO par rapport à un système de transmission MIMO utilisant des ULA conventionnels.

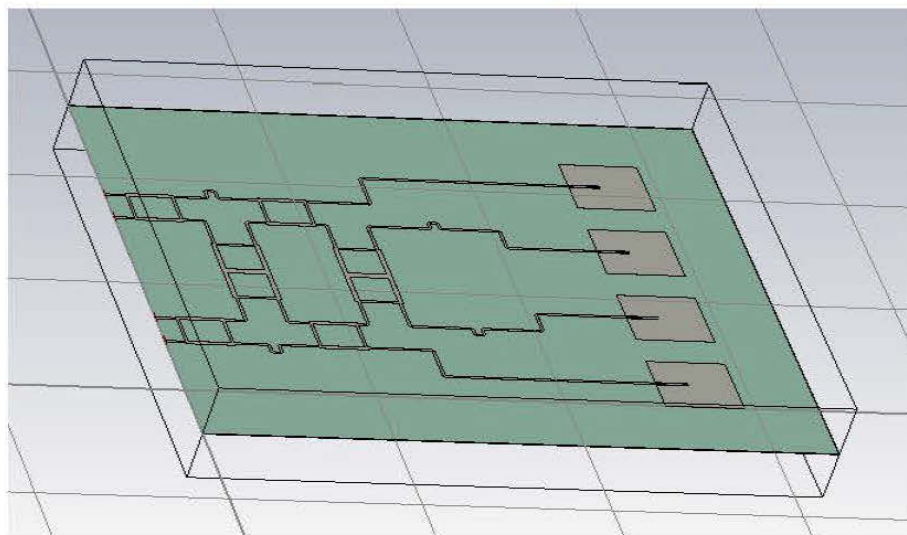


Figure 3.8: Réseau de 4 antennes connecté à une matrice de Butler 4x4



Figure 3.9: Système de transmission MIMO utilisant la matrice de Butler pour la mise en évidence du traitement dans le domaine angulaire



Figure 3.10: Système de transmission MIMO utilisant les ULA conventionnels

Notons aussi que cette solution que nous avons proposée dans notre projet de recherche vient pour remédier à un problème majeur dans les mines souterraines, en l'occurrence l'absence d'une visibilité directe entre l'émetteur et le récepteur. Ce manque de visibilité résulte généralement de l'existence éventuelle des machines de travail ainsi que des mineurs dans le milieu sous terrain. Ismail et al. [8] ont démontré qu'il existait une dégradation de la qualité du signal dans le cas de la présence d'un corps humain ou d'une machine entre les deux points de communication MIMO. En effet, l'affaiblissement de parcours augmente en présence d'obstacles. De plus, la capacité du système MIMO conventionnel (ULA) diminue d'une façon considérable. C'est en partant de ces constats résultant des études expérimentales approfondies qu'on a pensé à intégrer la matrice de Butler. Ce module, ayant la capacité de produire des faisceaux orthogonaux quand il est connecté à un réseau d'éléments rayonnants, va permettre de donner naissance à un système de transmission capable de contourner les obstacles et de diriger la puissance rayonnée là où il y a moins d'obstacles. Ajoutons à ceci le fait que même s'il n'y a pas d'obstacles entre les points de communication radio, l'avantage de cette technique est aussi présent. En effet, les faisceaux orthogonaux à la sortie du nouveau système MIMO créent moins de corrélation entre les trajets, permettant ainsi d'augmenter le rang de la matrice du canal et améliorer la capacité globale du système en termes de débit de données à pouvoir circuler dans le canal. Cette technique qui consiste à faire combiner un système MIMO conventionnel (ULA) et une matrice de Butler est connue dans la littérature sous le nom de traitement dans le domaine angulaire.

Conclusion

Dans ce chapitre, on a introduit le concept des antennes intelligentes ainsi que les réseaux rayonnant adaptatifs et à faisceaux commutés. Dans notre projet de recherche, on a décidé d'étudier les systèmes de communication MIMO en combinaison avec un module RF assurant l'orthogonalité des faisceaux. Ce module est la matrice de Butler dont le choix a été basé sur la simplicité de sa conception, son coût ainsi que sa capacité à produire des faisceaux non corrélés. Le système MIMO ainsi créé met en évidence le concept du traitement dans le domaine angulaire. En effet, cette combinaison aura des impacts sur l'affaiblissement de parcours ainsi que la capacité du canal de propagation comme ça va être démontré dans le chapitre suivant qui va être consacré à la présentation des résultats du projet et à leur interprétation.

Chapitre 4 : Traitement angulaire du système MIMO

Introduction

Le deuxième chapitre nous a permis d'introduire la technologie MIMO et de démontrer son grand potentiel à augmenter la capacité du canal sans toucher ni à la bande du signal émis ni à la puissance émise. Ce gain en capacité résulte en effet d'une caractéristique intrinsèque du canal à savoir sa richesse en multi trajets appelée aussi diversité spatiale. Dans le troisième chapitre, nous avons introduit un nouveau concept qui est le traitement dans le domaine angulaire et les avantages qu'il peut offrir quand il est combiné avec la technologie MIMO. En effet, ce type de traitement est mis en œuvre par le biais de la matrice Butler qui permet la production de lobes orthogonaux à la sortie du réseau d'antennes. Cette orthogonalité va permettre de contourner le problème d'absence de visibilité directe entre les deux points de communication en minimisant l'affaiblissement de parcours, ainsi que la corrélation entre les divers trajets. Désormais, on va présenter dans ce chapitre l'analyse des résultats de mesure en définissant les paramètres statistiques caractérisant le canal de propagation minier. Ces résultats peuvent être utilisés comme une base de données par les concepteurs des systèmes de communications dans les milieux confinés tel que les mines souterraines.

1. Description de l'environnement minier souterrain : Mine laboratoire CANMET

Ce travail de recherche est principalement basé sur une étude expérimentale du canal de propagation minier. La campagne de mesure qui avait pour but la caractérisation du canal généré par le système MIMO proposé s'est effectuée dans la mine laboratoire CANMET [19] (the Canadian Center for Minerals and Energy Technology) située à 16 km de la ville de Val d'Or. En effet, les mesures étaient toutes effectuées dans une galerie minière ordinaire à 40 mètres sous le niveau du sol comme le montre la figure 4.1. Cette galerie s'étend sur environ 70 mètres en longueur, de 2.5 à 3 mètres en largeur ainsi que 3 mètres en hauteur. Le milieu a une forme non régulière vu la présence d'anomalies de structures sur les murs et le plafond. Des petites zones contenant de l'eau sont aussi omniprésentes tout au long de la galerie [3]. Il faut noter aussi que l'humidité est importante à l'intérieur de la mine, et la température varie en moyenne entre 6 et 15 degrés Celsius durant l'année.

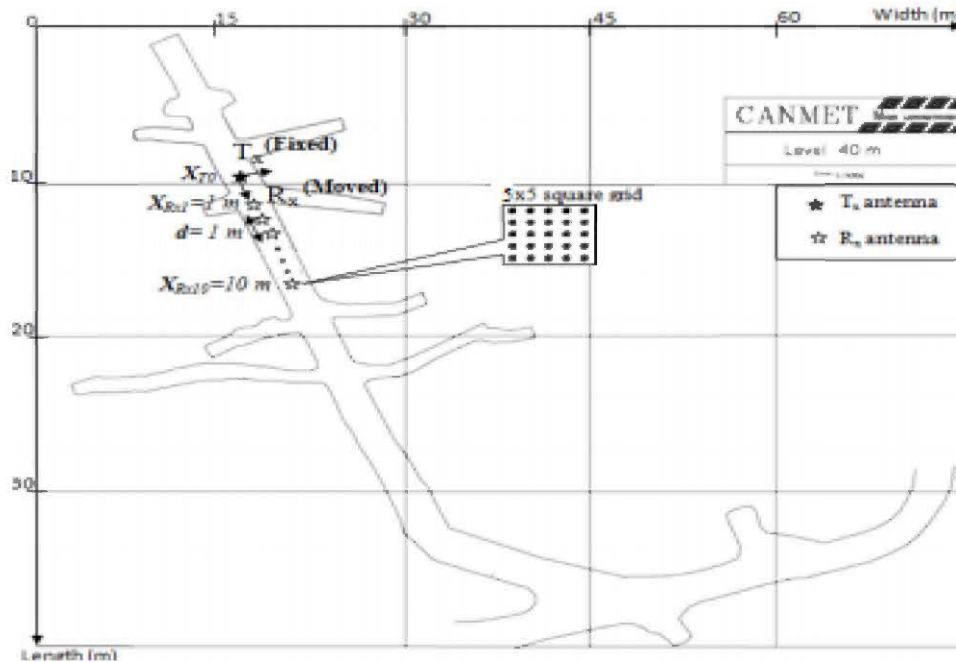


Figure 4.1: Plan de la mine CANMET au niveau 40 m

2. Présentation du système MIMO proposé

Dans notre projet, le système MIMO proposé consiste principalement en un réseau linéaire de 4 antennes combiné avec une matrice de Butler planeaire symétrique 4x4 comme le montre la figure 4.2.a. En effet, comme la fréquence d'opération choisie est de 2.4 GHz, la distance entre deux éléments rayonnants consécutifs a été fixée à $\lambda/2 = 6.25$ cm. Cette distance va permettre d'éviter l'apparition des lobes discordants dans le réseau d'antenne. Les antennes utilisées dans le réseau d'antennes linéaire sont de type patch. Ces antennes sont directionnelles et offrent un gain suffisant (8 dBi) pour atteindre des distances plus importantes que les antennes omnidirectionnelles. La directivité de ces antennes permet aussi d'éviter la transmission des signaux dans des directions inutiles ce qui améliore l'efficacité globale du système. Pour bien montrer l'intérêt d'utiliser un système MIMO-Matrice de Butler, une seconde campagne de mesure a été effectuée pour un système MIMO 4x4 conventionnel (réseau linéaire de 4 antennes, Fig. 4.2.b). Ainsi, une étude comparative est rendue possible pour cerner les performances du système MIMO en intégrant le traitement dans le domaine angulaire par rapport à son homologue conventionnel.



(a)



(b)

Figure 4.2: Système MIMO 4x4 (a) : intégration du traitement dans le domaine angulaire, (b) structure conventionnelle

3. Protocole de mesure

3.1. Procédure de mesure

La campagne de mesures a été effectuée dans la mine CANMET au niveau 40 mètres sous sol. La galerie dans laquelle les mesures étaient effectuées contient une topographie en ligne de vue directe (LOS : Line Of Sight) et une autre en ligne de vue indirecte (NLOS : Non Line Of Sight) entre les antennes d'émission Tx et de réception Rx. Pendant la campagne de mesure, on avait minimisé toute activité humaine ou de machines qui aurait pu avoir des effets sur les mesures. Ainsi, le canal de propagation était supposé quasi-stationnaire. Les antennes ont été fixées aussi à la même hauteur, c.-à-d., à 1.80 m du plancher de sorte qu'elles soient dans le même niveau horizontal. Afin de caractériser statistiquement le canal de propagation, le récepteur est déplacé sur une grille de forme rectangulaire ayant 40 points, (8x5) dont la distance entre deux points adjacents est égale à 5 cm. 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 2 m sur une distance allant de 2 m à 30 m dans la galerie en LOS et de 8 m à 30 m dans la galerie en NLOS.

3.2. Équipements de mesure

Le montage expérimental montré sur la figure ci-dessous a été utilisé pour effectuer les mesures de propagation sur une bande de fréquence allant de 2.3 GHz à 2.5 GHz avec une largeur de bande de 200 MHz.

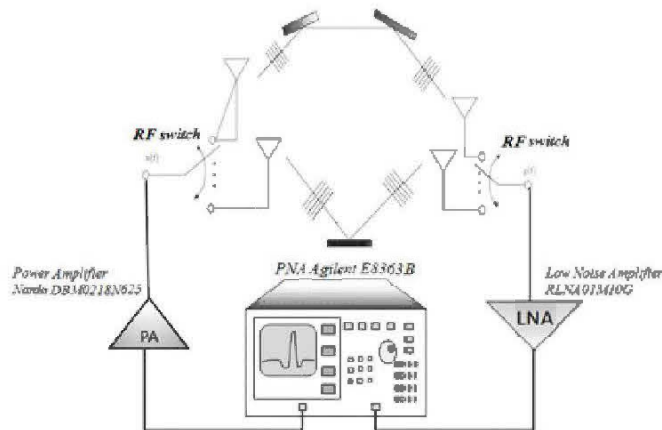


Figure 4.3: Plateforme de sondage du canal MIMO autour de la fréquence 2.4 GHz

Le tableau suivant présente des spécifications techniques relatives à la plateforme de mesure.

Équipement	Spécification technique
Analyseur de réseau vectoriel	Agilent E8363B 10MHz à 40GHz
Antennes	De type Patch, gain = 8dBi bande passante à 3 dB = 65 degrés, fréquence central d'opération = 2.4 GHz
Câbles	Câbles coaxiaux
Amplificateurs	PA et LNA de gain = 30 dB

Table 4: Spécifications techniques des éléments de la plateforme de sondage du canal utilisée

L'analyseur de réseau vectoriel **Agilent E8362B** appartient à l'ensemble des analyseurs de réseau série. Ce dispositif est principalement destiné à la caractérisation du canal radio et, fonctionne sur une plage de fréquence de 10 MHz à 40 GHz. Il est aussi rapide et doté d'une grande sensibilité fréquentielle. En effet, sa gamme dynamique atteint 110 dB et la vitesse de mesure peut aller jusqu'à 26 µsec/point. De plus, il comporte 32 canaux, 2 ports et 16.001 points.

