



Systemes de communications à ondes millimétriques pour mines souterraines

Thèse

Mohamad El Khaled

Doctorat en génie électrique
Philosophiæ doctor (Ph.D.)

Québec, Canada

© Mohamad El Khaled, 2015

Systemes de communications à ondes millimétriques pour mines souterraines

Thèse

Mohamad El Khaled

Sous la direction de:

Paul Fortier
Mohamed Lassaad Ammari

Résumé

Le niveau croissant d'automatisation des exploitations minières souterraines vise à en accroître l'efficacité et s'appuiera sur la venue d'une myriade de dispositifs électroniques au sein des corridors souterrains. Dans d'autres environnements confinés, par exemple les opérations militaires dans les cavernes, ces dispositifs peuvent engendrer un avantage tactique fort important aux utilisateurs. Notre travail de recherche s'inscrit dans la perspective du développement d'un système de communications à haut débit binaire pour les applications comme la surveillance et le transfert de données vidéo en temps réel dans la mine.

Cette étude est focalisée sur la performance du système de communications sans fil à ondes millimétriques dans une mine souterraine. La première contribution de notre étude consiste à étudier tous les problèmes reliés au déploiement de ce système dans la mine. Comme il n'existe pas de travaux qui traitent ce genre de sujet, nous avons commencé notre étude par une caractérisation du canal à ondes millimétriques dans la mine CANMET à Val-d'Or située à 500 km au nord de Montréal, Canada. Nous avons mis en œuvre un montage expérimental de mesures basé sur un robot Velmex. Les mesures ont été effectuées dans la plage fréquentielle du standard IEEE802.15.3c, soit 57.24-59.4 GHz. Nous sommes parvenus à une caractérisation du canal de propagation à ondes millimétriques dans deux galeries de la mine, au niveau 40 et au niveau 70 m et selon plusieurs combinaisons d'antenne, directive-directive, directive-omni et omni-directive et pour deux polarisations, soit verticale-verticale et horizontale-horizontale. Dans le but de comparer les résultats, le même montage est utilisé pour effectuer des mesures dans un milieu interne, soit le laboratoire CANMET.

La deuxième contribution de notre étude consiste à calculer la capacité du canal selon les scénarios des mesures. La formule classique de la capacité de Shannon est obtenue pour les canaux ayant des réponses fréquentielles plates. Cette formule ne s'applique pas directement dans notre cas à cause de la sélectivité de la réponse en fréquence du

canal. Nous avons divisé la bande de fréquences en un nombre très grand de petites bandes, considérées comme des sous-canaux à réponse plate dans le domaine fréquentiel. Ensuite, nous avons distribué la puissance d'une manière optimale sur les sous-canaux plats. Les résultats obtenus sont comparés aussi avec les résultats obtenus si une distribution uniforme est adoptée à l'émission. Les résultats prouvent la pertinence de la méthode optimale dans ces type des canaux ; cette méthode donne une amélioration importante de la capacité lorsque le SNR est faible. Les deux méthodes donnent les mêmes résultats lorsque le SNR est grand.

La troisième contribution de notre étude vise à utiliser les paramètres obtenus de la campagne de mesures, comme la bande de cohérence et l'étalement maximal du canal pour les différents scénarios, pour calculer les paramètres du système OFDM à ondes millimétriques. Dans le but de rendre notre travail plus pertinent, nous avons calculé la limite de Shannon en posant le débit binaire du système OFDM égal à la capacité optimale ou à la capacité uniforme du canal. Plusieurs simulations ont été faites en fonction de la distance, de la longueur du préfixe cyclique et du nombre de sous-porteuses. Nous avons utilisé un code LDPC avec un taux égal à 0.75 pour améliorer le taux d'erreur binaire et aussi s'approcher de la limite de Shannon. Les résultats obtenus montre que les systèmes OFDM avec une combinaison d'antennes directive-directive et une polarisation verticale-verticale ont une meilleure performance aux niveaux 40 m et 70 m et dans le laboratoire CANMET.

Abstract

The increasing level of automation in underground mining operations in order to improve their efficiency will bring a myriad of electronic devices into the mine shafts. In other confined environment situations, e.g. military operations in caverns, electronic devices can yield a significant tactical advantage. Our research is in the perspective of developing a system of high bit rate communications for applications that require high throughput such as monitoring and transfer of video data in real time in the mine.

This thesis is focused on the study of the performance of a wireless communications system in the millimeter wave range in an underground mine. The contribution part of the study is to examine all issues related to the deployment of this system in the mine. As there is no work dealing with this kind of topic, we started our research by a characterization of the millimeter-wave channel in the CANMET mine in Val-d'Or, located 500 km north of Montreal, Canada. We implemented a breadboard measurement system based on a Velmex robot table. The measurements were performed in the frequency range of the standard IEEE802.15.3c or 57.24-59.4 GHz. We have obtained a characterization of the millimeter wave propagation channel in two galleries of the mine, at 40 and 70 m, according to several combinations of antennas, directive-directive, directive-omni and omni-directive and for both vertical-vertical and horizontal-horizontal polarizations. In order to compare the results, the same measuring setup was used to perform measurements in an internal environment in the CANMET laboratory.

The second contribution of the thesis was to compute the channel capacity according to the measurement scenarios. The classical formula for the Shannon capacity is used for flat channels. This formula does not directly apply in this case because of the selectivity of the channel frequency response. Thus, we divided the whole frequency band into many sub-bands, in which the sub-channel can be considered frequency-flat. Then we distributed the power optimally on the flat sub-channels. The results were also compared with the results obtained if a uniform distribution was adopted. The results

prove the relevance of the optimal method in these types of channels. This method gives a significant improvement of the capacity when the SNR is low. Both methods give the same results when the signal to noise ratio is high.

The third contribution of this thesis focused on how to use the parameters obtained from the measurement campaign such as the coherence bandwidth and the maximum spread of the channel for the different scenarios, to calculate the parameters of the OFDM millimeter wave system. In order to make our work relevant, we calculated the Shannon limit by setting the bit rate of the OFDM system equal to the optimal capacity or to the uniform channel capacity. Many simulations were made based on the distance between the antennas, the cyclic prefix length and the number of sub-carriers. We used an LDPC code with a rate equal to 0.75 to improve the bit error rate and hence to approach the Shannon limit. The results show that the OFDM millimeter wave system with D-D combination and VV polarization has better performance at 40 m, 70 m and in the CANMET laboratory.

Table des matières

Résumé	iii
Abstract	v
Table des matières	vii
Liste des tableaux	xii
Liste des figures	xiii
Abreviation	xvii
Notation	xx
Remerciements	xxiii
1 Introduction	1
1.1 Contexte du travail	1
1.1.1 Mines souterraines : état des lieux	2
1.2 Les ondes millimétriques et la bande autour de 60 GHz	3
1.2.1 Bref historique	3
1.2.2 Les communications sans fils dans la mine : utilité de la bande autour de 60 GHz	4
1.3 Contributions de la thèse	6
1.4 Plan de la thèse	8
I Revue des concepts de base et des travaux existants	10
2 Le canal de propagation radio aux ondes millimétriques	11
2.1 Introduction	11
2.2 Chaîne de transmission classique	11
2.3 Le canal de propagation	13
2.3.1 La propagation par trajets multiples	14
2.3.2 Types d'évanouissements à petite échelle	16
2.4 Caractérisation du canal de propagation - concepts fondamentaux . .	18

2.4.1	Fonction de transfert et réponse impulsionnelle du canal	19
2.4.2	Paramètres caractérisant l'étalement temporel du canal	21
2.4.3	Puissance reçue et atténuation de propagation	22
2.5	Caractérisation du canal à partir d'une campagne de mesure	23
2.5.1	Approches de mesures	23
2.5.2	Paramètres du canal	25
2.6	Travaux antérieurs sur la caractérisation du canal de propagation à ondes millimétriques	27
2.6.1	La littérature canadienne	29
2.6.2	Synthèse des travaux publiés	32
2.7	Conclusion	33
3	Système OFDM et capacité du canal	34
3.1	Introduction	34
3.2	La modulation OFDM	35
3.2.1	La chaîne du système OFDM	36
	La chaîne du système OFDM à la transmission	36
	La chaîne du système OFDM à la réception	39
3.2.2	Interférence entre symboles (IES)	40
	Préfixe cyclique	41
3.2.3	Égalisation	42
3.2.4	Facteur de crête (PAPR : Peak-to-Average Power Ratio)	44
3.3	Relation entre le SNR à la transmission et le rapport E_b/N_0	44
3.4	Relation entre le SNR à la réception et le rapport E_b/N_0	45
3.5	Système OFDM dans un canal gaussien	46
3.6	Capacité du canal de propagation et codage	47
3.6.1	Capacité du canal additif gaussien blanc (AWGN)	48
3.6.2	Capacité d'un canal avec évanouissements plats	49
3.6.3	Capacité d'un canal avec évanouissements sélectifs	49
	Algorithme de "waterfilling"	49
3.6.4	Revue sur la capacité du canal de propagation à ondes millimétriques	52
3.6.5	Revue sur le codage du canal à ondes millimétriques	54
3.7	La limite de Shannon	54
3.7.1	La limite de Shannon dans un canal à évanouissements plats	55
3.8	Conclusion	56
II	Analyse des performances du système OFDM à ondes millimétriques dans une mine souterraine	57
4	Caractérisation du canal de propagation à ondes millimétriques dans la mine	58
4.1	Introduction	58
4.2	Motivations	59