3.3. Autres paramètres déterminants dans la procédure de mesure expérimentale

Pendant la campagne de mesure, l'analyseur du réseau vectoriel faisait un balayage fréquentiel de 2001 valeurs discrètes uniformément réparties entre 2.3 et 2.5 GHz, avec un saut de 100 KHz. Le port de sortie de l'analyseur collecte la variation en amplitude-phase des 2001 points-fréquences étudiés. La résolution fréquentielle de 100 KHz correspond en fait à un étalement de retard (l'inverse de la résolution fréquentielle) de 10 μ sec. Cet étalement de retard est largement suffisant et très grand par rapport à l'étalement maximal observé, comme cela sera démontré dans la partie traitant le profil de puissance. Toutes les mesures du canal étaient prises dans le domaine fréquentiel en « paramètre-S » en évaluant le paramètre S21. Le tableau suivant résume les paramètres de balayage :

BW = Largeur de bande	200 MHz
Fréquence centrale	2.4 GHz
Nombre de points échantillonnés	2001
Résolution temporelle = 1/BW	5 ns
Résolution fréquentielle	100 KHz
Étalement maximal du retard	10 μ sec
Taille de la grille de moyennage	8x5 = 40
Hauteur des antennes	1.8 m

Table 5: Paramètres de mesure

La fonction de transfert du canal $H(f)$ mesurée à l'aide de l'analyseur du réseau peut être modélisée par :

$$H(f) = |H(f)| \cdot e^{j\theta(f)} \quad (31)$$

Où $|H(f)|$ représente l'amplitude de la fonction de transfert tandis que $\theta(f)$ est sa phase.

4. Scénarios des tests

Notre étude expérimentale du canal MIMO 4x4 à 2.4 GHz est basée sur 4 scénarios de mesures qu'on peut classer comme suit :

- Sondage du canal MIMO 4x4 conventionnel en ligne de vision directe (LOS)
- Sondage du canal MIMO 4x4 utilisant le concept du traitement dans le domaine angulaire en ligne de vision directe (LOS)
- Sondage du canal MIMO 4x4 conventionnel en Non Line-Of-Sight (NLOS)
- Sondage du canal MIMO 4x4 utilisant le concept du traitement dans le domaine angulaire en NLOS.

Lors de la campagne de mesure en LOS, pour faire la collecte de données nécessaires à la caractérisation du canal minier, le récepteur Rx est déplacé avec un pas de 2m sur une distance de 2 m à 30 m dans la galerie en ligne de vision directe. Cette procédure a été établie pour les deux systèmes MIMO testés comme le montraient les figures 4.4 et 4.5. A chaque distance de mesure, le récepteur a été déplacé sur une grille de taille 8x5 dans le but d'avoir une moyenne statistique du signal reçu. Cette même démarche expérimentale a été refaite en absence de visibilité directe entre l'émetteur et le récepteur MIMO. En effet, dans le cas NLOS, l'émetteur est laissé en position fixe à l'intérieur d'une ramification de la galerie minière comme le montre les figure 4.6 et 4.7. Le récepteur quant à lui est déplacé à raison de 2 m sur une distance allant de 8 à 30 m de l'émetteur MIMO. Dans la campagne de mesure NLOS, les mesures étaient faites pour les 2 systèmes MIMO déjà présentés dans le but de faire une étude comparative lors de l'extraction des paramètres statistiques du canal.



Figure 4.4: Sondage du canal MIMO 4x4 avec traitement dans le domaine angulaire en LOS



Figure 4.5: Sondage du canal MIMO conventionnel en LOS



Figure 4.6: Émetteur MIMO conventionnel en position fixe dans une ramification à l'intérieur de la galerie minière, lors des mesures en NLOS

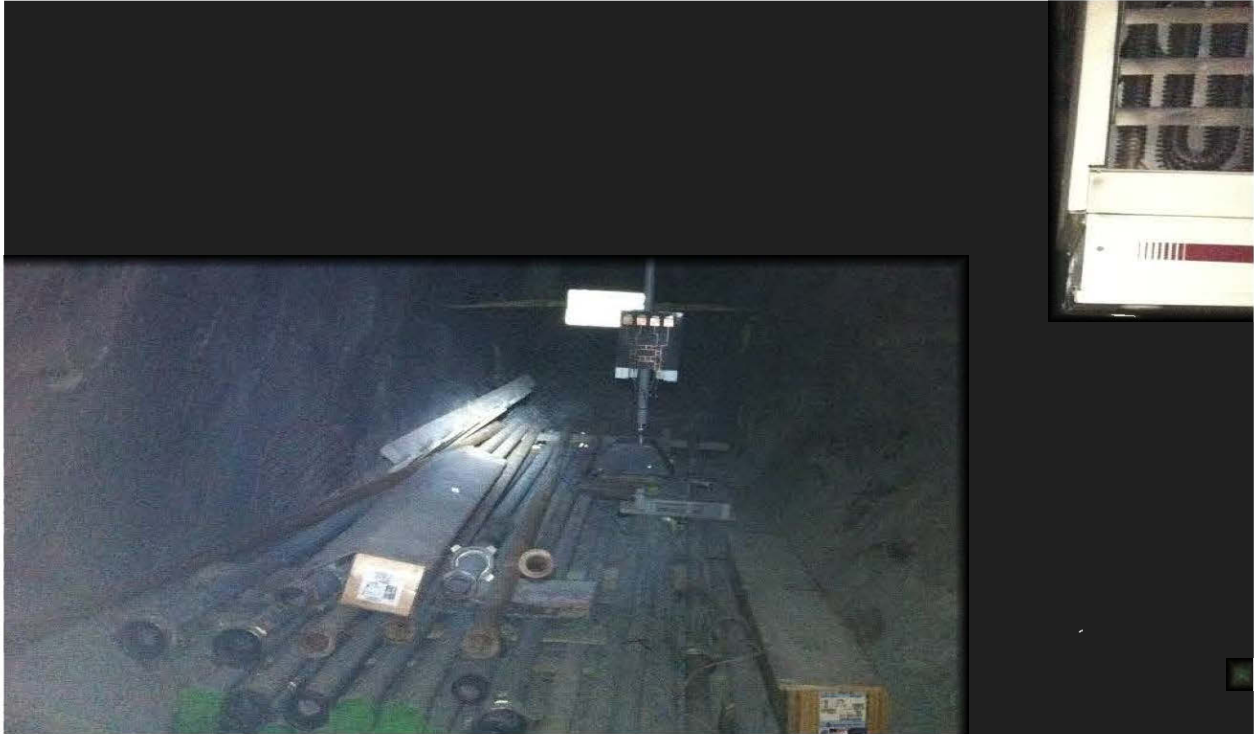


Figure 4.7: Émetteur MIMO intégrant la matrice de Butler en position fixe dans une ramification à l'intérieur de la galerie minière, lors des mesures en NLOS

5. Analyse des résultats

Dans cette partie on va présenter les résultats des paramètres caractérisant le canal MIMO souterrain. En effet, pour chaque paramètre qu'on a étudié, on va introduire la méthodologie suivie et comparer les résultats obtenus en Line-Of-Sight par rapport à ceux du Non Line-Of-Sight. Ainsi, des interprétations vont être présentées pour explorer le comportement du canal de propagation.

Avant d'entrer en détails dans la caractérisation du canal de propagation, on va présenter la structure des fichiers de mesure qu'on a traités à l'aide du logiciel de calcul MATLAB. En effet, l'analyseur de réseau vectoriel englobe les mesures à chaque distance dans des fichiers .s2p après faire le balayage fréquentiel sur toute la plage étudiée. Un exemple d'un fichier de mesure qu'on a obtenu en ligne de vision directe est donné par la figure 4.8.

```

!Agilent Technologies,E8363B,MY43030572,A.06.04.32
!Agilent E8363B: A.06.04.32
!Date: Thursday, November 29, 2012 10:30:13
!Correction: S11(off) S21(off) S12(off) S22(off)
!S2P File: Measurements: S11, S21, S12, S22:
# Hz S dB R 50
2200000000 -7.063200e+002 8.983361e+001 -8.314514e+001 1.695698e+002 -6.950024e+002 8.995479e+001 -6.950024e+002 8.995479e+001
2200100000 -7.063200e+002 8.983361e+001 -8.013699e+001 6.213620e+001 -6.950024e+002 8.995479e+001 -6.950024e+002 8.995479e+001
2200200000 -7.063200e+002 8.983361e+001 -8.261735e+001 6.659211e+001 -6.950024e+002 8.995479e+001 -6.950024e+002 8.995479e+001
2200300000 -7.063200e+002 8.983361e+001 -8.453611e+001 -1.630473e+001 -6.950024e+002 8.995479e+001 -6.950024e+002 8.995479e+001
2200400000 -7.063200e+002 8.983361e+001 -7.751959e+001 1.343738e+002 -6.950024e+002 8.995479e+001 -6.950024e+002 8.995479e+001
2200500000 -7.063200e+002 8.983361e+001 -7.765752e+001 -7.011220e+001 -6.950024e+002 8.995479e+001 -6.950024e+002 8.995479e+001
2200600000 -7.063200e+002 8.983361e+001 -8.069827e+001 -8.556857e+001 -6.950024e+002 8.995479e+001 -6.950024e+002 8.995479e+001
2200700000 -7.063200e+002 8.983361e+001 -8.395956e+001 -1.091217e+002 -6.950024e+002 8.995479e+001 -6.950024e+002 8.995479e+001
2200800000 -7.063200e+002 8.983361e+001 -7.950269e+001 -5.317294e+001 -6.950024e+002 8.995479e+001 -6.950024e+002 8.995479e+001
2200900000 -7.063200e+002 8.983361e+001 -9.440261e+001 -7.564279e+001 -6.950024e+002 8.995479e+001 -6.950024e+002 8.995479e+001
2201000000 -7.063200e+002 8.983361e+001 -7.997025e+001 1.606366e+002 -6.950024e+002 8.995479e+001 -6.950024e+002 8.995479e+001
2201100000 -7.063200e+002 8.983361e+001 -7.960522e+001 -1.104195e+001 -6.950024e+002 8.995479e+001 -6.950024e+002 8.995479e+001
2201200000 -7.063200e+002 8.983361e+001 -8.042124e+001 -1.655640e+002 -6.950024e+002 8.995479e+001 -6.950024e+002 8.995479e+001
2201300000 -7.063200e+002 8.983361e+001 -9.856396e+001 -4.575550e+001 -6.950024e+002 8.995479e+001 -6.950024e+002 8.995479e+001
2201400000 -7.063200e+002 8.983361e+001 -8.154896e+001 8.096281e+001 -6.950024e+002 8.995479e+001 -6.950024e+002 8.995479e+001
2201500000 -7.063200e+002 8.983361e+001 -7.616146e+001 1.255734e+002 -6.950024e+002 8.995479e+001 -6.950024e+002 8.995479e+001
2201600000 -7.063200e+002 8.983361e+001 -8.120540e+001 -1.319710e+002 -6.950024e+002 8.995479e+001 -6.950024e+002 8.995479e+001
2201700000 -7.063200e+002 8.983361e+001 -8.152327e+001 -1.627815e+002 -6.950024e+002 8.995479e+001 -6.950024e+002 8.995479e+001
2201800000 -7.063200e+002 8.983361e+001 -7.906892e+001 -4.847467e+000 -6.950024e+002 8.995479e+001 -6.950024e+002 8.995479e+001
2201900000 -7.063200e+002 8.983361e+001 -8.119511e+001 1.098599e+002 -6.950024e+002 8.995479e+001 -6.950024e+002 8.995479e+001
2202000000 -7.063200e+002 8.983361e+001 -9.048537e+001 -1.540723e+002 -6.950024e+002 8.995479e+001 -6.950024e+002 8.995479e+001
2202100000 -7.063200e+002 8.983361e+001 -8.786108e+001 2.806078e+001 -6.950024e+002 8.995479e+001 -6.950024e+002 8.995479e+001
2202200000 -7.063200e+002 8.983361e+001 -9.169810e+001 9.746548e+001 -6.950024e+002 8.995479e+001 -6.950024e+002 8.995479e+001
2202300000 -7.063200e+002 8.983361e+001 -8.005568e+001 -1.752402e+002 -6.950024e+002 8.995479e+001 -6.950024e+002 8.995479e+001
2202400000 -7.063200e+002 8.983361e+001 -7.558688e+001 -1.652952e+002 -6.950024e+002 8.995479e+001 -6.950024e+002 8.995479e+001
2202500000 -7.063200e+002 8.983361e+001 -9.748164e+001 -1.275711e+002 -6.950024e+002 8.995479e+001 -6.950024e+002 8.995479e+001
2202600000 -7.063200e+002 8.983361e+001 -1.034983e+002 1.425906e+002 -6.950024e+002 8.995479e+001 -6.950024e+002 8.995479e+001
2202700000 -7.063200e+002 8.983361e+001 -9.186783e+001 -1.044043e+002 -6.950024e+002 8.995479e+001 -6.950024e+002 8.995479e+001
2202800000 -7.063200e+002 8.983361e+001 -8.236825e+001 -2.869749e+001 -6.950024e+002 8.995479e+001 -6.950024e+002 8.995479e+001
2202900000 -7.063200e+002 8.983361e+001 -7.959932e+001 9.105811e+001 -6.950024e+002 8.995479e+001 -6.950024e+002 8.995479e+001
2203000000 -7.063200e+002 8.983361e+001 -8.351342e+001 3.046821e+001 -6.950024e+002 8.995479e+001 -6.950024e+002 8.995479e+001
2203100000 -7.063200e+002 8.983361e+001 -7.827138e+001 -2.805371e+001 -6.950024e+002 8.995479e+001 -6.950024e+002 8.995479e+001
2203200000 -7.063200e+002 8.983361e+001 -8.535122e+001 -2.129341e+001 -6.950024e+002 8.995479e+001 -6.950024e+002 8.995479e+001
2203300000 -7.063200e+002 8.983361e+001 -8.189384e+001 4.770599e+001 -6.950024e+002 8.995479e+001 -6.950024e+002 8.995479e+001
2203400000 -7.063200e+002 8.983361e+001 -8.785865e+001 -6.189389e+001 -6.950024e+002 8.995479e+001 -6.950024e+002 8.995479e+001
2203500000 -7.063200e+002 8.983361e+001 -8.550423e+001 2.842932e+001 -6.950024e+002 8.995479e+001 -6.950024e+002 8.995479e+001
2203600000 -7.063200e+002 8.983361e+001 -8.013612e+001 6.237367e+001 -6.950024e+002 8.995479e+001 -6.950024e+002 8.995479e+001
2203700000 -7.063200e+002 8.983361e+001 -8.413535e+001 1.698501e+002 -6.950024e+002 8.995479e+001 -6.950024e+002 8.995479e+001
2203800000 -7.063200e+002 8.983361e+001 -8.207494e+001 -1.236554e+002 -6.950024e+002 8.995479e+001 -6.950024e+002 8.995479e+001
2203900000 -7.063200e+002 8.983361e+001 -8.891291e+001 5.859886e-002 -6.950024e+002 8.995479e+001 -6.950024e+002 8.995479e+001
2204000000 -7.063200e+002 8.983361e+001 -7.723119e+001 3.410175e+001 -6.950024e+002 8.995479e+001 -6.950024e+002 8.995479e+001
2204100000 -7.063200e+002 8.983361e+001 -8.380920e+001 1.260729e+002 -6.950024e+002 8.995479e+001 -6.950024e+002 8.995479e+001
2204200000 -7.063200e+002 8.983361e+001 -8.455183e+001 1.590444e+002 -6.950024e+002 8.995479e+001 -6.950024e+002 8.995479e+001