4.3	Description de l'environnements des mesures	60
4.3.1	Niveaux 40 m et 70 m	60
4.3.2	Laboratoire	61
4.4	Montage expérimental	61
4.4.1	Système de positionnement	66
4.4.2	Scénarios de mesures	68
4.5	Mesures à grande échelle	68
4.5.1	Calibration des mesures	70
4.5.2	Réponses fréquentielles	72
4.5.3	Pertes de propagation (path loss) et shadow fading dans la mine	74
	Pertes de propagation	74
	Shadow fading	79
4.5.4	Pertes de propagation (path loss) et shadow fading dans le	
	laboratoire	81
4.5.5	Réponses impulsionnelles et profil de retard (PDP)	82
	Recherche des maximums locaux et des points d'inflexion	83
4.5.6	Paramètres caractérisant l'étalement temporel du canal de	
	propagation dans la mine	89
	Délai moyen, étalement maximal et étalement efficace du retard	90
	Bande de cohérence	93
4.5.7	Paramètres caractérisant l'étalement temporel et la bande de	
	cohérence du canal de propagation dans le laboratoire	94
4.6	Mesures à petite échelle	95
4.6.1	Modélisation statistique de la puissance reçue	98
4.7	Conclusion	99
5	Capacité du canal à onde millimétrique	101
5.1	Introduction	101
5.2	Motivation	102
5.3	Capacité du canal basée sur la réponse fréquentielle du canal	102
5.3.1	Attribution optimale de la puissance du signal	103
5.3.2	Attribution uniforme de la puissance	105
5.3.3	Résultats numériques à partir des mesures dans la mine	105
5.4	Capacité de canal minier basée sur l'indice de perte de puissance n . .	112
5.4.1	Relation entre la capacité et l'indice de perte de puissance n . .	113
5.4.2	Résultats de la capacité en fonction de la distance entre les	
	antennes	113
5.4.3	Capacité de canal selon le modèle de \widetilde{PDP}	117
5.5	Capacité du canal dans le laboratoire	117
5.6	Conclusion	119
6	Performance du système à ondes millimétriques dans la mine	122
	souterraine	122
6.1	Introduction	122
6.2	Motivation	123

6.3	Système OFDM non codé à ondes millimétriques dans la mine	124
6.3.1	Choix des paramètres du système OFDM non codé à ondes millimétriques	124
	Choix du nombre de sous-porteuses	125
	Taille et durée de l'IFFT	126
	Choix de la longueur du préfixe cyclique et durée du symbole OFDM	126
	Débit binaire et limite de Shannon	127
6.3.2	Analyse du système OFDM à ondes millimétriques non codé dans la mine à une distance fixe et N_{PC} variable	130
	Effet des dimensions des galeries	139
	Effet de la directivité de l'antenne et de l'utilisation une antenne omni	140
	Effet du changement de la polarisation des antennes	140
6.3.3	Analyse du système OFDM à ondes millimétriques non codé dans la mine en fonction de la distance pour N_C et N_{PC} fixe	141
	Effet de guide d'onde et de perte de propagation	141
6.4	Analyse des résultats du système OFDM dans un milieu interne	146
6.4.1	Comparaison entre les systèmes dans la mine et dans un milieu interne	148
6.5	Système OFDM codé à ondes millimétriques dans la mine	149
6.5.1	Analyse des résultats du système OFDM codé à ondes millimétriques dans la mine	150
6.6	Analyse des résultats du système OFDM codé à ondes millimétriques dans le laboratoire	153
6.7	Conclusion	154
7	Conclusion	155
7.1	Résumé	155
7.1.1	Caractérisation du canal de propagation	156
7.1.2	Capacité du canal à ondes millimétriques	158
7.1.3	Performance du système OFDM à ondes millimétriques en utilisant les paramètres des mesures dans la mine	158
7.2	Synthèse générale	160
7.3	Perspectives et travaux futurs	161
	Bibliographie	163
A	Distributions statistiques	173
A.1	Définitions	173
A.2	Distribution normale	173
A.3	Distribution log-normale	173
A.4	Distribution de Rice	174
A.5	Distribution de Nakagami	174
A.6	Distribution de Weibull	175

Liste des tableaux

2.1	Études publiées sur la caractérisation et la modélisation du canal à ondes millimétriques.	32
3.1	Différence entre deux systèmes OFDM sans et avec préfixe cyclique dans un canal gaussien.	47
3.2	Résultats de Bin Mabrouk sur la capacité du canal à ondes millimétriques dans la mine.	53
4.1	Paramètres de mesures du canal minier à 60 GHz.	66
4.2	σ_S et n pour différents environnements.	75
4.3	Erreur quadratique moyenne pour différents scénarios.	88
4.4	Paramètres d'étalement temporel dans la mine au niveau 40 m à 3 m. . .	91
4.5	Paramètres d'étalement temporel dans la mine au niveau 70 m à 3 m. . .	92
4.6	Paramètres d'étalement temporel dans le laboratoire.	95
5.1	Capacités uniformes et optimales moyennes des canaux aux niveaux 40 m et 70 m et dans le laboratoire en Gbps.	115
6.1	Paramètres communs dans les simulations du système OFDM à ondes millimétriques pour les huit scénarios.	126
6.2	Paramètres de simulations du système OFDM à ondes millimétriques pour les huit scénarios à 3 m pour $N_C = 512$	132
6.3	Paramètres de simulations du système OFDM à ondes millimétriques pour les scénarios D-D (VV) au niveau 40 et D-D (VV) au niveau 70 m pour $N_C = 512$	145
6.4	Paramètres de simulation du système OFDM à ondes millimétriques pour les scénarios D-D (VV) et D-D (HH) dans le laboratoire pour $N_C = 512$	148

Liste des figures

1.1	<i>Régulation de fréquence de la bande 57-66 GHz.</i>	5
2.1	<i>Chaîne de communications classique.</i>	12
2.2	<i>Principaux mécanismes de propagation à trajets multiples.</i>	15
2.3	<i>Types d'évanouissements à petite échelle subis par le signal dans un canal.</i>	17
2.4	<i>Canal à trajets multiples.</i>	19
2.5	<i>Méthode fréquentielle de mesure avant la calibration.</i>	24
2.6	<i>Méthode fréquentielle de mesure après la calibration.</i>	25
3.1	<i>Schéma du système OFDM utilisé dans les simulations.</i>	37
3.2	<i>Durée d'un symbole OFDM dans un canal à trajets multiples.</i>	38
3.3	<i>Symboles OFDM dans un canal à trajets multiples sans les PC.</i>	40
3.4	<i>Symboles OFDM dans un canal à trajets multiples avec les PC.</i>	42
3.5	<i>Modèle équivalent d'un système OFDM dans le domaine fréquentiel.</i>	43
3.6	<i>Système OFDM dans un canal gaussien.</i>	47
3.7	<i>Canal additif gaussien discret.</i>	48
3.8	<i>Rapport des capacités uniformes sur les capacités optimales.</i>	52
4.1	<i>Plan de la galerie souterraine au niveau 40 m.</i>	61
4.2	<i>Plan de la galerie souterraine au niveau 70 m.</i>	62
4.3	<i>Parties de la mine CANMET où les mesures du canal à ondes millimétriques ont été effectuées.</i>	63
4.4	<i>Technique de mesure dans le domaine des fréquences.</i>	64
4.5	<i>Montage expérimental utilisé pour les mesures à bande large.</i>	65
4.6	<i>Montage expérimental dans le laboratoire.</i>	67
4.7	<i>Scénarios de mesures effectuées dans la mine CANMET.</i>	69
4.8	<i>Montage de mesures à grande échelle.</i>	71
4.9	<i>Exemple d'amplitude de la réponse en fréquence du canal minier.</i>	73
4.10	<i>Perte de propagation en fonction de la distance au niveau 40 m.</i>	76
4.11	<i>Perte de propagation en fonction de la distance au niveau 70 m.</i>	76
4.12	<i>Diagramme de rayonnement de l'antenne directive.</i>	78
4.13	<i>Shadow fading ajusté à la distribution normale au niveau 40 m.</i>	79
4.14	<i>Shadow fading ajusté à la distribution normale au niveau 70 m.</i>	80
4.15	<i>Perte de propagation en fonction de la distance et shadow fading ajusté à la distribution normale dans le laboratoire.</i>	81