```

Figure 4.8: Fichier de mesure .s2p : exemple type

Chaque fichier de mesure est organisé comme suit :

- Un entête de 6 lignes comprenant entre autres la date de prise des mesures, comme c'est le cas dans la figure 4.8 ou ca était marqué que les mesures étaient prises le 29 novembre 2012 à 10h30 du matin.
- La première colonne qui donne les fréquences discrètes mesurés
- Les deuxième et troisième colonnes donnent l'amplitude et phase du paramètre $S11(f)$.
- Les quatrième et cinquième colonnes donnent l'amplitude et phase du paramètre $S21(f)$
- Les sixième et septième colonnes donnent l'amplitude et phase du paramètre $S12(f)$.
- Les huitième et neuvième colonnes donnent l'amplitude et phase du paramètre $S22(f)$.

Dans notre étude, seules la quatrième et la cinquième colonnes sont d'intérêt en donnant le paramètre $S21(f)$ qui est une traduction du gain du canal [1].

5.1.Profil de puissance et réponse impulsionnelle du canal

Étant donné que les mesures ont été effectuées dans le domaine fréquentiel, la transformée de Fourier inverse (IFFT) a été appliquée à la réponse fréquentielle tout en utilisant le fenêtrage de Hamming dans le but d'obtenir la réponse impulsionnelle $h(t)$. La réponse temporelle est une somme répliquée du signal transmis avec différentes amplitudes, phases et délais. Ce phénomène d'arrivée du signal émis en différents échos peut être exprimé mathématiquement par [20]:

$$H(\tau, t) = \sum_{k=0}^{N-1} a_k e^{j\theta_{k(t)}} \delta(t - \tau_{k(t)}) \quad (32)$$

Où a_k est l'atténuation correspondant au chemin k , $\theta_{k(t)}$ est la phase avec laquelle l'écho est arrivé et $\tau_{k(t)}$ le délai qui correspond à cette version retardée du signal.

Dans les deux figures suivantes on montrera, à titre d'exemple, deux réponses impulsionnelles; l'une pour le système MIMO conventionnel en LOS et l'autre pour la structure implémentant le traitement dans le domaine angulaire. Ces réponses impulsionnelles correspondent à une distance de 14 m séparant l'émetteur et le récepteur MIMO.

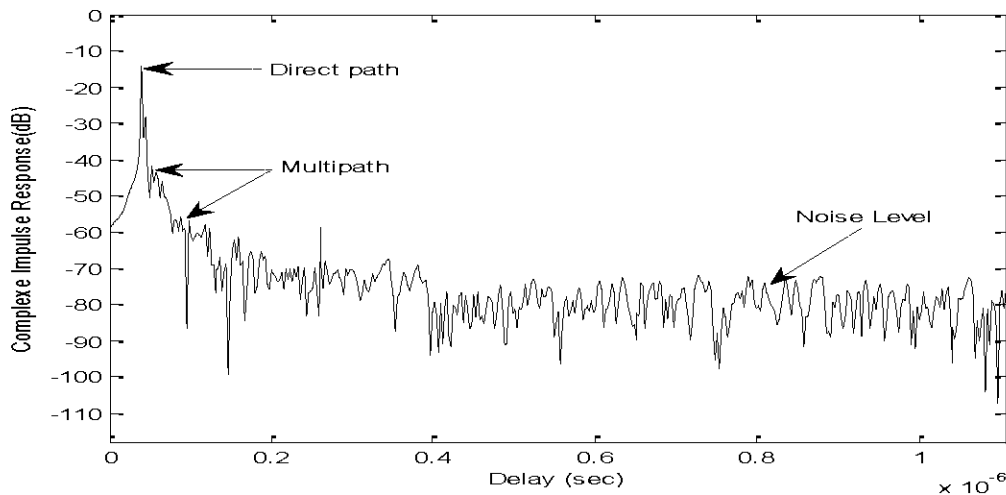


Figure 4.9: Réponse impulsionnelle pour le système MIMO conventionnel

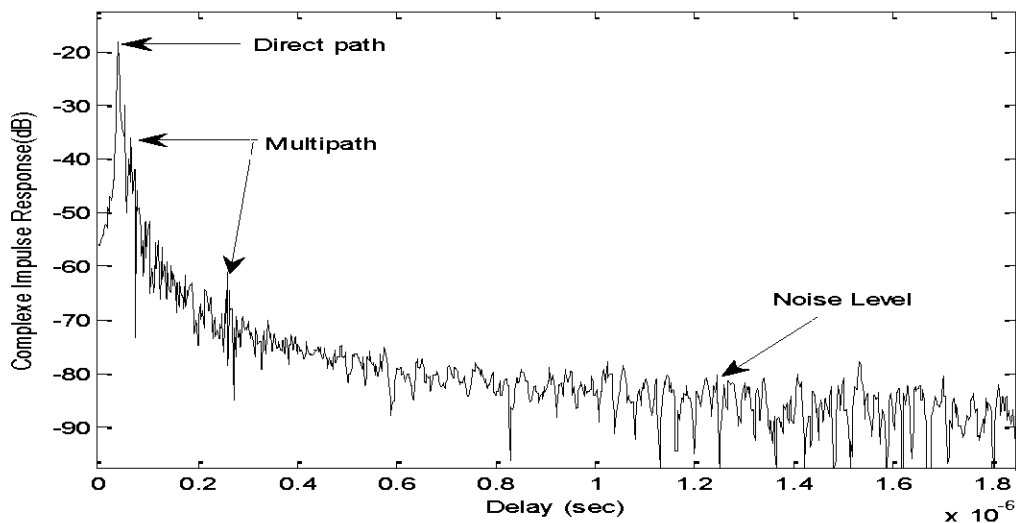


Figure 4.10: Réponse impulsionnelle pour le système MIMO intégrant la matrice de Butler

Dans les deux cas, le trajet direct correspond à un délai de l'ordre de $0.045 \mu\text{sec}$. Ce délai multiplié par la célérité de la lumière donne une distance parcourue égale à 14 m ce qui justifie bien l'intégrité des mesures. Il faut noter aussi que ce paramètre va caractériser la propagation dans la mine en termes de multi trajets et niveau de bruit, qui vont servir lors du calcul du bilan de puissance. A titre d'exemple, on a remarqué que le bruit avait un niveau moyen aux alentours de -90 dBm, et c'est cette valeur qui était utilisée lors du calcul de la capacité du système.

5.2. Analyse de l'affaiblissement de parcours (Path loss)

En communications sans fils, la propagation du signal le long du trajet radioélectrique dans l'environnement souterrain provoque un affaiblissement de la puissance du signal reçu du à la variation de la distance et de la fréquence. La caractérisation d'un tel affaiblissement par le biais de sa modélisation mathématique est d'une importance majeure. En effet, la connaissance du comportement du canal vis-à-vis de la puissance du signal est nécessaire dans le calcul du bilan de liaison et lors de la conception des zones de couverture des systèmes de radio communication.

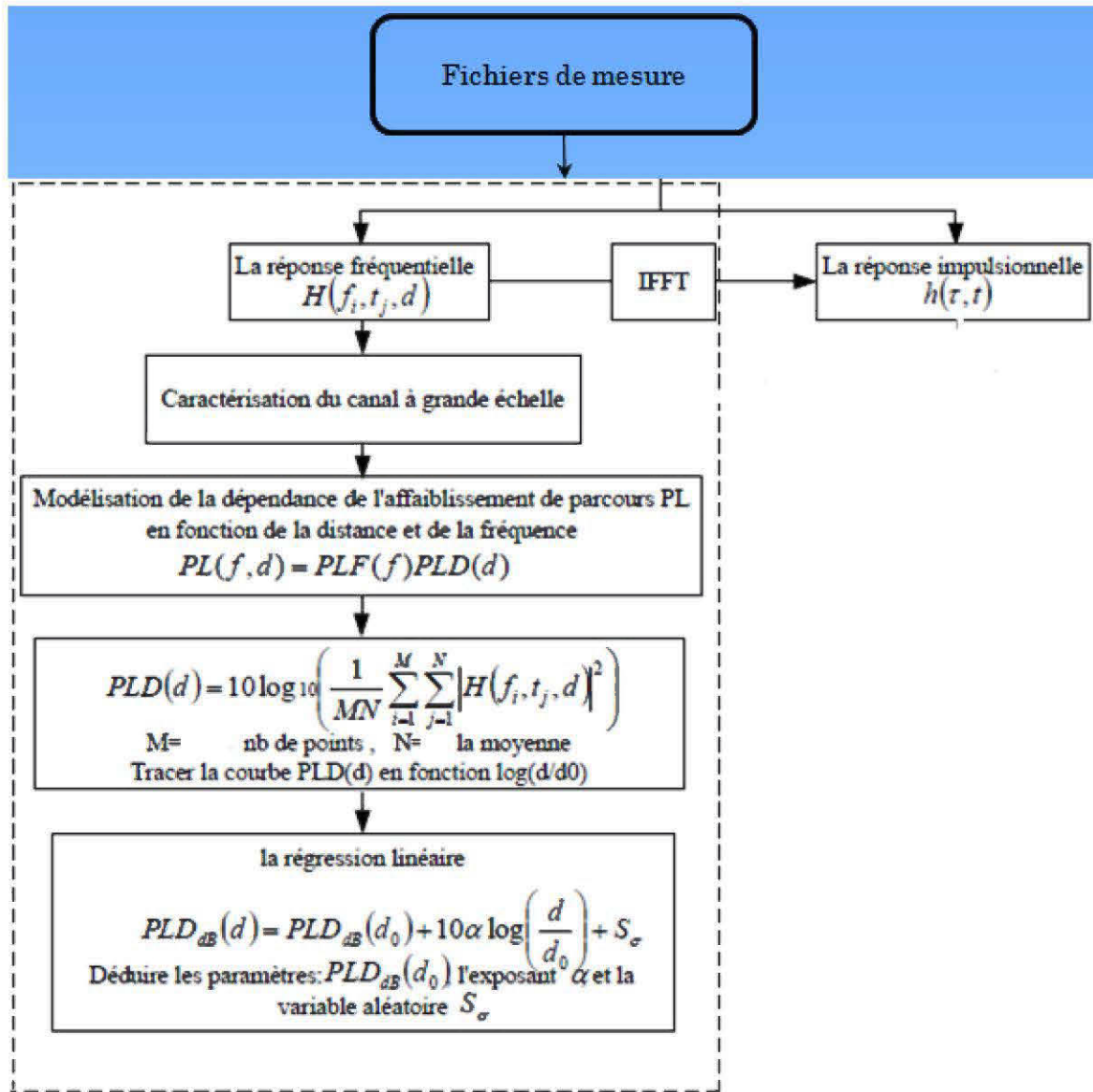


Figure 4.11: Organigramme des étapes suivies pour la caractérisation du path loss

En effet, à chaque distance le pathloss est donné en moyenne par [20] :

$$Pl(d)_{dB} = \frac{1}{M} \frac{1}{N} \sum_{i=1}^M \sum_{j=1}^N |f(i, j, d)|^2 \quad (33)$$

Où M est le nombre de points d'échantillonnage (le nombre de fréquences discrètes mesurées) et N est la taille de la grille avec laquelle la moyenne de l'affaiblissement est établi. Par la suite le pathloss est supposé suivre une distribution logarithmique en distance ainsi qu'une modélisation lognormale de l'effet de masque [5]. De ce fait, l'affaiblissement de parcours à une distance d séparant l'émetteur du récepteur est donné par [19]:

$$Pl(d)_{dB} = \overline{Pl(d_0)_{dB}} + 10 \alpha \log\left(\frac{d}{d_0}\right) + X_\sigma \quad (34)$$

Où $\overline{Pl}(d_0)_{dB}$ est l'affaiblissement moyen à la distance de référence d_0 , α est la constante de propagation et X_σ représente une variable aléatoire gaussienne de moyenne nulle traduisant l'effet de masque dans le canal minier.