4.16	Exemple de profils de retard linéaires dans la mine à 3 m.	83
4.17	Exemple de coupure verticale et horizontale de la PDP normalisé du scénario D-O (VV) au niveau 70 m.	85
4.18	Exemple du pourcentage de la puissance restante après coupure pour différents seuils.	85
4.19	Exemple du PDP normalisé avant et après la modélisation au niveau 40 m à une distance de 3 m.	86
4.20	Exemple du PDP normalisé avant et après la modélisation au niveau 70 m à une distance de 3 m.	87
4.21	Exemple de la réponse fréquentielle du canal original et son modèle pour le scénario D-O, (VV) au niveau 70 m à 3 m.	89
4.22	Étalement efficace du retard en fonction de la distance de séparation entre l'émetteur et le récepteur dans la mine.	91
4.23	La fonction CDF de l'étalement efficace du retard dans la mine.	92
4.24	Bande de cohérence en fonction de la distance de séparation entre l'émetteur et le récepteur dans la mine.	94
4.25	Étalement efficace du retard et bande de cohérence en fonction de la distance de séparation entre l'émetteur et le récepteur dans le laboratoire.	95
4.26	Montage de mesures à petite échelle.	97
4.27	Distribution de la puissance reçue au niveau 40 m à 3 m.	99
4.28	Distribution de la puissance reçue au niveau 70 m à 3 m.	99
5.1	<i>Exemple de répartition de puissance avec le WF; water-level = θ.</i>	105
5.2	Capacité du canal par la méthode uniforme en bps pour les différents scénarios aux niveaux 40 m et 70 m.	106
5.3	Capacité du canal par la méthode optimale en bps pour les différents scénarios aux niveaux 40 m et 70 m.	107
5.4	Rapport de la capacité uniforme sur la capacité optimale pour les différents scénarios aux niveaux 40 m et 70 m.	109
5.5	Exemple du rapport de la capacité uniforme sur la capacité optimale au niveau 40 m pour le scénario D-D (VV).	110
5.6	Exemple du rapport de la capacité optimale sur la capacité uniforme au niveau 40 m pour le scénario D-D (HH).	111
5.7	Capacité du canal en fonction de la distance entre les deux antennes au niveau 40 m.	115
5.8	Capacité du canal en fonction de la distance entre les deux antennes au niveau 70 m.	115
5.9	Exemple des capacités uniforme, optimale et selon le modèle de PDP de canal en fonction de la distance entre les deux antennes au niveau 40 m pour le scénario D-D (HH).	118
5.10	Capacités uniforme et optimale du canal interne en bps pour les deux polarisations.	119
5.11	Rapport des capacités optimale sur uniforme	120
5.12	Capacité du canal en fonction de la distance entre les deux antennes dans le laboratoire.	121

6.1	Taux d'erreur binaire au niveau niveau 40 m pour le scénario D-D. . . .	134
6.2	Taux d'erreur binaire au niveau niveau 40 m pour le scénario O-D. . . .	135
6.3	Taux d'erreur binaire au niveau niveau 70 m pour le scénario D-D	136
6.4	Taux d'erreur binaire au niveau niveau 70 m pour le scénario D-O. . . .	137
6.5	Taux d'erreur binaire pour les huit scénarios pour $N_C = 512$	139
6.6	Taux d'erreur binaire pour différentes distances au niveau 40 m, pour $N_C = 512$	143
6.7	Taux d'erreur binaire pour différentes distances au niveau 70 m, pour $N_C = 512$	144
6.8	Taux d'erreur binaire aux différentes distances pour les deux meilleurs scénarios dans les deux galeries, avec $N_C = 512$	147
6.9	Taux d'erreur binaire pour le scénario D-D dans le laboratoire pour $N_C = 512$	149
6.10	Taux d'erreur binaire pour le scénario D-D (VV) dans le laboratoire et dans la mine pour $N_C = 512$ et $N_{PC} = 100$	150
6.11	<i>Diagramme bloc du système OFDM avec le code LDPC utilisé dans les simulations.</i>	151
6.12	Performance du système OFDM codé à ondes millimétriques à un distance égale à 3 m.	152
6.13	Performance du système OFDM codé dans le laboratoire à un distance égale 3 m	153

Abréviations

Par souci de lisibilité, les sigles et acronymes seront parcimonieusement utilisés dans ce manuscrit. Toutefois, pour les termes très fréquents, leur utilisation sera privilégiée. La signification d'un sigle ou d'un acronyme ne sera rappelée qu'à sa première apparition dans le manuscrit.

ADSL	<i>Asymmetric Digital Subscriber Line</i>
ACMA	<i>Australian Communication and Media Authority</i>
ATM	<i>Asynchronous Transfer Mode</i> , Mode de transfert asynchrone
AWGN	<i>Additive White Gaussian Noise</i>
BPSK	<i>Binary phase-shift keying</i>
CANMET	<i>Canadian Centre for Minerals and Energy Technology</i>
CFO	<i>Carrier Frequency Offset</i>
CSI	<i>Channel side information</i>
CDF	<i>Cumulative Distribution Function</i>
CEPT	Conférence Européenne des Postes et Télécommunications
COFDM	<i>Coded Orthogonal Frequency Division Multiplexing</i>
DSP	Densité Spectrale de Puissance
DAB	<i>Digital Audio Broadcasting</i>
DVB	<i>Digital Video Broadcasting</i>
ERO	<i>European Radiocommunications Office</i> , le bureau européen pour les communications radio
EQM	Erreur quadratique moyenne
FCC	<i>Federal Communications Commission</i>
FFT	<i>Fast Fourier Transform</i>
FSK	<i>Frequency Shift Keying</i>
GPIB	<i>General Purpose Interface Bus</i>
IC-SMT	<i>Industry Canada Spectrum Management and Telecommunication</i>

ISM	<i>Industrial, scientific and medical radio bands</i> , Bandes de fréquence pour l'applications industrielles, scientifiques et médicales
IFFT	<i>Inverse Fast Fourier Transform</i>
IES	Interférence entre symboles
KS	<i>Kolmogorov-Smirnov Test</i> , test de Kolmogorov-Smirnov
LAN	<i>Local Area Network</i>
LTE	<i>Long Term Evolution</i>
LOS	<i>Line of Sight</i>
MIMO	<i>Multiple Input Multiple Outputs</i> , Entrée multiples sorties multiples
MWFSG	<i>Millimeter Wave band Frequency Study Group</i>
NLOS	<i>Non Line of Sight</i>
OOK	<i>On-Off Keying</i>
OFDM	<i>Orthogonal Frequency Division Multiplexing</i>
PC	Préfixe cyclique
PTS	<i>Partial Transmit Sequence</i>
PDP	<i>Power Delay Profil</i> , Profil de retard de puissance
PIRE	Puissance isotrope rayonnée équivalente
PAPR	<i>Peak-to-Average Power Ratio</i>
QAM	<i>Quadrature Amplitude Modulation</i>
RMS	<i>Root Mean Square</i>
SNR	<i>Signal to Noise Ratio</i>
SLM	<i>Selective Linear Mapping</i>
TEB	Taux d'erreur binaire
TDMA	<i>Time Division Multiple Access</i>
ULB	Ultra large bande
VNA	<i>Vector Network Analyzer</i>
WF	<i>Waterfilling</i>
WSS	<i>Wide Sense Stationary</i>
WSSUS	<i>Wide Sense Stationary Uncorrelated Scattering</i>
WLAN	<i>Wireless Local Area Network</i>

Notation

Nous avons conservé dans la mesure du possible la même notation dans tous les chapitres de cette thèse.

Variables et fonctions utilisées

$\bar{\alpha}$	Constante pour le "water-level"
γ	Constante dépendant du canal
η	Efficacité spectrale du système
λ	Longueur d'onde
$\mu_{S(d)}$	Moyenne statistique du shadow fading
ρ_R	Rapport de la puissance du signal reçu sur la puissance du bruit
ρ_T	Rapport de la puissance du signal transmis sur la puissance du bruit
τ_{rms}	Étalement temporel
τ_M	Délai temporel maximal mesurable du canal
τ_{max}	Retard relatif du dernier trajet d'amplitude non négligeable
τ_m	Retard relatif moyen
ξ	Constante dépendant du canal
B	Bande de fréquence du canal
B_c	Bande de cohérence du canal
B_s	Bande de fréquence occupée par le signal
b_i	Vecteur de données binaires
C	Capacité du canal
C_n	Capacité du canal normalisé
C_{unif}	Capacité uniforme du canal
C_{Optim}	Capacité optimale du canal
d	Distance entre les antennes d'émission et de réception
$E[.]$	Moyenne statistique

E_t	Energie totale pour transmettre tous les bits d'information
f_c	Fréquence porteuse
f_{end}	Fréquence du dernier échantillon dans la bande de mesures
f_1	Fréquence du premier échantillon dans la bande de mesures
f_s	Distance fréquentielle entre deux mesures du VNA
G	Matrice du canal MIMO
$h(t)$	Réponse temporelle du canal
$H(X)$	Entropie de X
$H(f)$	Réponse fréquentielle du canal
$h_{sys}(t)$	Réponse impulsionnelle du système de mesure
k	Nombre de bits par symbole dans la modulation numérique
L_{sys}	Atténuation subie par le système de mesures incluant le canal de propagation
L_{mes}	Atténuation subie par les équipements de mesures
χ	La différence entre la performance des deux système OFDM
LS_{Unif}	E_b/N_0 correspondant à la limite de Shannon lorsque $C_{Unif} = R$
LS_{Optim}	E_b/N_0 correspondant à la limite de Shannon lorsque $C_{Optim} = R$
M	Taille de la constellation utilisée dans la modulation OFDM
N	Puissance du bruit
n	Indice de perte de puissance
N_R	Nombre d'antennes à la réception
N_T	Nombre de sous-porteuses plus longueur du préfixe cyclique
N_{PC}	Taille du préfixe cyclique
N_C	Nombre de sous-porteuses dans la modulation OFDM
N_f	Nombre de sinusoides à des fréquences discrètes
$n(t)$	Bruit blanc additif gaussien
P_t	Puissance du signal transmis
P_r	Puissance du signal reçu
$PL(d)$	Attenuation de propagation à la distance d
$P_L(d)$	Puissance relative totale des trajets multiples à la distance d
R	Débit binaire en bits/s
$r(t)$	Signal reçu
R_H	Fonction d'autocorrélation de H
$s(t)$	Signal transmis
$S_\sigma(d)$	Shadow fading
T_b	Durée d'un symbole binaire

T	Durée d'un symbole OFDM
T_s	Durée d'un symbole QAM
T_{PC}	Durée du préfixe cyclique en ns
t_{res}	Résolution temporelle durant la mesure
t_{max}	Delai temporel maximal du canal
X_k	Symbole complexe

À mes parents

Toute conscience est conscience
de quelque chose

Jean-Paul Sartre

Remerciements

Je voudrais remercier tout d'abord mon directeur de recherche, le Pr. Paul Fortier, pour la confiance et le soutien constant qu'il m'a accordé tout au long de mon projet de doctorat. Son ouverture d'esprit professionnelle m'a encouragé à continuer jusqu'à l'accomplissement de cette thèse. Je voudrais également remercier mon codirecteur de recherche, le Dr. Mohamed Lassaad Ammari, pour ses conseils judicieux et pertinents qui ont permis la réalisation d'un tel travail.

J'aimerais souligner la contribution de Shah Ahsanuzzaman Md Tariq et Birahima Ndiaye à la campagne de mesures pour la réalisation de la partie expérimentale de mon travail. Merci aux professeurs Nahi Kandil, Mourad Nedil et Nadir Hakem pour leur assistance technique lors de la prise de ces mesures. Je tiens à souligner les conseils avertis de nombreux professeurs et étudiants, formant le comité scientifique du laboratoire de recherche en communications souterraines (LRCS) pour son accueil durant mon séjour à Val-d'Or.

Mes plus vifs remerciements s'adressent au président de jury, Professeur Michael Duguay de l'Université Laval et aux membres du jury, Professeur Jean François Frigon de l'école polytechnique à Montréal, Professeur Dominique Grenier et Professeur Jean Yves Chouinard de l'Université Laval. Leurs commentaires et suggestions sont très importants pour le développement de mon travail de recherche

J'aimerai remercier tous les membres du Laboratoire de radiocommunications et de traitement du signal (LRTS) à l'université, Professeur Sébastien Roy ainsi que les étudiants avec qui j'ai tissé de nombreux liens d'amitié : Mohamed Haj Taieb, Mouhamad Omar Yassin, Mohamad Haroun, Tayyab Mehmood Mirza et Louis-Philippe Rousseau, etc.

Finalement je remercie spécialement tous les membres de ma famille (ma mère, mes frères Omar El Khaled et Saed El Khaled et mes soeurs) pour la patience qu'ils m'ont

accordée et les énormes sacrifices qu'ils ont faits pour que je sois là où je n'aurais jamais pu être sans eux. Je tiens à exprimer ma reconnaissance à ma femme qui m'a toujours soutenu et appuyé tout au long de mes études doctorales.

J'aimerais pour terminer, dédier la rédaction de cette thèse à mon père Abdul Menhem El Khaled.

Chapitre 1

Introduction

1.1 Contexte du travail

L'histoire des systèmes de communications sans fil remonte aux années 1880, quand Hertz démontra que les ondes électromagnétiques pouvaient se propager sans support matériel. En 1892, les travaux publiés par l'anglais Sir Williams Crookes prédirent la faisabilité des communications télégraphiques à longues portées en se servant d'appareils réglables [1]. Par la suite, l'Italien Marconi démontra et expérimenta la transmission des ondes radio longue portée.

Jusqu'à la fin des années 1980, les systèmes de communications sans fil étaient quasi-inexistants dans les mines souterraines. La difficulté réside dans le manque de technologies fiables ou le coût d'installation, parfois très élevé. La plupart des systèmes existants sont basés sur les communications analogiques câblées (câbles coaxiaux, câbles fuyants). Dans des situations d'urgences (une explosion, un incendie, une inondation ou autre), ces systèmes deviennent inefficaces. Cependant, les systèmes de communications sans fil ont intrinsèquement une meilleure probabilité de continuer à fonctionner durant ces situations périlleuses.

En raison de leur débit élevé, les systèmes de communications sans fil sont en train de devenir des éléments primordiaux dans l'industrie minière moderne. Dans les galeries souterraines, ces systèmes peuvent être utilisés pour transmettre les informations nécessaires pour des applications telles que la surveillance, la commande à distance des équipements (machines de transport de minerais, équipements de forage), l'acheminement d'images en temps réel dans la salle de commande, la gestion de production ou pour fournir un moyen de communication entre les mineurs. Par conséquent, le réseau

sans fil qu'on doit mettre en place doit avoir une capacité importante pour supporter les activités mentionnées précédemment. En utilisant de nouvelles technologies à haute débit tel que le 60 GHz, les applications des réseaux sans fil dans la mine deviennent nombreuses.

L'un des défis actuels de ce champ des télécommunications est d'assurer une augmentation des débits de transmission tout en garantissant une certaine qualité de service. Pour cela plusieurs techniques sont envisagées. Le recours à des systèmes à entrées et sorties multiples (MIMO - Multiple Input Multiple Output) constitue l'une de ces techniques [2]. Les perspectives ouvertes par les transmissions ultra large bande (ULB) sont également prometteuses. Enfin, la montée en fréquence vers le spectre des ondes millimétriques est également un moyen de répondre à ce besoin de haut débit. Cette dernière approche est à la base de notre thèse de doctorat.

1.1.1 Mines souterraines : état des lieux

Les conditions de travail dans une galerie de mine sont très difficiles car c'est un milieu dangereux, humide et sombre. Les galeries présentent un certain nombre de caractéristiques qui rendent complexes l'installation d'un système de communications sans fil. Parmi ces caractéristiques, nous pouvons citer la rugosité des parois de sorte qu'elles rendent difficile la détermination analytique du comportement des ondes radio et la superficie variable du milieu qui rend difficile une prédiction de la topologie d'une galerie de mine surtout si elle est en cours d'exploitation. Aussi, divers accidents peuvent survenir dans une mine. Ils sont généralement provoqués par la chute de roches, le déclenchement d'incendies ou encore par une intoxication liée à la fuite de gaz. Une solution à envisager est que les équipements soient flexibles et démontables de manière à s'adapter aux divers changements topologiques. Une bonne étude des problèmes du milieu se révèle donc indispensable pour implanter un réseau qui permettra d'assurer la communication et la sécurité des mineurs.

Les mineurs utilisent de lourdes machines et engins qui permettent de réaliser les opérations de forage, d'extraction et de transport de minerai. Dans ce contexte et considérant tout ce qui a été mentionné précédemment, les équipements de travail en milieu souterrain doivent être robustes et bien adaptés à l'environnement pour éviter les accidents. De plus, il faut que les éléments du réseau soient légers, compacts, robustes et faciles à installer.

1.2 Les ondes millimétriques et la bande autour de 60 GHz

1.2.1 Bref historique

Les systèmes de communications à ondes millimétriques apparaissent depuis une dizaine d'années comme une solution prometteuse pour de nouveaux types de réseaux sans fil. Ils ont fait leur début dans les années 90 grâce à la perspective de réseaux basés sur l'ATM (Asynchronous Transfer Mode) [3], [4]. Au cours des dernières décennies, la technologie des systèmes à 60 GHz a été utilisée dans une grande variété d'applications, notamment pour la mise en place de réseaux d'accès [5]. Dans le spectre des ondes millimétriques, trois bandes particulières ont été repérées, pour différents types d'applications : 30 GHz, 40 GHz et 60 GHz. Cependant, la bande autour de 60 GHz présente des avantages majeurs, surtout concernant les réglementations et l'allocation des fréquences.

En Europe, la Recommandation T/R 22-03 de l'ERO (European Radiocommunications Office) propose de réserver la bande 59-62 GHz pour les applications WLAN. La bande 57.2-58.2 GHz est également proposée pour des applications à faible puissance et courte portée, fixes ou mobiles. Aux États-Unis, la bande 59-64 GHz peut être utilisée pour des applications "mobiles" sans disposer de licence. Au Japon, une bande allant de 59 à 66 GHz est prévue pour des applications sans fil générales avec ou sans licence. Par ailleurs, une bande ISM (applications Industrielles, Scientifiques et Médicales) est définie de 61 à 61.5 GHz. Les études antérieures sur les bandes autour de 60 GHz ont été commencées au début des années 90. Dans la même période, un projet de recherche portant sur les ondes millimétriques et leurs applications a été lancé au Japon, et un autre en Europe en 1996 [6], [7], [8]. Ce projet a porté sur l'utilisation des ondes millimétriques et a démontré la possibilité de réaliser des réseaux locaux sans fil à 60 GHz [4], [9], [10].

Le premier prototype de WLAN à 60 GHz a été réalisé au Japon en 2000 [11]. Il a affiché un débit brut de 51.84 Mbits/s sur chaque voie (montante et descendante) et sa puissance d'émission était supérieure à 10 mW (10 dBm). La modulation retenue était de type OOK (On-Off Keying) [11]. Le système permettait d'assurer un taux d'erreurs binaires $\leq 10^{-7}$ [11]. Dans une deuxième version, le débit de chaque voie a été augmenté à 64 Mbits/s et avec une modulation de fréquence, la puissance émise a été réduite à 5 dBm [12]. Une étude détaillée sur les travaux japonais et européens sera faite dans la section 2.6.