En utilisant la méthode de régression linéaire [21], les éléments caractérisant le path loss ont été évalués pour les deux systèmes MIMO déjà présentés en LOS ainsi qu'en NLOS.

5.2.1. Caractérisation du path loss en LOS

Les deux figures suivantes montrent l'affaiblissement de parcours mesuré dans la galerie minière en LOS pour les deux systèmes MIMO testés; à savoir la configuration conventionnelle et celle du traitement dans le domaine angulaire.

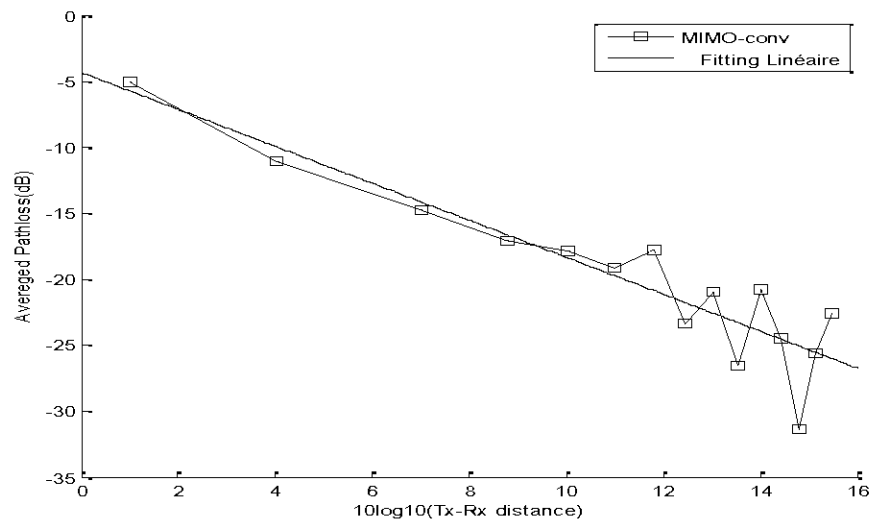


Figure 4.12: affaiblissement de parcours pour le système MIMO conventionnel en LOS

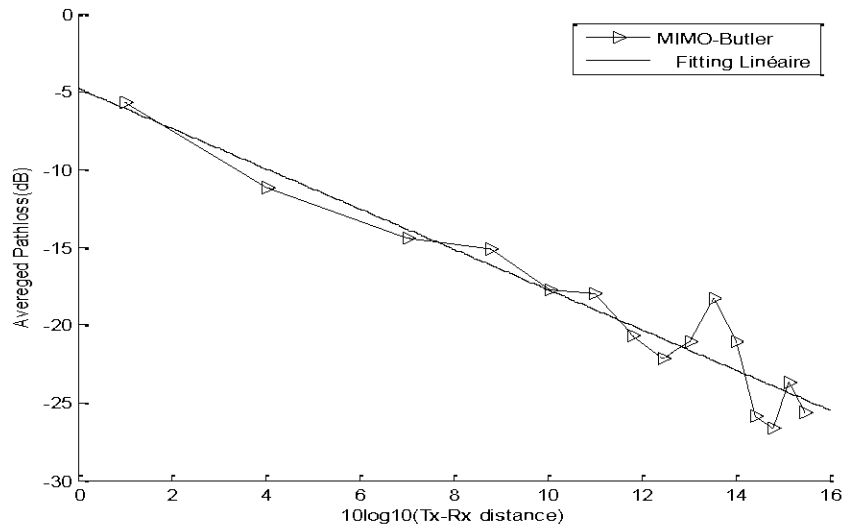


Figure 4.13: affaiblissement de parcours pour le système MIMO intégrant la matrice de Butler en LOS

Il est à noter que dans toute la suite de ce chapitre, on va utiliser les notations MIMO-conv et MIMO-Butler pour faire référence au système MIMO conventionnel et au système MIMO utilisant la matrice de Butler respectivement et ceci est dans le but d'alléger le texte.

Dans le tableau suivant on donnera les paramètres statistiques de l'affaiblissement de parcours pour les deux configurations en ligne de vision directe :

	Affaiblissement de parcours mesuré à d_0 (dB)	α	σ_X (dB)
MIMO-conv	-5.03	1.4	4.32
MIMO-Butler	-5.71	1.29	4.78

Table 6: statistiques du Path loss en LOS pour les deux systèmes MIMO

Remarquons que la constante de propagation dans le cas du système MIMO-Butler ($\alpha = 1.29$) est inférieure à celle mesurée pour l'architecture MIMO-conv ($\alpha = 1.4$). Ceci peut être interprété par le fait que les antennes du système MIMO-Butler fonctionnent ensemble comme un système de Beamforming ayant un gain plus important que les éléments rayonnant de l'architecture MIMO-conv. Ainsi, l'affaiblissement de parcours pour de grandes distances sera moins important dans le cas du traitement dans le domaine angulaire.

5.2.2. Caractérisation du path loss en NLOS

Dans les figures 4.14 et 4.15, on montrera, par analogie au cas précédent, l'affaiblissement de parcours mesuré pour les deux systèmes MIMO en absence de visibilité directe (NLOS).

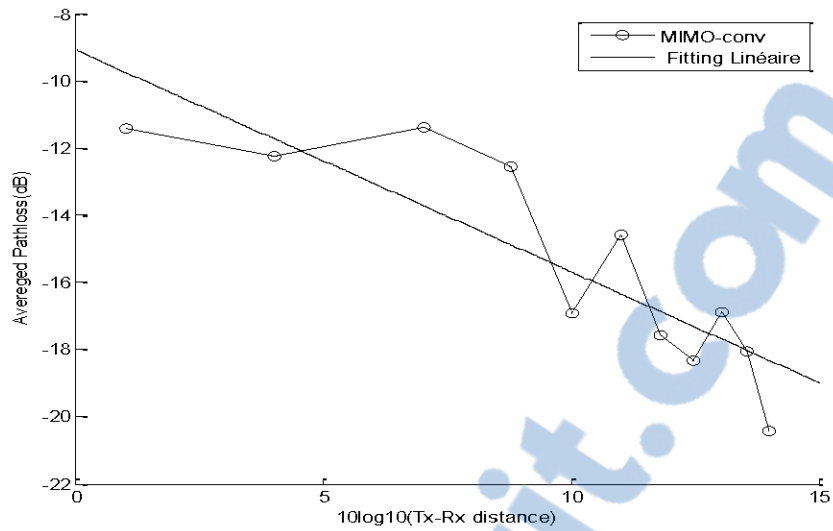


Figure 4.14: affaiblissement de parcours pour le système MIMO conventionnel en NLOS

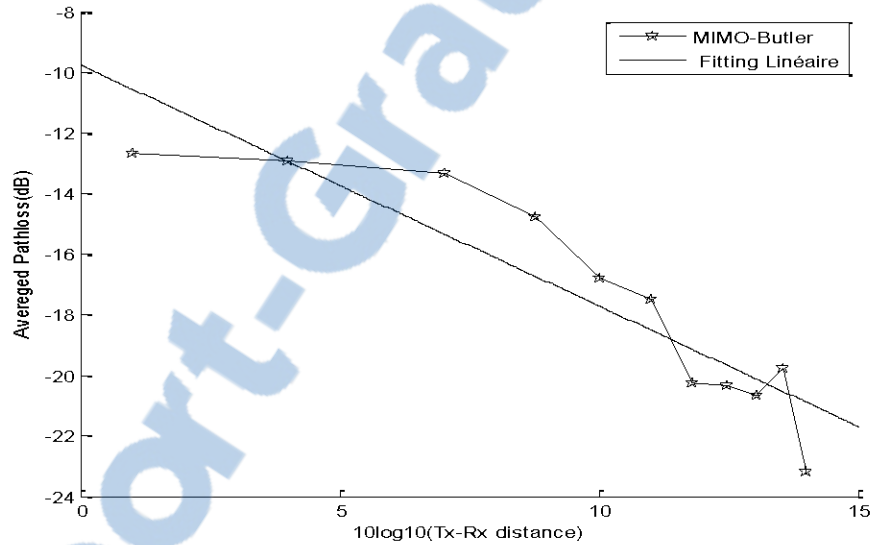


Figure 4.15: affaiblissement de parcours pour le système MIMO intégrant la matrice de Butler en NLOS

Dans le tableau suivant, on donnera les paramètres statistiques de l'affaiblissement de parcours pour les deux configurations en absence de visibilité directe entre les deux points de communication MIMO:

	Affaiblissement de parcours mesuré à d_0 (dB)	α	σ_X (dB)
MIMO-conv	-11.41	1.66	5.4
MIMO-Butler	-12.68	1.79	6.1

Table 7: statistiques du Path loss en NLOS pour les deux systèmes MIMO

Remarquons que pour le cas NLOS, la constante de propagation pour l'architecture conventionnelle est inférieure à celle du système proposé. En effet, ceci s'explique par le fait que plus de réflexions sont engendrées lorsqu'on utilise la matrice de Butler en combinaison avec le système MIMO, et ainsi le signal va perdre plus de puissance avant d'atteindre le récepteur.

5.3. Analyse de la capacité du canal

Comme on l'avait déjà démontré au chapitre 2, la capacité d'un canal est généralement définie comme le plus grand débit de données que l'on peut se permettre sur un canal [13]. Dans le cas des communications MIMO, la capacité est fortement liée aux propriétés statistiques de la matrice du canal. En effet, pour un canal à bande étroite, et sans aucune information sur le comportement du canal au niveau de l'émetteur, la capacité d'un système MIMO $M \times N$ est donnée par la formule suivante [22] :

$$C = \log_2 \left(\det \left[I_M + \frac{\sigma}{N} H H^* \right] \right) \frac{\text{bits}}{\text{s}} \quad (35)$$

Avec I_M est la matrice identité de taille M , σ étant le rapport signal sur bruit moyen à la réception, H représentant la matrice du canal MIMO et H^* est la matrice hermitienne de H .

Cette équation est applicable si et seulement si $M < N$. Si $M > N$, $H H^*$ est remplacée par $H^* H$ et I_M par I_N . Pour un canal sélectif en fréquence, la capacité d'un système MIMO est obtenue en faisant la moyenne ergodique sur des petites bandes de fréquences autour de la fréquence centrale d'opération. Ainsi, la capacité du canal MIMO est donnée par la formule généralisée suivante [8].

$$C_f = \epsilon_f \langle \log_2 \left(\det \left[I_M + \frac{\sigma}{N} H H^* \right] \right) \rangle \frac{\text{bits}}{\text{Hz}} \quad (36)$$

Avec ϵ_f représentant l'espérance mathématique sur la bande de fréquence étudiée. En effet, dans notre étude expérimentale, on a fait les mesures sur une bande de fréquence de 200 MHz (2.3-2.5 GHz). Cette bande est subdivisée en 2000 sous petites bandes ayant chacune une largeur de 100 KHz. Par la suite, la capacité du canal est évaluée sur chaque sous-bande et enfin, une moyenne est appliquée sur les 2000 valeurs trouvées pour aboutir à la capacité ergodique du canal à la fréquence 2.4 GHz.

5.3.1. Capacité du canal MIMO en LOS

Dans la figure 4.16, la fonction de répartition de la capacité des deux systèmes MIMO est donnée. En effet, on remarque qu'il y a un gain de 0.3 bit/s/Hz pour le système MIMO proposé (utilisant la matrice de Butler) par rapport à l'architecture conventionnelle. Ce gain en capacité est considérable et pourra servir pour offrir une meilleure qualité de service pour les communications sans fils dans les milieux souterrains dans des scénarios en visibilité directe.