1.2.2 Les communications sans fils dans la mine : utilité de la bande autour de 60 GHz

L'intérêt porté aux systèmes de communications sans fil à 60 GHz est dû aux facteurs suivants :

1) Largeur des bandes passantes disponibles sans licence

Certains organismes de régulation qui autorisent l'utilisation de la bande 57-66 GHz sans licence dans le monde sont :

- Industry Canada Spectrum Management and Telecommunication (IC-SMT) pour le Canada.
- Federal Communications Commission (FCC) pour les USA.
- Conférence Européenne des Postes et Télécommunications (CEPT) pour l'Europe.
- Millimeter Wave band Frequency Study Group (MWFSG) pour la Corée du Sud.
- Australian Communications and Media Authority (ACMA) pour l'Australie.

Une bande passante supérieure ou égale à 7 GHz est disponible dans la plupart des pays (sauf l'Australie : 4 GHz) avec une PIRE (Puissance Isotrope Rayonnée Equivalente) d'au moins 43 dBm, sauf en Corée du Sud pour des applications à l'intérieur. L'allocation de la bande 60 GHz en Europe, Australie, USA, Canada, Japon et Corée du Sud est présentée à la figure 1.1.

2) Facilité de la réutilisation des fréquences due à la forte atténuation en fonction de la distance et de la fréquence

L'atténuation du signal due à la propagation en espace libre est donnée par [13] :

$$\text{Pertes (dB)} = 32.44 + 20 \log d \text{ [km]} + 20 \log f_c \text{ [MHz]} \quad (1.1)$$

Cette équation montre que les pertes augmentent de 20 dB/décade avec la fréquence et de 20 dB/décade avec la distance. Aussi, les signaux à 60 GHz s'atténuent à cause de l'absorption d'oxygène, de plus de 12 dB/km dans l'espace libre [13]. Le niveau élevé d'absorption de l'oxygène et l'affaiblissement de parcours réduisent considérablement la portée des systèmes de communication à 60

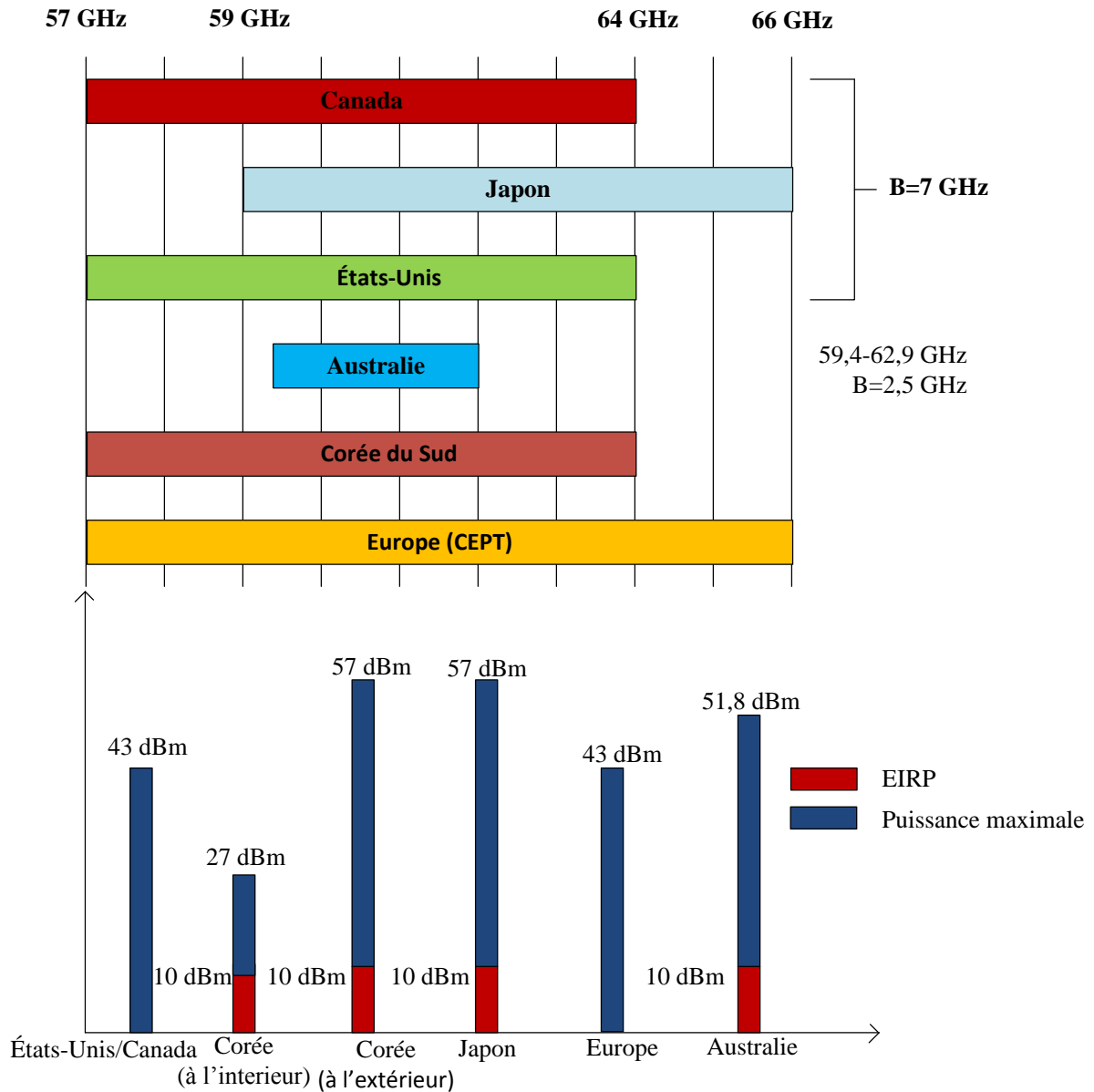


FIGURE 1.1 – Régulation de fréquence de la bande 57-66 GHz.

GHz, mais cela a pour avantage de réduire les interférences entre les systèmes et ainsi de permettre une réutilisation du spectre dans une pièce différente et donc une meilleure exploitation des ressources et une sécurité accrue au niveau de la transmission de données.

3) Miniaturisation des circuits électroniques et prix réduit

La taille des composants (antennes, lignes d'adaptation des circuits RF) est directement liée à la longueur d'onde de fonctionnement du circuit. Les circuits

fonctionnant à 60 GHz ont une longueur d'onde de 5 mm, ce qui permet une miniaturisation des circuits électroniques et donc une diminution du coût de ce système.

4) Débits élevés

La capacité du canal est une indication sur le débit maximal théorique. Pour un canal donné, la technologie 60 GHz peut garantir un grand débit pour la transmission de données. En fait, d'après Shannon, la capacité d'un canal de transmission peut être calculée selon l'équation (1.2) [14]. Selon cette équation, pour augmenter la capacité du canal, deux options sont possibles, soit augmenter linéairement la largeur de la bande, ou augmenter exponentiellement la puissance émise. Cependant la capacité du canal tend vers une valeur limite lorsque la largeur de bande tend vers l'infini.

$$C = B \log_2 (1 + \rho_R) \quad (1.2)$$

Cette capacité est exprimée en bits/seconde. B est la largeur de bande du canal et ρ_R est le rapport de la puissance du signal transmis sur la puissance du bruit à la réception. La capacité de Shannon représente le schéma optimiste de communication pratique, et sert également comme un repère permettant de comparer l'efficacité spectrale de tous les régimes pratiques de transmission.

1.3 Contributions de la thèse

La recherche sur la réalisation d'un prototype de réseaux sans fil à onde millimétrique dans un milieu interne a pris de l'ampleur vers le milieu des années 90 suite aux exigences de grands débits de transmission. Pour les applications des réseaux à ondes millimétriques dans un environnement interne, les résultats des travaux de recherche ont commencé à paraître vers la fin des années 90. A part les travaux de Bin Mabrouk sur la caractérisation du canal minier à ondes millimétriques [15], il n'y a pas d'articles faisant état des travaux sur la performance de systèmes à ondes millimétriques dans un environnement minier souterrain. Le milieu minier étant complexe (parois très rugueuses), l'étude détaillée de la performance d'un système de communication à ondes millimétriques représente un défi important qui souligne l'originalité de cette thèse.

Les contributions de la thèse peuvent être regroupées en trois grands axes, selon qu'elles ont trait à la caractérisation du canal de propagation, à la capacité du canal de propagation ou à l'étude de la performance du système de communication sans fil à ondes millimétriques basé sur des mesures réelles prises dans une mine souterraine.