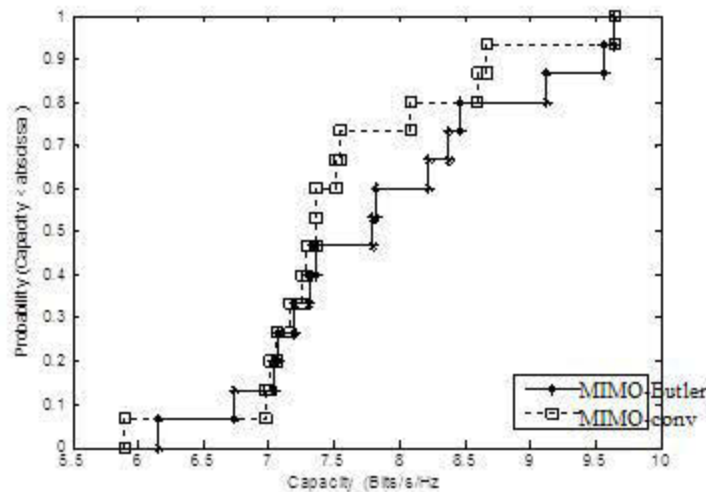


Figure 4.16: Fonction de répartition de la capacité du canal pour les deux systèmes MIMO en ligne de vision directe (LOS)

5.3.2. Capacité du canal MIMO en NLOS

Dans la figure 4.17, la fonction de répartition de la capacité du canal est donnée pour les deux systèmes MIMO étudiés. En effet, les calculs ont démontré un gain de 0.11 Bit/s/Hz pour le système MIMO-Butler par rapport à l'architecture conventionnelle MIMO-conv. Ce gain est inférieur en absence de visibilité directe par rapport au scénario LOS mais demeure un point fort pour l'architecture proposée.



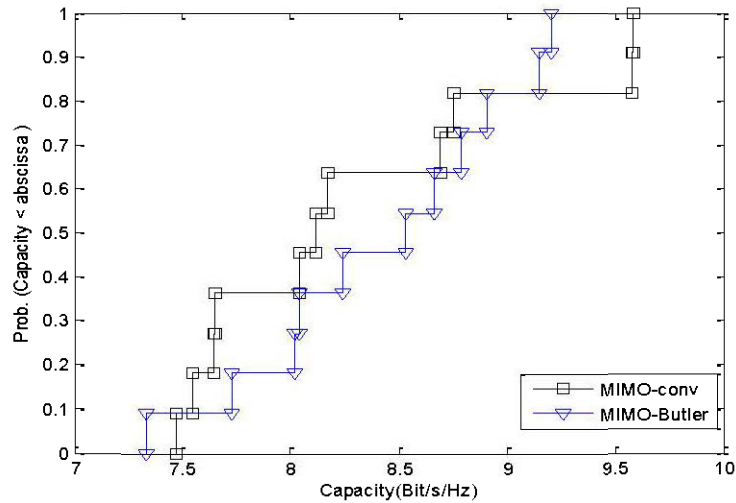


Figure 4.17: Fonction de répartition de la capacité du canal pour les deux systèmes MIMO en absence de visibilité directe (NLOS)

5.4. Facteur de Rice

En communications sans fils, le facteur de Rice est défini comme le quotient de la puissance du signal direct par rapport à la puissance des trajets multiples [23]. Ce paramètre est très utilisé lors des calculs du bilan de liaison et l'évaluation de la qualité du lien radio [24]. De ce fait, une estimation de ce paramètre est d'une importance majeure. Désormais, plusieurs études ont démontré que les performances d'un système MIMO sont fortement corrélées au facteur de Rice [5]. Citons, l'étude effectuée par I. Khan et P.S, Hall [25] a montré qu'à un rapport signal sur bruit constant, la capacité du système MIMO est d'autant plus faible que le facteur de Rice est plus important. Dans notre projet, nous avons utilisé la formule suivante pour évaluer ce paramètre caractérisant le canal minier [23] :

$$K (dB) = \left(\frac{\epsilon (|h_{mn}|)^2}{2 \text{var} (|h_{mn}|)} \right) \quad (37)$$

Où ϵ représente l'espérance mathématique et h_{mn} ; $m, n = 1:4$ représente le gain du canal entre les éléments rayonnants du système MIMO 4x4. Les h_{mn} sont entre autre les coefficients de la matrice du canal. Ainsi, le facteur de Rice est évalué pour chaque sous canal. Par la suite, une moyenne est appliquée pour aboutir à la valeur caractéristique à une distance donnée.

Le facteur de Rice est généralement évalué pour les scénarios en visibilité directe (LOS) et ne donne pas des informations utiles en NLOS. De ce fait, on va nous contenter de donner juste les résultats pour la campagne de mesure en Line-Of-Sight.

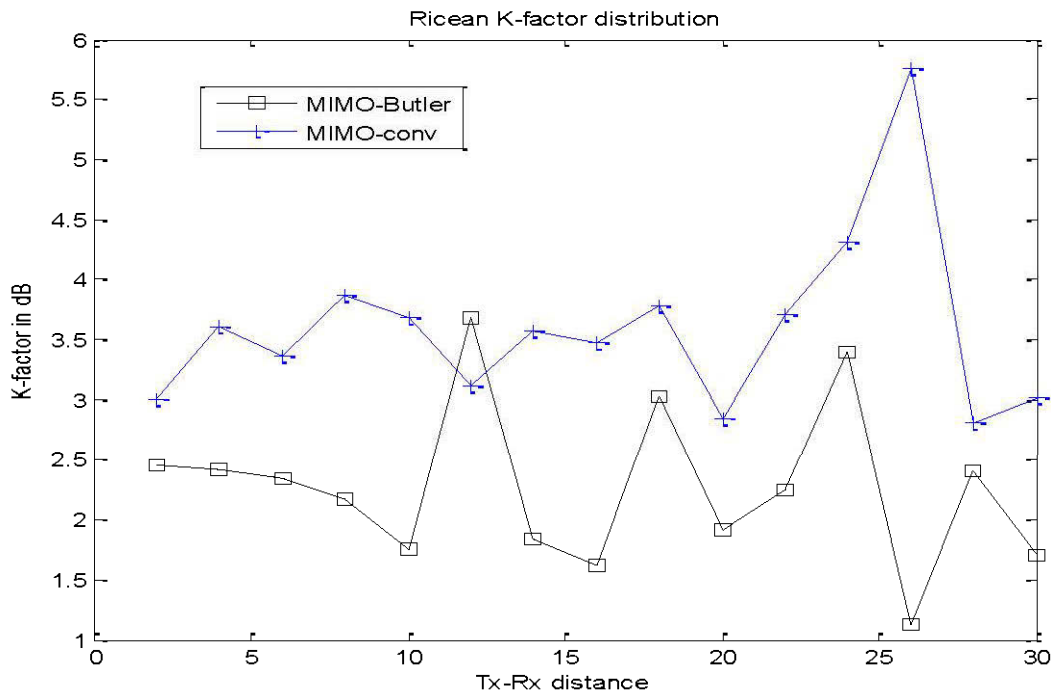


Figure 4.18: Distribution du facteur de Rice pour les deux systèmes MIMO étudiés

Comme le montre la figure 4.18, le facteur de Rice est plus important lors de la campagne de mesure du système MIMO-conv que pour son homologue MIMO-Butler. Ceci justifie bien le gain en capacité atteint avec le traitement dans le domaine angulaire par le biais de la matrice de Butler. En effet, une valeur importante du facteur de Rice se traduit généralement par plus de corrélation entre les trajets du canal MIMO et ainsi moins de capacité sera offerte. Le tableau suivant donnera un aperçu sur quelques statistiques propres au facteur de Rice en LOS pour les deux systèmes.

Facteur de Rice	Min (dB)	Max (dB)	moyenne (dB)
MIMO-conv	2.81	5.74	3.59
MIMO-Butler	1.13	3.69	2.27

Table 8: statistiques du facteur de Rice en LOS pour les deux systèmes MIMO

6. Synthèse des résultats

Après les travaux de post traitement des fichiers de mesure collectés dans la mine CANMET, il s'est avéré que l'architecture proposée dans notre projet de recherche, qui consiste en un système MIMO 4x4 intégrant une matrice de Butler, offre un excellent potentiel qui peut être exploité dans des systèmes de communications sans fils futurs. En effet, en ligne de visibilité directe, on a remarqué un gain en capacité de 0.3 bit/s/Hz. L'architecture proposée (MIMO-Butler) offre aussi un gain de 0.11 bit/s/Hz en NLOS. En termes d'affaiblissement de parcours, on a remarqué des constantes de

propagation inférieures à 2 dans tous les scénarios. Ceci a été prévisible vu l'architecture de la mine qui ressemble à un guide d'ondes. Le facteur de Rice était plus important pour le système MIMO-conv avec une moyenne de 3.59 dB par rapport à 2.27 dB pour le système MIMO-Butler. Cette différence pour le facteur de Rice se traduit par plus de capacité avec le traitement dans le domaine angulaire.

Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté les résultats du traitement des mesures effectués à 2.4 GHz pour deux systèmes MIMO 4x4. Le premier système étant l'architecture classique des MIMO utilisant un réseau d'antennes linéaire à l'émission et à la réception. Le deuxième système consiste en une architecture MIMO améliorée avec l'intégration d'une matrice de Butler planaire, qui est un composant RF permettant la création de lobes orthogonaux à la sortie des éléments rayonnants. Le canal de propagation MIMO avait été caractérisé en terme d'affaiblissement de parcours, effet de masque, capacité ergodique ainsi que du facteur de Rice. Les résultats ont été présentés pour les deux systèmes MIMO-conv et MIMO-Butler en LOS ainsi qu'en absence de visibilité directe entre l'émetteur et le récepteur MIMO. Ce travail de recherche ne prétend pas être complet. En effet, d'autres améliorations peuvent être ajoutées à la solution proposée au niveau des antennes en jouant sur leur gain, leur bande passante et l'ouverture de leur diagramme de rayonnement.

Bibliographie

- [1] I. Ben Mabrouk, L. Talbi, M. Nedil et K. Hettak, «MIMO-UWB Channel Characterization Within an Underground Mine Gallery,» *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 60, pp. 4866- 4874, October 2012.
- [2] ». «Broadband Wireless Networking Lab, « «Broadband Wireless Networking Lab,»» Georgia Institute of Technology, [En ligne]. Available: <http://www.ece.gatech.edu/research/labs/bwn/wusn/>.
- [3] L. T. M. N. Y. C. T. D. I. Mabrouk., ««Effect of antenna directivity on performance of multipleinput multiple output systems in an underground gold mine,»» *IET Microw. Antennas Propag.*, vol. 6, p. 555–556, 12 April 2012.
- [4] M. Boutin, A. Benzakour, C. Despains et S. Affes, «Radio Wave Characterization and Modeling in Underground Mine Tunnels,» *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 56, pp. 540- 549, Feb. 2008..
- [5] L. T. B. M. M. N. a. N. K. I. B. Mabrouk, «Experimental characterization of a wireless MIMO channel at 2.4 GHz in underground mine gallery,» *Progress In Electromagnetics Research Letters*, vol. 29, pp. 97-106,, 2012..
- [6] H. Shin et J. H. Lee., «Capacity of multiple-antenna fading channels: spatial fading correlation, double scattering, and keyhole,» *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 49, pp. 2636- 2647, Oct. 2003.
- [7] I. E. Telatar, «Capacity of multi-antenna Gaussian channels,» *European Trans. Telecommun. (ETT)*, vol. vol. 10, p. 585–595, Nov./Dec. 1999..
- [8] L. T. M. N. e. K. H. I. Ben Mabrouk, ««Effect of Mining Machinery on MIMO–UWB Radiowave Propagation Within an Underground Gallery,»» *IEEE Transactions onAntennas and Propagation*, vol. 60, pp. 5390- 5399, November 2012.
- [9] M. C. Rose, M. K. Suaidi, M. A. Aziz et M. A. Rahim, «Analysis of Angle Diversity in MIMO Channel,» *IEEE proceedings*, 27-28 August 2008.
- [10] S. Alamouti, «A simple transmit diversity technique for wireless communications,» *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol. 16, pp. 1451-1458, Aug 1998.
- [11] H. a. A. V.Tarokh, «"Space-time block codes from orthogonal designs",» *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 45, pp. 1456-1467, July 1999.
- [12] S.-W. Wang, P.-N. Chen et C.-H. Wang, «Optimal Power Allocation for (N,K)-Limited Access Channels,» *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 58, pp. 3725- 3750, 2012.
- [13] G. J. F. a. M. J. Gans., «On limits of wireless communications in a fading environment,» *IEEE Wireless Pers. Commun.*, vol. 6, p. 311–335, 1998.

- [14] A. Innok, M. Uthansakul et P. Uthansakul, «The enhancement of MIMO capacity using angle domain processing based on measured channels,» *IEEE Microwave Conference, 2009. APMC 2009. Asia Pacific*, pp. 2172- 2175, 7-10 December Thailand.
- [15] M. Benkilani, «Conception et implémentation de nouvelles configurations de matrice de Butler en technologies planaire et conforme,» Val-d'or, 2012.
- [16] M. Ben kilani, M. Nedil, N. Kandil, M. Yagoub et T. and Denidni, «Wideband Multilayer Butler Matrix using CPW technology,» *PIERS*, pp. 1-16, 2012.
- [17] T. Djerafi et K. Wu, « Multilayered Substrate Integrated Waveguide 4x4 Butler Matrix,» *International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering*, vol. 22, pp. 336-344., 2012.
- [18] T. DJERAFI, «ÉTUDE ET RÉALISATION DE MATRICES À COMMUTATION DE FAISCEAUX EN TECHNOLOGIE GUIDE D'ONDES INTEGRÉ AU SUBSTRAT,» École polytechnique de Montréal, Montréal, 2011.
- [19] I. Ben Mabrouk, L. Talbi et M. Nedil, «Performance Evaluation of a MIMO System in Underground Mine Gallery,» *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 11, pp. 830-833, 2012.
- [20] J. Karedal, S. Wyne, P. Almers, F. Tufvesson et A. Molisch, «" A Measurement-Based Statistical Model for Industrial Ultra-Wideband Channels",» *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 6, pp. 3028- 3037, August 2007.
- [21] M. N. N. K. L. T. a. I. B. M. B. Mnasri, «"Experimental characterization of wireless MIMO channel at 5.8 GHz in underground gold mine,"» *Progress In Electromagnetics Research C*, vol. 36, pp. 169-180, 2013..
- [22] A. a. S. A. Maaref, «"On the capacity statistics of MIMO Ricean and rayleigh fading channels,"» *IEEE International Conference on Communications*, vol. 9, pp. 4167-4172, June 2006..
- [23] I. a. A. R. N. Sarris, «"Ricean K-factor measurements in a home and an office environment in the 60 GHz band,"» *IEEE Mobile and Wireless Communications Summit*, 2007.
- [24] C. ., A. A. a. G. G. Tepedelenlioglu, «"The ricean K factor: Estimation and performance analysis,"» *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 2, pp. 799-810, 2003..
- [25] I. a. P. S. H. Khan, «"Experimental evaluation of MIMO capacity and correlation for narrowband body-centric wireless channels,"» *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 58, pp. 195-202, January 2010.

Annexe 1: Article accepté au Journal PIERS

Experimental Characterization of Wireless MIMO channel at 5.8 GHz in Underground Gold Mine

Bilel Mnasri¹, Mourad Nedil¹

Nahi Kandil¹, Larbi Talbi², Ismail Ben Mabrouk²

1: Underground Communications Research Laboratory, UQAT, Val-d'Or, Canada.

2: Department of Computer Science and Engineering, UQO, Gatineau, Canada

Abstract —This paper presents analysis results relative to an underground MIMO channel. Measurement campaigns were conducted in a former gold mine at a center frequency of 5.8 GHz under Line-Of-Sight (LOS) scenario. Extracted data have been processed to obtain the relevant statistical parameters of the channel. The resulting propagation behavior differs from frequently encountered in more typical indoor environments, such as offices and corridors. Moreover, there has been a significant increase in spectral efficiency, when using MIMO technique. Hence, according to calculated statistical parameters, wireless link performance is improved through the use of the MIMO scheme. All in all, multi antenna systems present an ideal alternative for future underground communication systems.

Index terms: MIMO, propagation, underground mine, path loss, channel capacity, K-factor.

I. INTRODUCTION

In wireless communications, the channel characterization has enjoyed renewed interest. In fact, the experimental channel sounding and the extraction of the overall behavior is a key feature and a relevant task in order to have an accurate understanding of the propagation phenomena. From a practical point of view, the channel characterization gives engineers, as well as researchers, guidelines to conceive the most efficient communication systems. Indeed, these guidelines are suggested from the channel sounding results.

For many decades, wire-based communication systems have been the only method of getting connected to manufacturers' staffs working in underground environments like tunnels or mines. Such systems were not able to resist in case of disasters. In addition, it was difficult and very

expensive for these systems to be extended in some underground areas. Therefore, wireless technology has been the chosen candidate to be used as the next generation in underground areas. In fact, unlike wire-based systems, wireless technology is more resistant in natural catastrophes. Furthermore, it is easier to extend wireless communication systems in those unclassical environments.

Underground environments, and particularly mines, are rich of scatters, which create the space diversity through uncorrelated paths between the transmitter and the receiver as it was proved by the work of I. Benmabrouk and al. [1]. To take benefit from multipaths present in such environments, MIMO technique has been chosen. In fact, MIMO channel capacity increases with diversity [2]. Hence, multi antenna technique is a key feature in communication systems implemented in mines and tunnels. The additional capacity gained through higher rank channel matrices can be used to improve the transmission rate or the reliability of the wireless link [3][4].

Many studies have been dealing with radio wave propagation behavior in indoor environments. In fact, in [5][6] MIMO channels were investigated within closed buildings at 5.2 GHz. The goal was to define the possibilities of implementing wireless LAN standards in combination with MIMO in closed areas. Ben mabrouk et al have demonstrated in many studies the potential of multiantenna systems within underground mine galleries at 2.4 GHz and in the UWB frequency range [1, 11, 13]. Wireless underground SISO systems were also characterized at 5.8 GHz by Boutin et al. in [7]. But for the best of our knowledge, no such studies have been conducted for MIMO channels at 5.8 GHz in mine galleries.

The objective of this paper is to characterize experimentally an underground propagation channel using 2X2 MIMO antenna system at 5.8 GHz. Performance comparison with SISO systems is also presented. The main propagation parameters, such as, path loss, channel capacity and Ricean K-factor were extracted from experimental results. This work

contributes to communication applications of MIMO technology, aiming at operational enhancements and safety for the mining industry.

This work is organized as follows. Section II gives a brief description of the underground mining environment as well as the experimental setup and the measurement campaign procedure. Experimental results are studied and discussed in Section III. Finally, Section IV concludes the paper.

II. EXPERIMENTAL PROTOCOL

A. Description of the Mining Environment

Experimental measurements were conducted in a real underground gallery of a former gold mine. This mine-laboratory is actually operated by the Canadian Center for Minerals and Energy Technology (CANMET) in northern Canada. The gallery is located at a 40 m depth, and it stretches over a length of 70 m with a width of 2.5 to 3 m and is approximately 3 m in height. The floor is flatter than the ceiling and the walls are with very rough surfaces, and contains some water puddles. There is still high humidity as well as some pools of water covering the ground. The temperature is varying in between 6°C and 17°C along the year. A digital photography of the underground mine gallery is shown in Fig1.



Fig. 1. Digital photograph of the underground mine gallery

B. Channel sounder setup

The results presented in this study are based on radio channel measurements using an Agilent E8363B-Vector Network Analyzer (VNA). The sounding system consists mainly of the sets of Vivaldi antennas that have been introduced in[1], one power amplifier at the transmitter and one Low Noise Amplifier at the receiver with 30dB of gain each, as well as two RF switches as shown in Fig. 3. The calibration is performed at 1 m separation between the transmitting and the receiving antennas. This 1 m Tx-Rx separation d_0 is picked to be the reference

distance for the path loss modeling. This process of calibration is necessary to remove additional antenna gains and losses introduced through cables from the measured frequency response S_{21} . Hence, the data collected through measurement campaigns will describe the channel behavior without external or parasitic effects.

The frequency sampling interval was chosen to be $\Delta_f = 1$ MHz and the measurements were performed in the frequency range between 5.7 and 5.9 GHz (BW = 200 MHz).

During the channel sounding, the transmitter was remained fixed, while the receiver was changing its position with 1 meter step. At each position, the channel measurements were averaged in accordance to the set of data collected on 5×5 square grid with a distance resolution $\Delta_d = 5$ cm as shown in Fig 2. Measurements were also conducted with minimal human movement and activity so that the channel can be considered quasi-static.

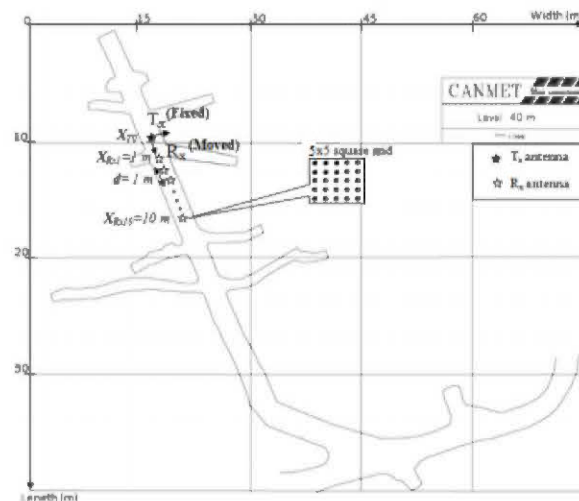


Fig. 2. Map of the underground gallery

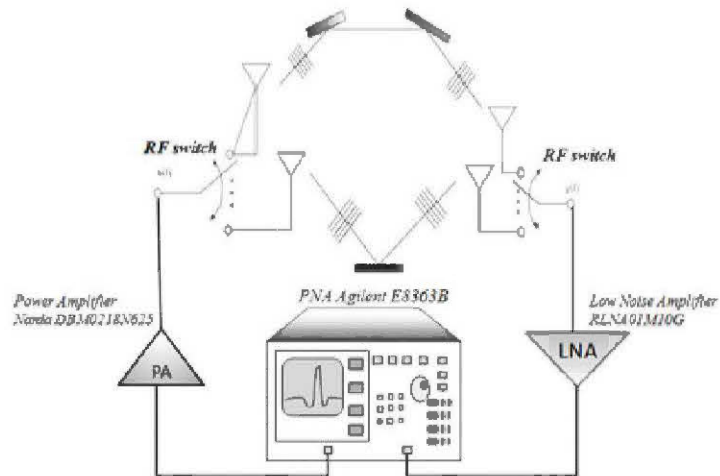


Fig. 3. Measurement Setup

In our measurement campaign, the inter-element distance for the transmitter and the receiver antenna sets was chosen to be one half wavelength relatively to the operating center frequency $f_c = 5.8$ GHz. In fact, in both the transmitter and the receiver side, antennas were $\lambda/2 = 2.6$ cm apart. This distance is highly recommended in order to ensure a minimum achievable correlation between receive signals in the MIMO system [8].

III. EXPERIMENTAL RESULTS

1. Power Delay Profile

The channel impulse response $h(t)$ is obtained using the Inverse Fourier Transform (IFT) of the channel frequency response given by the scattering parameter S_{21} [11]. The Power Delay Profile is usually used to provide information about the noise floor and the multipath strength in the environment of measurements. The first arrival delay τ_{direct} given in the signal PDF corresponds to the first received path which is usually the Line-Of-Sight (LOS). The first path is generally set as a reference for the other measured delays as depicted in Fig. 4. As shown in both Fig. 4.a and Fig. 4.b respectively, the first path in the channel impulse response is equivalent to the direct signal in the LOS configuration. Indeed, in Fig. 4.a the first signal arriving at the receiver was captured at a delay equals to 13 ns. This delay corresponds to the TX-RX distance of 4 meters. Similarly for Fig. 4.b the first path delay of approximately 33 ns which corresponds to the 10 meters distance between the transmitter and the receiver.

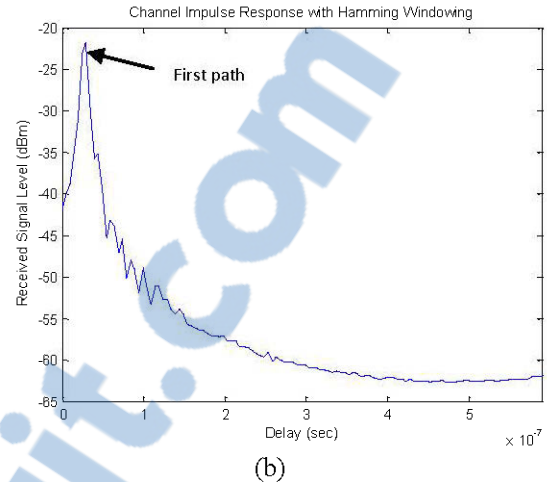
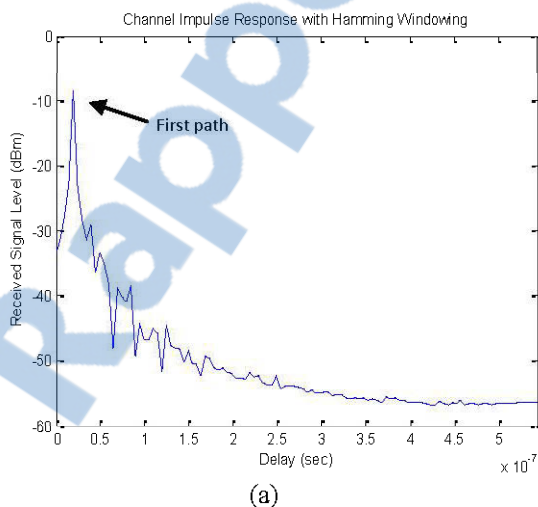


Fig. 4. Received power level for (a): $d_{\text{TX-RX}} = 4$ m : MIMO-LOS and (b): $d_{\text{TX-RX}} = 10$ m : MIMO-LOS.