– **Caractérisation du canal de propagation**

Un montage expérimental a été réalisé pour déterminer les paramètres pertinents à large bande du canal dans la plage fréquentielle du standard IEEE802.15.3c, soit 57.24-59.4 GHz, dans le but de les utiliser comme informations pour l'étude de la performance du système à ondes millimétriques. Le montage est basé sur un sondeur fréquentiel du canal, utilisant un analyseur de réseau comme composante principale. Ce montage permet la mesure de la fonction de transfert du canal sur une largeur de bande de 2.16 GHz. Des techniques de traitement de signal sont mises en œuvre afin d'obtenir la réponse impulsionnelle du canal et les paramètres pertinents correspondants. Un protocole expérimental, différent de celui qu'on retrouve dans d'autres travaux, est fixé pour caractériser le canal et déterminer un ensemble varié de paramètres pertinents (niveaux de puissance reçue, retard relatif moyen, étalement efficace du retard, puissance relative totale des chemins multiples, nombre total de trajets multiples) dans deux galeries de la mine, au niveau 40 m et 70 m et selon trois combinaisons d'antennes, soit directive-directive (D-D), directive-omni (D-O) et omni-directive (O-D) pour les deux polarisations verticale-verticale (VV) et horizontale-horizontale (HH). Les paramètres du canal à grande et à petite échelle sont analysés et comparés avec les travaux disponibles dans la littérature.

– **Capacité du canal à ondes millimétriques**

La deuxième contribution de cette thèse porte sur le calcul de la capacité optimale du canal à ondes millimétriques selon les différents scénarios de mesure. Les résultats des mesures montrent que le canal à ondes millimétriques est sélectif dans le domaine des fréquences. Donc, l'adaptation du signal de transmission à l'état de canal peut généralement apporter une grande amélioration de la vitesse de transmission. Dans ce contexte, nous avons utilisé l'algorithme d'optimisation "waterfilling" dans le calcul de la capacité. Nous avons divisé la bande de fréquence en un grand nombre de sous-bandes considérées comme plates dans le domaine des fréquences. Ensuite, nous avons distribué la puissance disponible à l'émission sur ces sous-canaux d'une manière optimale et nous n'avons pas considéré dans le calcul les canaux qui ont un rapport signal sur bruit faible. Dans le but de comparer nos résultats, nous avons aussi calculé la capacité du canal en adoptant une distribution uniforme de la puissance sur les sous-canaux. Les résultats obtenus montrent l'efficacité de cette méthode dans ce type de canaux; la capacité est augmentée lorsque le rapport signal sur bruit est faible. Cependant, les deux

méthodes, uniforme et optimale, donnent les mêmes résultats lorsque le rapport signal sur bruit est grand.

– **Performance du système de communications OFDM à ondes millimétriques dans la mine**

La troisième contribution de la thèse consiste en une étude détaillée du système OFDM à ondes millimétriques dans la mine souterraine. Cette étude est faite selon plusieurs scénarios de mesures et plusieurs combinaisons d’antennes. Les paramètres obtenus à partir des mesures, comme la bande de cohérence et l’étalement maximal du canal, sont utilisés pour déterminer les paramètres du système OFDM à ondes millimétriques, comme le nombre de sous-porteuses, la longueur du préfixe cyclique, le débit binaire et l’efficacité spectrale du système. Des simulations ont été faites en fixant la distance et en changeant la longueur du préfixe cyclique et le nombre de sous-porteuses. Dans le but de trouver le scénario le plus difficile, des simulations sont faites en fonction de la distance de séparations entre les antennes. Les paramètres du pire scénario ont été fixés afin d’avoir un système fonctionnel partout dans la mine. Dans le but de rendre notre travail plus significatif, nous avons calculé la limite de Shannon en posant le débit binaire du système égal à la capacité optimale et à la capacité uniforme. Ensuite, nous avons utilisé un code LDPC avec un taux égal à 0.75 pour diminuer le taux d’erreur binaire et pour s’approcher de la limite de Shannon. Dans cette thèse, nous avons aussi étudié la performance du système OFDM à ondes millimétriques dans un milieu interne, soit dans le laboratoire CANMET à Val-d’Or. Les deux systèmes OFDM à ondes millimétriques dans la mine et dans le laboratoire ont été comparés.

1.4 Plan de la thèse

Le présent chapitre consiste en une introduction décrivant le contexte et l’objectif du travail ainsi que la motivation et l’organisation du document. Le corps de cette thèse comporte deux parties. La première partie est une revue des concepts de base et des travaux existants. Le deuxième chapitre est une revue de littérature. Il présente la chaîne de transmission classique et met l’accent sur les parties qui seront étudiées dans notre projet de recherche. De plus, il décrit les principaux phénomènes qui caractérisent un canal de transmission dans la mine, à grande et à petite échelle, la relation entre l’affaiblissement et la distance. Il présente aussi les types d’évanouissement subis par

le canal de propagation à trajets multiples, la distribution statistique de l'amplitude de signal transmis dans un canal à trajets multiples, le retard moyen et l'étalement temporel et il donne une synthèse des travaux publiés sur les caractérisations du canal à ondes millimétriques. Le troisième chapitre est une revue sur le système OFDM, la capacité et le codage du canal. Il présente une introduction sur la modulation OFDM et sur son importance dans un canal minier à ondes millimétriques. Aussi, il inclut un résumé sur les études faites sur les performances des systèmes de communications à ondes millimétriques.

La deuxième partie présente les contributions de notre recherche. Le quatrième chapitre présente les résultats portant sur la caractérisation du canal à ondes millimétriques basée sur des mesures faites dans une vraie mine souterraine. Il donne le modèle théorique du canal de propagation ainsi que la méthodologie expérimentale. Ce chapitre décrit aussi les procédures de mesures, l'environnement et les équipements utilisés. Aussi, il présente une analyse des résultats pour la caractérisation à large bande de la mine étudiée. Le chapitre cinq présente les résultats sur la capacité du canal. On utilise une méthode analytique pour calculer la capacité optimale du canal minier à ondes millimétriques en tenant compte des problèmes liés à ce canal, en particulier la sélectivité en fréquences et la limite de puissance. Le chapitre six présente les résultats de l'étude de la performance du système de communications à ondes millimétriques dans l'environnement minier souterrain considéré en utilisant la modulation OFDM et en adaptant un code correcteur d'erreur pour s'approcher au maximum de la capacité du canal. Les résultats sont également comparés avec un système dans le milieu interne.

Le chapitre sept constitue une conclusion générale de la thèse, où l'on dresse un bilan du travail réalisé et où l'on propose des directions et des recommandations pour des travaux futurs.

Première partie

Revue des concepts de base et des travaux existants

Chapitre 2

Le canal de propagation radio aux ondes millimétriques

2.1 Introduction

Dans les systèmes de radiocommunications mobiles, le signal transmis passe par un canal à trajets multiples avant d'arriver au récepteur. Ce canal radio a deux caractéristiques physiques importantes qui déterminent son comportement : la sélectivité en fréquence et la sélectivité en temps. La première génère de l'interférence entre les symboles successifs émis. La sélectivité en temps a pour origine les mouvements du récepteur ou de l'émetteur. Pour lutter contre les sélectivités fréquentielle et temporelle, les récepteurs classiques sont en général formés par la mise en cascade de plusieurs modules disjoints : égaliseur, décodeur, démodulateur, etc. Ce chapitre et le chapitre suivant ont pour objectif de faire une revue de littérature pertinente à notre recherche. On commence par un bref aperçu de la chaîne de communication classique et on met l'accent sur les blocs de la chaîne qui feront partie de notre thèse. Dans ce chapitre on met surtout l'accent sur le canal de propagation radio et sur sa capacité.

2.2 Chaîne de transmission classique

La tâche du système de transmission est d'acheminer l'information de la source vers le destinataire avec le plus de fiabilité possible. Les caractéristiques de l'environnement de transmission sont très importantes et affectent directement la conception des systèmes de communications et leurs fonctions [16].

Si le message produit par la source est de type analogique, il est converti en une séquence d'éléments binaires par des étapes successives d'échantillonnage, de quantification et de codage binaire. Pour augmenter l'efficacité de la transmission et optimiser l'utilisation des ressources du système, un codeur de source compresse donc les données en éliminant les éléments binaires non significatifs. Cette partie de système ne sera pas considérée dans notre recherche ; nous considérerons que la source d'information est idéale et délivre des éléments binaires indépendants et identiquement distribués (i.i.d.).

Tout système de communications comme celui présenté à la figure 2.1 peut être divisé en trois parties : une source, un canal et un destinataire. La source est le mécanisme qui produit un message continu comme la parole ou discret comme un fichier texte. Le canal qui peut être un câble, une fibre optique ou encore un canal radio est le dispositif qui propage le message en le rendant incertain. Enfin, les blocs à la réception (décodage et démodulateur) ont pour rôle de retrouver au mieux le message émis par la source. Ce modèle ou paradigme a été imaginé par Shannon [14].

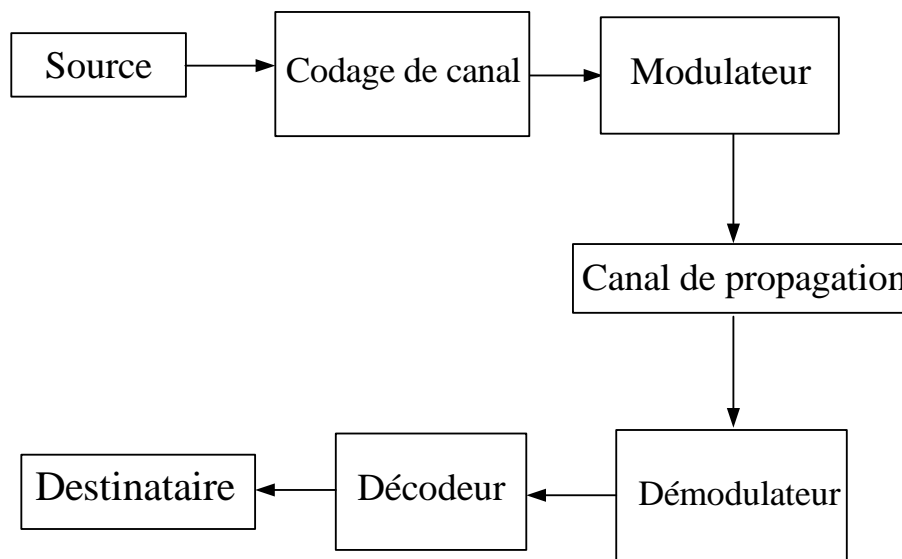


FIGURE 2.1 – *Chaîne de communications classique.*

Lors du passage dans le canal de transmission, le signal peut être affecté par du bruit et des interférences, ce qui produit des erreurs au récepteur. Afin d'augmenter la fiabilité de la transmission, un codeur de canal introduit, de manière parfaitement contrôlée, de la redondance dans la séquence d'information. Ce type de codage est encore appelé correcteur d'erreurs puisque le récepteur connaît l'algorithme de codage utilisé et il est donc capable de détecter puis de corriger les données erronées. Afin d'adapter un code

correcteur d'erreur à la réception, il est nécessaire de commencer l'analyse de notre système par une connaissance générale des caractéristiques du canal de propagation minier à ondes millimétriques et de la capacité du canal. Une fois qu'on a la capacité du canal, il faut que le débit de la source binaire soit inférieur à la capacité du canal de transmission pour éviter le chevauchement entre symbole [17], [16].

Après le codeur du canal, la séquence d'information binaire passe par un modulateur numérique, dans le but de reformuler le signal électrique pour devenir susceptible d'être envoyé dans le canal de transmission sur une fréquence porteuse. À la réception d'un système de communications numériques, le démodulateur traite les formes d'onde provenant du canal par des processus d'estimation et de quantification et les réduit à des séquences de nombres, représentant l'estimations des symboles émis. Ces séquences sont ensuite décodées selon les opérations inverses de celles employées à l'émission, ce qui permet au destinataire de retrouver l'information binaire initiale [16]. Les besoins en débit des nouvelles applications dans la mine souterraine nécessitent une modulation d'une grande efficacité spectrale. Dans ce contexte, une étude détaillée des types de modulations pertinentes pour un système de communications à ondes millimétriques dans une mine souterraine va faire partie de notre thèse de doctorat.

La première partie de notre recherche s'est penché sur le canal de transmission à ondes millimétriques. Généralement, ce canal est à trajets multiples, notamment pour les applications dans un milieu confiné, ce qui produit le phénomène d'évanouissements à petite échelle. Parmi les méthodes pour diminuer ce problème, on note la diversité et la modulation [18].

2.3 Le canal de propagation

Le canal de transmission peut être modélisé comme une entité physique qui exécute une opération sur le signal transmis, à partir d'un ensemble de règles bien définies pour produire le signal à la sortie. Un canal de transmission numérique est caractérisé par une probabilité de transition qui détermine la distribution conditionnelle de la sortie compte tenu de l'entrée. Ainsi, il assure le lien entre l'émetteur et le récepteur en permettant le transfert de l'information entre les deux. Pour cela, le canal de transmission joue un rôle majeur dans un système de communications, car il est l'un des obstacles à la transmission fiable de l'information. L'étude de la propagation des signaux se fait généralement à partir de la modélisation du canal de propagation. Les systèmes de communications sans fil sont limités en performances et en capacité principalement à

cause de deux facteurs liés au canal de transmission : le bruit et les effets de dispersion du canal de propagation, comme les évanouissements, conséquences de la propagation à trajets multiples.

2.3.1 La propagation par trajets multiples

La propagation dans l'espace libre se produit sur une ligne directe comme la propagation de la lumière en absence d'obstacle. Cependant, dans un environnement minier, à cause de la rugosité des murs, les phénomènes d'évanouissements à petite et à grande échelles sont présents dans le canal. De plus, la dispersion temporelle et la variation à petite échelle causés par le phénomène de propagation à trajets multiples sont présents. La transmission d'un signal se fait généralement en empruntant, en plus d'un trajet direct, d'autres trajets de propagation. Le nombre de ces trajets est variable. Ces trajets sont caractérisés par différents effets suivant la nature de l'interaction entre l'onde et les éléments de l'environnement.

Le signal reçu au niveau du récepteur suit une distribution statistique, résultant de la combinaison de tous les signaux reçus par les trajets multiples qui varient en amplitude, en phase et dans le temps. Ces signaux subissent un affaiblissement et arrivent au récepteur avec un retard lié à la longueur du trajet de propagation. Plus particulièrement, dans une mine, un trajet en visibilité directe (line of sight, LOS) n'est pas toujours disponible. Dans ce cas, les trajets à visibilité indirecte (non line of sight, NLOS) permettent la communication radio. La figure 2.2 illustre le concept de propagation par trajets multiples, ainsi que les principaux phénomènes de propagation dans la mine souterraine.

- Réflexion par de grands obstacles : la réflexion de l'onde électromagnétique du signal se produit lorsqu'elle rencontre une surface lisse dont les dimensions sont grandes par rapport à la longueur d'onde du signal. Selon l'application envisagée, ces obstacles peuvent être considérés comme un avantage ou un inconvénient. Par exemple, lorsque l'émetteur et le récepteur sont en vue directe (LOS), la réflexion peut perturber la liaison. Cependant, dans le cas du canal NLOS, la réflexion assurent la continuité de la liaison.
- Dispersion par de petits obstacles : la dispersion de l'onde se produit lorsqu'elle rencontre un obstacle dont les dimensions sont petites par rapport à la longueur d'onde du signal.
- Diffusion : la diffusion de l'onde se produit lorsqu'elle entre en collision avec une surface dont les dimensions sont de l'ordre de la longueur d'onde du signal. Ce

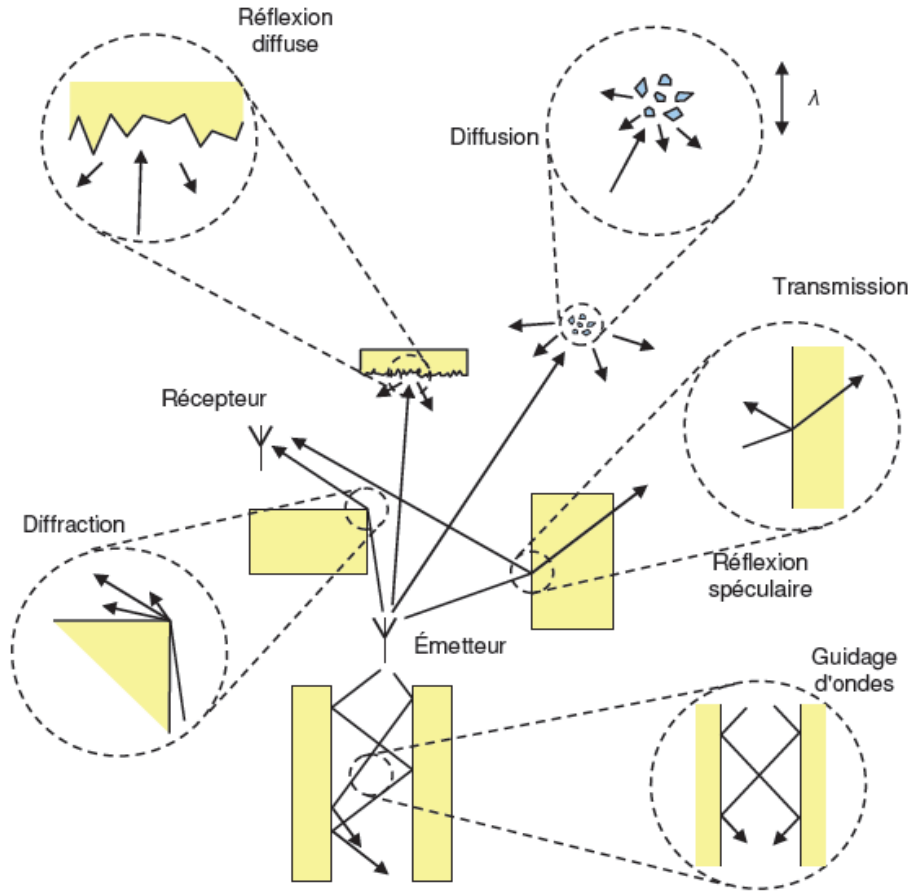


FIGURE 2.2 – Principaux mécanismes de propagation à trajets multiples.

phénomène engendre la diffusion de l'onde dans plusieurs directions.

- Diffraction : la diffraction se produit lorsque l'onde électromagnétique heurte une arête d'un corps volumineux dont les dimensions sont grandes par rapport à la longueur d'onde du signal. Ce phénomène cause l'apparition d'ondes secondaires. L'énergie transmise par ces sources permet au signal de se propager dans les zones d'ombres. C'est ce qui explique l'arrivée d'ondes radio au niveau du récepteur en l'absence de visibilité directe et en présence de perturbation causées par les autres types d'interactions.