2. Rician K-factor

In wireless communications, the relative strength of the direct and scattered components of the received signal, as expressed by the Rician K factor, provides an indication of link quality [9]. Accordingly, efficient and accurate estimation of this parameter is of considerable interest. Indeed, it serves in general channel characterization, adaptive modulation as well as link budget calculations. In addition, it has been proved through a variety of studies that MIMO systems performances are highly correlated to the Rician factor range. In fact, it is demonstrated in [10] that at a fixed Signal to Noise Ratio (SNR), higher K-factor refers to greater spatial correlation and hence a reduction in terms of MIMO capacity.

The rician factor describes the relative strength of the direct path signal power to that of scattered components. As it was presented in [11][12], it is computed for each of the 2×2 MIMO sub-channels (h_{mn} ; $m, n = 1:2$) and then an average is made to obtain its value for the MIMO system. The rician factor is expressed for each subchannel h_{mn} as follows.

$$K(\text{dB}) = \left(\frac{\epsilon(|h_{mn}|)^2}{2 \text{var}(|h_{mn}|)} \right) \quad (1)$$

Where ϵ denotes the mathematical expectation (average) and var refers to the variance of subchannel vector h_{mn} . As shown in Fig. 5. The Rician factor increases with distance. In fact, as long as the separation between the transmitter and the receiver goes up, the scattered components are going to encounter more and more reflections against the walls, the ceiling as well as the floor. Hence, the ratio

of the direct path energy to the diffused multipath power will increase. Table 1 gives statistics relative to this parameter inside the gold mine gallery.

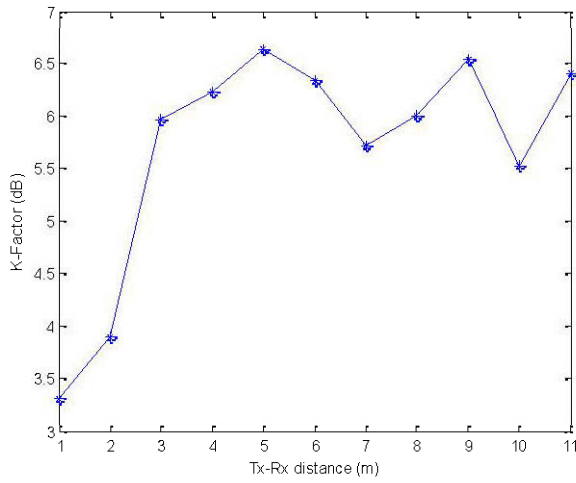


Fig. 5. The Rician K-factor versus Tx-Rx separation distance.

	Min	Max	Mean	std
K-factor	3.31	6.62	5.68	1.08

Table 1. Statistics of the K-factor inside the mine gallery (Minimum, Maximum, average and standard deviation measured values)

3. Path loss

In wireless communications, the path loss of radio waves influences the received power and the link budget of the whole system. In addition, the path loss provides relevant information needed when performing the design of any wireless communication system. In this paper, the path loss, at a given distance d between the transmitter and the receiver, is given by applying the following formula [13].

$$= \frac{1}{M} \frac{1}{N} \sum_{i=1}^M \sum_{j=1}^N |f(i, j, d)|^2 \quad (2)$$

Where $|f(i, j, d)|$ is the complex frequency response of the channel, M is the number of measured frequency points, and N is the size of the grid used to obtain an average of the local path loss. In our study, M and N are chosen to be 201 and 25 respectively. Moreover, we assume that path loss follows the Log distance model with lognormal shadowing. Hence, in the

undertaken mine gallery, the path loss at a distance d is expressed as [14]:

$$Pl(d)_{dB} = \overline{Pl(d_0)_{dB}} + 10 \alpha \log\left(\frac{d}{d_0}\right) + X_\sigma \quad (3)$$

where $\overline{Pl(d_0)_{dB}}$ is the average path loss at the reference distance $d_0 = 1m$, $10 \alpha \log\left(\frac{d}{d_0}\right)$ is the mean path loss referenced to d_0 , α is the path loss exponent. And X_σ is a zero mean Gaussian random variable representing the lognormal shadowing. Furthermore, it is important to notice that the mean path loss at the reference distance d_0 as well as the path loss exponent α , were estimated using least square regression analysis.

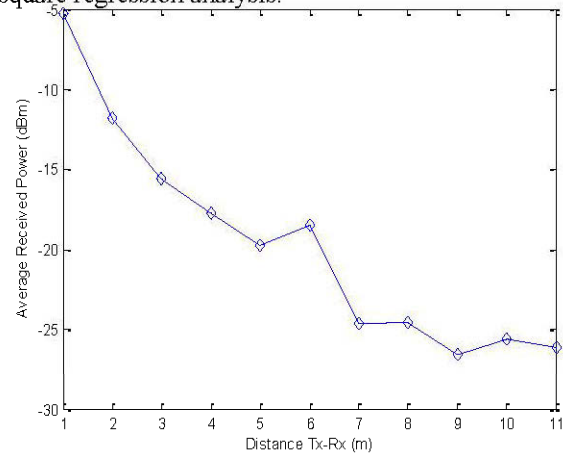


Fig. 6. Average Received Power versus distance.

The average received power as depicted in fig. 6 is computed, at each distance, by averaging levels of the four signals that exist between the two transmitting antennas (Tx1, Tx2) and the two receive antennas (Rx1, Rx2). Moreover, the statistical parameters of the pathloss in the undertaken mine gallery were calculated and results are given in Table 2. Indeed, in terms of large scale effect, the pathloss exponent is found to be equal to $\alpha = 2.1$ which is close to what was presented by Mathieu Boutin et al. in [7].

	Average received power at distance d_0 (dBm)	α	σ_X (dB)
Statistics	-5.28	2.1	3.12

Table 2. Mean received power at the reference distance, path loss exponent and standard deviation of the random variable X .

4. MIMO Channel Capacity

The channel capacity is defined as the highest transfer rate of information, which is allowed to be transmitted with a low arbitrary error probability [15]. For MIMO systems, the system capacity depends highly on the statistical properties of the channel matrix. In fact, under a flat fading channel, and for a fixed transmitted power configured at 10 dBm and a noise floor of -110 dBm, with no channel state information (CSI) at the receiver, the $M \times N$ MIMO channel capacity can be expressed by (4), assuming the transmitted power to be uniformly distributed among the N transmitting antennas [16].

$$C = \log_2 \left(\det \left[I_M + \frac{\sigma}{N} HH^* \right] \right) \frac{\text{bits}}{\text{s}} \frac{\text{Hz}}{\text{Hz}} \quad (4)$$

Where I_M is the $M \times M$ identity matrix, σ is the average SNR per receive antenna, H is the channel matrix and $*$ represents the complex conjugate transpose. The equation (4) is only applied when $M < N$. If $M > N$, the term HH^* is replaced by H^*H , and I_M is replaced by I_N . In addition, for a frequency selective channel, the MIMO channel capacity is obtained through an average over the whole bandwidth [17].

$$C_f = \mathbb{E}_f \left\langle \log_2 \left(\det \left[I_M + \frac{\sigma}{N} HH^* \right] \right) \right\rangle \frac{\text{bits}}{\text{s}} \frac{\text{Hz}}{\text{Hz}} \quad (5)$$

Where \mathbb{E}_f refers to the mathematical expectation over the channel bandwidth. Indeed, in our study, the measured spectrum (BW = 200 MHz) is subdivided in several sub bands, each of length $\Delta_f = 1$ MHz. then, the channel capacities for the SISO and 2x2 MIMO system are calculated for each subband, and then averaged over the 200 MHz bandwidth. The relationship between the average channel capacity for both MIMO and SISO scenarios, and the distance between the transmitter and the receiver is given by Fig. 7.

As expected, there is a clear gain in capacity with MIMO configuration over the classical SISO system. In fact, it is observed from the figure above, that C_{MIMO} is almost all 1.87 bits/s/Hz greater than C_{SISO} . Hence, this confirms the fact that using more antenna elements provides an increase in terms of channel capacity. Moreover, the highest capacity value within the MIMO configuration is 6.83 bits/s/Hz and is reached at 2 meters from the transmitter where there a little k-factor ($k\text{-factor}_{2m} = 3.84$ dB), equivalently less correlation between arriving paths at the receiver. Furthermore, it is shown that minimum capacities are achieved at far distances from the transmitter. Indeed, high path loss as well as

rician factor values tend to decrease the channel diversity and then the channel capacity. The following table gives a brief glance of the channel capacity statistics.

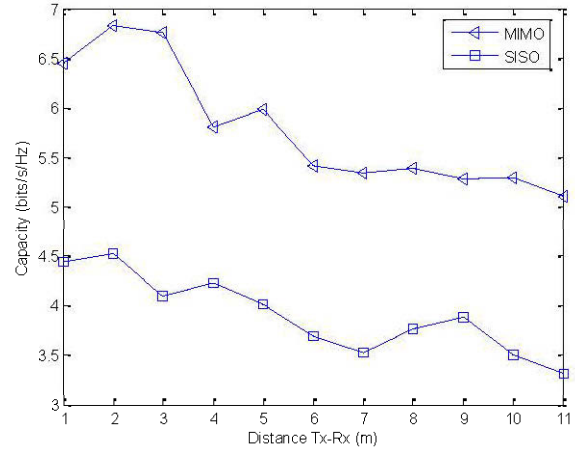


Fig. 7. Channel Capacity for MIMO and SISO configurations

CAPACITY	Min	Max	Mean	Std
MIMO	5.11	6.83	5.78	0.63
SISO	3.32	4.52	3.91	0.39

Table 3. MIMO versus SISO channel capacity statistics (bits/s/Hz)

IV. CONCLUSION

This paper deals with MIMO channel characterization obtained from a measurement campaign made around a center frequency of 5.8 GHz in an underground mine gallery. Results show a slightly specific propagation behavior in such underground areas. Indeed, large scale analysis demonstrated that the pathloss exponent inside the mine gallery is close to the free space value. Furthermore, the channel capacity was studied at a fixed transmitted power and variable SNR. Hence, the capacity results will include both effects related to received power and path channel richness. Results show that when using MIMO systems, there is an average gain over SISO channel capacity of about 1.87 bits/s/Hz. In addition, the K-factor mean value is 5.68 dB which enhances the wireless link in terms of outage probability. Thus, MIMO systems have achieved better performances over SISO channels, and then can present a good candidate for future wireless underground communication systems.

REFERENCES

- [1] Ben Mabrouk, I.; Talbi, L.; Nedil, M.; Hettak, K." MIMO-UWB Channel Characterization Within an Underground Mine Gallery", IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 60, pp. 4866- 4874, Oct. 2012.
- [2] Hyundong Shin; Jae Hong Lee, "Capacity of multiple-antenna fading channels: spatial fading correlation, double scattering, and keyhole", IEEE Transactions on Information Theory, vol. 49 pp. 2636- 2647, Oct. 2003.
- [3] G. J. Foschini and M. J. Gans, "On limits of wireless communications in a fading environment," Wireless Pers. Commun., vol. 6, pp. 311–335, 1998.
- [4] V. Tarokh, N. Seshadri, and A. R. Calderbank, "Space-time codes for high data rate wireless communication: Performance criterion and code construction," IEEE Trans. Inform. Theory, vol. 44, pp. 744–765, Mar. 1998.
- [5] Kai Yu, Bengtsson, M. ; Ottersten, B. ; McNamara, D. ; Karlsson, P. ; Beach, M." Modeling of wide-band MIMO radio channels based on NLoS indoor measurements", IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol. 53, pp. 655- 665, May 2004.
- [6] Molisch, A.F.; Steinbauer, M.; Toeltsch, M.; Bonek, E.; Thoma, R.S." Capacity of MIMO systems based on measured wireless channels", IEEE Journal on Selected Areas in Communications, vol.20, pp. 561- 569, Apr 2002.
- [7] Boutin, M.; Benzakour, A.; Despins, C.L.; Affes, S." Radio Wave Characterization and Modeling in Underground Mine Tunnels", IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 56, pp. 540- 549, Feb. 2008.
- [8] W.C. Jakes, Microwave Mobile Communications, New York, Wiley, 1974.
- [9] C. Tepedeleuloglu, A. Abdi, and G. Giannakis, "The ricean k factor: estimation and performance analysis," Wireless Communications, IEEE Transactions on, vol. 2, no. 4, pp. 799–810, 2003
- [10] I. Khan, P.S, Hall, "Experimental Evaluation of MIMO Capacity and Correlation for Narrowband Body-Centric Wireless Channels," Antennas and Propagation IEEE Transactions on, vol. 58, no. 1, pp. 195 - 202, Jan. 2010.
- [11] I. B. Mabrouk, L. Talbi, B. Mnasri, M. Nedil, and N. Kandil, "Experimental characterization of a wireless MIMO channel at 2.4 GHz in underground mine gallery," Progress In Electromagnetics Research Letters, Vol. 29, 97-106, 2012.
- [12] Sarris, I. and A. R. Nix, "Ricean K-factor measurements in a home and an office environment in the 60 GHz band," Mobile and Wireless Communications Summit, 2007.
- [13] Ben Mabrouk, I.; Talbi, L.; Nedil, M.; Hettak, K., "MIMO-UWB Channel Characterization Within an Underground Mine Gallery", IEEE Transactions on Antennas and Propagation, July 2012.
- [14] Karedal, J.; Wyne, S.; Almers, P.; Tufvesson, F.; Molisch, A.F." A Measurement-Based Statistical Model for Industrial Ultra-Wideband Channels", IEEE Transactions on Wireless Communications, vol. 6, pp. 3028- 3037, August 2007.
- [15] I. E. Telatar, "Capacity of multi-antenna Gaussian channels," European Trans. Telecommun. (ETT), vol. 10, no. 6, pp. 585–595, Nov./Dec. 1999.
- [16] Maaref, A.; Aissa, S. "On the Capacity Statistics of MIMO Ricean and Rayleigh Fading Channels", IEEE International Conference on Communications, vol. 9, pp. 4167- 4172, June 2006.
- [17] I.B. Mabrouk, L. Talbi, M. Nedil, Y. Coulibaly T.A. Denidni, "Effect of antenna directivity on performance of multiple input multiple output systems in an underground gold mine", IET Microw. Antennas Propag. -- 12 April 2012 -- Volume 6, Issue 5, p.555–561.

Experimental Investigation of 2.4 GHz MIMO Channel Capacity using 4x4 Butler Matrix in Underground Mine Gallery

Bilel Mnasri¹, Mourad Nedil¹

Nahi Kandil¹, Mohamad Ghaddar^{1,2}, Larbi Talbi²

1: Underground Communications Research Laboratory, UQAT, Val-d'Or, Canada.

2: Department of Computer Science and Engineering, UQO, Gatineau, Canada

Abstract ---This paper investigates the MIMO channel capacity in a real underground mine gallery at the center frequency of 2.4 GHz. Measurement campaigns were conducted using two different sets of 4x4 MIMO systems under Line-Of-Sight (LOS) conditions. It has been shown that the integration of beamforming module, at the input of conventional uniform linear array (ULA) by means of a Butler matrix, increases the performance of MIMO multipath channels.

Index Terms--- MIMO capacity, Butler matrix, linear multielement antenna, diversity.

I. INTRODUCTION

There is actually an increasing attention towards the implementation of wireless communication systems in underground mines aiming at increasing the productivity and helping in the process of localization in cases of accidents or disasters. In fact, it is quiet known that MIMO systems are able to exploit multipath propagation, classically a limitation of wireless communications, and turn it into a key feature of increasing the data throughput and/or decreasing the bit error rate [1]. Hence, the characterization of MIMO systems has been widely investigated in underground environments. For instance, in [2,3], Benmabrouk et al. examined the possibilities of increasing the channel capacity through the use of MIMO systems over SISO. It has been also demonstrated that MIMO performance can be boosted when antenna radiation patterns for MIMO transceivers elements are orthogonal [3]. This orthogonality was set to decrease the correlation between wireless paths and enhance the channel capacity. Moreover, in the context of underground mines, orthogonal beams can be exploited to avoid the eventual blockage of radiated waves by obstacles such as workers or machinery, by creating more possible paths between the transmitter and the receiver.

The objective of this paper is to characterize experimentally an underground propagation channel for line of sight (LOS) scenario using two sets of 4x4 MIMO systems. One of the two multiantenna systems FrontEnd includes a Butler matrix, to create

orthogonal beams in order to increase the wireless channel diversity. Results are compared with conventional regular ULA in order to highlight the beamforming effect on MIMO channel capacity.

The paper is organized as follows. Section II introduces the measurement setup. Experimental results are presented in section III. And section IV concludes the paper.

II. EXPERIMENTAL PROTOCOL

A. MIMO antenna setup

The channel measurements were conducted using 4x4 MIMO patch antennas at both ends with an average gain of 8dBi and a 3 dB beamwidth of 65 degrees at a center frequency of 2.4 GHz. In fact, two different MIMO systems were considered during the measurement campaigns. The first multielement antenna is the regular 4x4 ULA (MEA-1) as shown in Fig. 1.a where the feeding ends of the antennas are $\lambda/2 = 6.25$ cm apart. However, for the second system (MEA-2), the output ports of a 4x4 planar Butler matrix are connected to the input ports of a four elements ULA such that the input ports for the new MEA are the input ports of Butler matrix, as depicted in Fig 1.b. The 4x4 Butler matrix is used in MEA-2 because 4 orthogonal directive beams can be generated when combined with a 4 elements ULA, which will have an effect on the channel capacity.

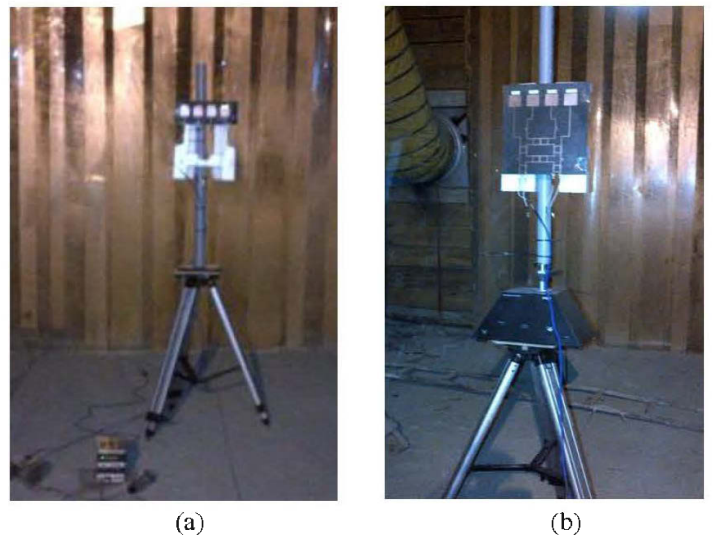


Fig. 1. 4x4 MIMO patch antennas: MEA-1(a) versus MEA-2 (b).

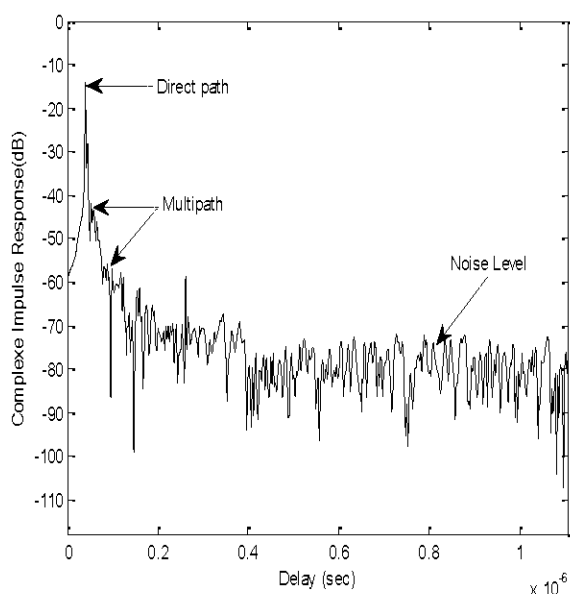
B. Measurement campaigns

Our analysis is based on channel measurements for a bandwidth of 200 MHz (2.3-2.5 GHz) using a vector network analyzer (Agilent E8363B). The system is composed of two pairs of 4x4 MIMO arrays (MEA-land MEA-2) which were maintained at a height of 1.80 m above the ground level during all measurements, two fast RF switches, one power amplifier for the transmitting signal and one low noise amplifier for the receiving signal. Furthermore, the noise floor is -90 dBm, the transmitted power was set to 10 dBm and there was no movement around the mine gallery during the measurement campaign, so the channel has been supposed quasi-static.

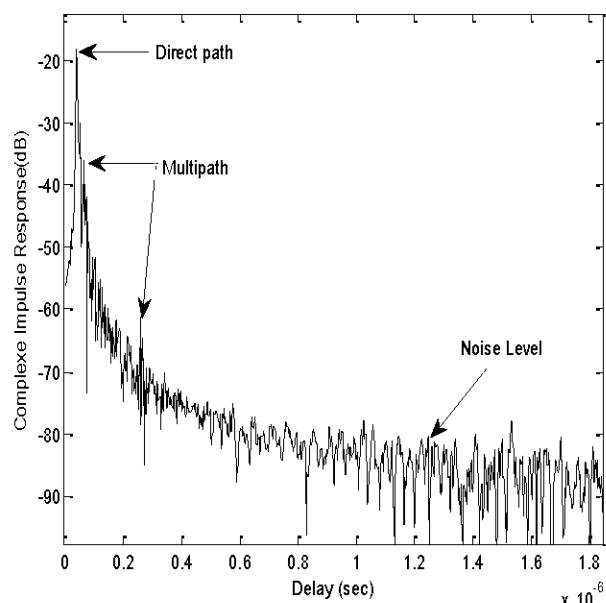
III. EXPERIMENTAL RESULTS

A. Channel impulse response

Measurements were conducted from 2.3 GHz to 2.5 GHz at $n_f = 2001$ equal-spaced frequencies. For all experiments, the transmitter Tx remained fixed, while the receiver Rx changed its position along the gallery, from 2 up to 30 m far from the transmitter under LOS conditions at steps 2 m on an 8x5 square grid with a resolution $\Delta_d = 5$ cm. then, the local mean is obtained by averaging the 40 power measurements. Since measurements were performed in the frequency domain, the inverse discrete Fourier transform (IDFT) was applied to measured complex transfer function using a Hamming window in order to obtain the channel impulse response (CIR). Fig. 2 shows two CIR measured for MEA-1 and MEA-2 systems.



(a)



(b)

Fig. 2. CIR sample for LOS scenario at $d_{Tx-Rx} = 14$ m for (a):MEA-1 and (b): MEA-2

B. Capacity

Assuming a completely unknown channel at the transmitter, the mutual information capacity of a flat-fading $N \times M$ MIMO channel can be expressed in bps/Hz [4] as:

$$C = \log_2 \left(\det \left[I_M + \frac{\sigma}{N} HH^* \right] \right) \frac{\text{bits}}{\text{s}} \frac{1}{\text{Hz}} \quad (1)$$

Where I_M is the $M \times M$ identity matrix, σ is the average SNR per receive antenna, H is the channel matrix and $*$ represents the complex conjugate transpose. The equation (1) is only applied when $M < N$. If $M > N$, the term HH^* is replaced by H^*H , and I_M is replaced by I_N . In addition, for a frequency selective channel, the MIMO channel capacity is obtained through an average over the whole bandwidth.

$$C_f = \epsilon_f \left\langle \log_2 \left(\det \left[I_M + \frac{\sigma}{N} HH^* \right] \right) \right\rangle \frac{\text{bits}}{\text{s}} \frac{1}{\text{Hz}} \quad (2)$$

For our measurements campaign, the complementary distribution function (CDF) of both MEA-1 and MEA-2 channel capacity is given by Fig. 3.

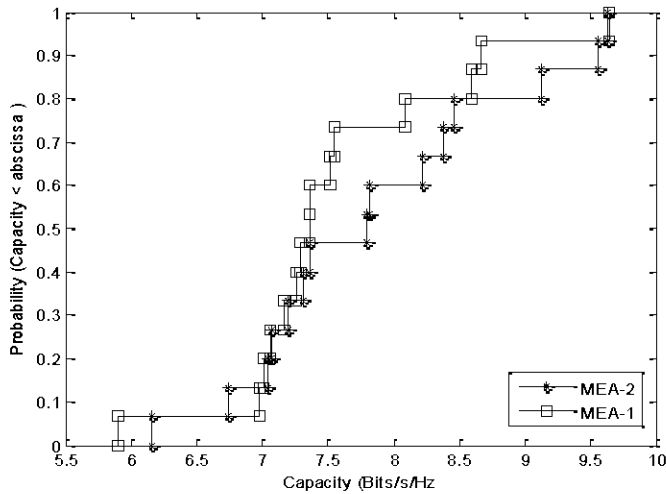


Fig. 3CDF curves in LOS scenario, for the two prescribed MEAs, at an SNR = 10 dB.

Measurements post processing has shown that when using a Butler matrix to create orthogonal beams, there is an average increase in the MIMO channel capacity of about 0.3 bits/s/Hz.

IV. CONCLUSION

In this paper, the MIMO radio channel has been investigated in real underground mine gallery. A vector network analyzer was used to measure the

channel response for two 4x4 MEAs at 2.4 GHz under LOS conditions. Measurements show that there is an average channel capacity gain when combining a Butler matrix with a ULA when compared to regular 4 elements uniform linear array. This new system (MEA-2) can be useful for wireless communications in underground environments.

REFERENCES

- [1] G. J. Foschini and M. J. Gans, "On limits of wireless communications in a fading environment," *Wireless Pers. Commun.*, vol. 6, pp. 311–335, 1998.
- [2] Ben Mabrouk, I.; Talbi, L.; Nedil, M.; Hettak, K. "MIMO-UWB Channel Characterization Within an Underground Mine Gallery", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 60, pp. 4866- 4874, Oct. 2012.
- [3] Ben Mabrouk, I; Talbi, L; Nedil, M; Hettak, K "Experimental Characterization of MIMO-UWB Multipath Underground Mine Radio Channels". *Antennas and Propagation Society International Symposium*, pp. 1- 2, 2012.
- [4] Molisch, A.F.; Win, M.Z. ; Yang-Seok Choi ; Winters, J.H. "Capacity of MIMO systems with antenna selection", *IEEE Transactions on Wireless Communications*, pp. 1759-1772, July 2005