Quel que soit le système de communications sans fil dans lequel l'utilisateur se trouve, les signaux émis sont sujets à des phénomènes de pertes de puissance et à des évanouissements. Les évanouissements d'un canal à multi-trajets sont classifiés en deux types :

- Les évanouissements à grande échelle : ils traduisent l’atténuation de la puissance du signal en fonction de la distance qui sépare l’émetteur du récepteur.
- Les évanouissements à petite échelle : ils traduisent le changement rapide de l’amplitude et de la phase du signal reçu causé par l’addition constructive ou destructive des interférences sur les différents trajets.

2.3.2 Types d’évanouissements à petite échelle

La propagation dans un canal minier souterrain est de type multi-trajets. Ces trajets produisent des effets d’évanouissements (fading) à petite échelle. Ces effets entraînent des changements rapides de l’intensité du signal sur de faibles intervalles de temps ou de courtes distances. Aussi, le signal reçu subit une variation de fréquence à cause du décalage fréquentiel Doppler causé par les déplacements de l’usager. En outre il y a dispersion dans le temps (échos) causée par les délais de propagation multi-trajets. Le type d’évanouissement que subit le signal dépend de la nature du signal transmis par rapport aux caractéristiques du canal et de la vitesse du mobile. Les paramètres du signal sont la largeur de bande, B_s , et la durée d’un symbole, T_s .

Les paramètres du canal sont la valeur efficace de la dispersion de retard temporel, le décalage Doppler et τ_{max} qui désigne l’étalement temporel, représentant la durée qui sépare l’arrivée du premier trajet de l’arrivée du dernier trajet [19]. La bande de cohérence du canal, noté B_c , correspond à la gamme de fréquences pour laquelle les amplitudes des composantes fréquentielles du signal, fortement corrélées, subissent des atténuations semblables. En dehors de cette bande de fréquence, cependant, le signal subit un phénomène de distorsion que l’on appelle sélectivité en fréquence. En général, la bande de cohérence d’un canal est proportionnelle à l’inverse de sa dispersion de retard [19].

Un canal de transmission a une réponse plate si l’enveloppe du signal reçu avec un certain retard varie en amplitude mais que son spectre est préservé. Soit B_s la largeur de bande du signal transmis. Tant que $B_s < B_c$, toutes les composantes fréquentielles du signal subissent des atténuations semblables. Dans ce cas, le canal est dit non sélectif en fréquence. Un canal de transmission a une réponse sélective en fréquence lorsqu’on retrouve à la réception de multiples versions du signal atténuées et retardées. Ainsi, le spectre du signal n’est pas préservé et il est perturbé, c’est-à-dire que les composantes spectrales du signal ne sont pas affectées de la même manière par le canal. Pour éviter ce problème, on essaie en pratique de rendre la largeur de bande du signal très petite

par rapport à la bande de cohérence du canal. La figure 2.3 illustre les types d'évanouissement à petite échelle que peut subir un signal dans un canal. Il y a quatre types d'évanouissements : deux dus à la dispersion temporelle (évanouissements plats, évanouissements sélectifs en fréquence), et deux dus au décalage Doppler (évanouissements lents et évanouissements rapides).

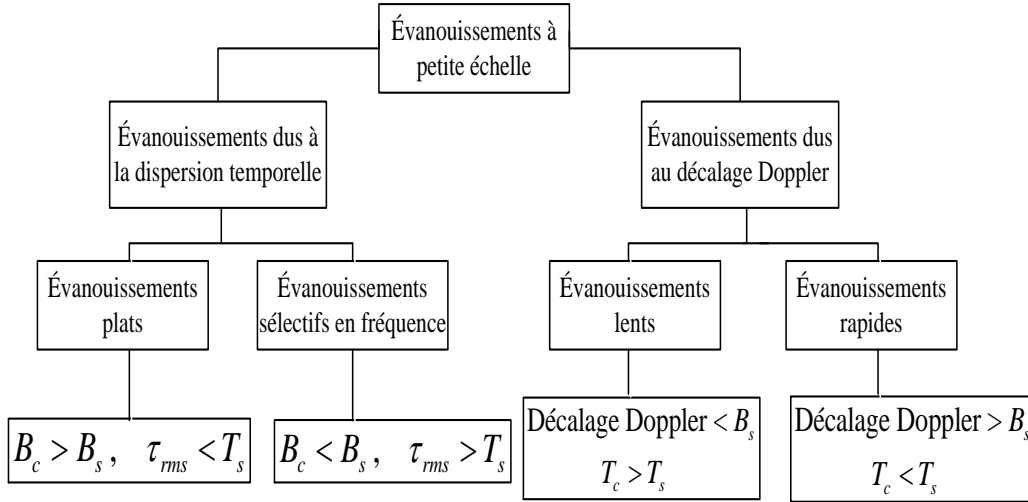


FIGURE 2.3 – Types d'évanouissements à petite échelle subis par le signal dans un canal.

- $B_s \ll B_c$ et $T_s \gg \tau_{rms}$: Si la bande occupée par le signal est inférieure à la bande de cohérence du canal, et si la durée du symbole émis est largement supérieure à la dispersion des retards, alors le spectre de signal reçu est corrélé. Ainsi, toutes les fréquences du spectre du signal subissent les mêmes amplifications ou atténuations. Dans ce cas le canal est considéré comme non sélectif en fréquence et donc à évanouissements plats.
- $B_s \gg B_c$ et $T_s \ll \tau_{rms}$: Si la bande occupée par le signal est supérieure à la bande de cohérence du canal, et si la durée du symbole émis est inférieure à la dispersion des retards, alors le spectre du signal reçu est décorrélié. Lors d'un évanouissement dans la bande de cohérence, une partie du signal seulement sera perturbée. Le canal est dit sélectif en fréquence.
- $T_s \ll \tau_{rms}$ et $B_s \gg$ décalage Doppler : Si la durée du symbole émis est inférieure au temps de cohérence du signal, et si la bande occupée par le signal est supérieure au décalage Doppler, alors le canal est dit à évanouissements lents. Le canal est alors non-sélectif en temps. La réponse impulsionnelle du canal reste constante sur plusieurs symboles consécutifs.

- $T_s \gg \tau_{rms}$ et $B_s \ll$ décalage Doppler : Si la durée du symbole émis est largement supérieure au temps de cohérence du signal, et si la bande occupée par le signal est largement inférieure au décalage Doppler, alors le canal est dit à évanouissements rapides. Dans ces conditions, la réponse impulsionnelle du canal varie de façon significative pendant la durée d'un symbole. Le canal est alors sélectif en temps.

La configuration spatiale du récepteur et de l'émetteur engendre des dispersions temporelles et fréquentielles. Ces dispersions sont déterminantes pour le canal de propagation. Elles définissent des paramètres d'exploitation du canal tels que la largeur de bande et le temps de cohérence. Ces paramètres sont essentiels au dimensionnement d'un système de radiocommunications.

2.4 Caractérisation du canal de propagation - concepts fondamentaux

Dans la conception des systèmes de communications sans fil, il est nécessaire de construire les modèles mathématiques qui caractérisent le milieu de propagation. Généralement, pour caractériser un canal de propagation, deux approches sont couramment choisies : la mesure ou la simulation. L'intérêt des simulations, à l'aide d'un logiciel de lancer de rayons par exemple, réside dans leur rapidité de mise en œuvre. Cependant, tout modèle nécessite d'être validé par des mesures physiques pour démontrer sa pertinence. La conduite de campagnes de mesures est donc préalable à toute modélisation permettant ensuite des simulations précises. La caractérisation d'un canal peut se faire en étudiant sa réponse impulsionnelle.

Dans notre étude, les canaux mesurés et caractérisés sont invariants et à trajets multiples. Les canaux à trajets multiples sont habituellement caractérisés par des filtres linéaires avec bruit additif. De tels canaux sont illustrés à la figure 2.4. Durant les mesures, les deux antennes, à l'émission et à la réception sont fixes, d'où le décalage Doppler qui n'est pas pris en considération.

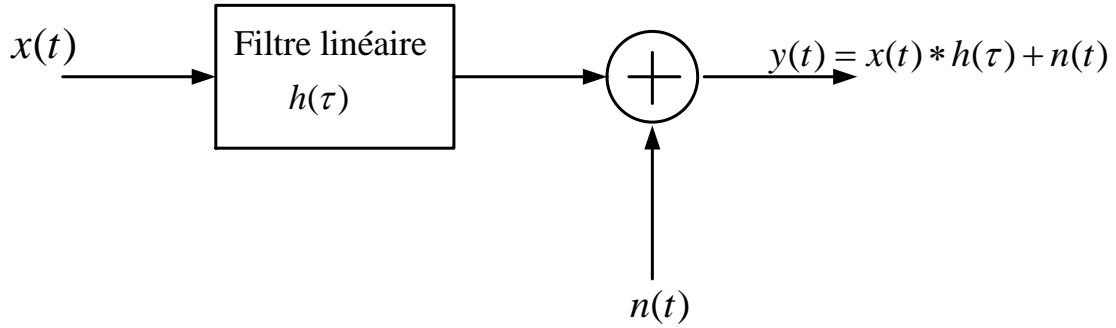


FIGURE 2.4 – Canal à trajets multiples.

2.4.1 Fonction de transfert et réponse impulsionnelle du canal

Dans un canal à trajets multiples, le signal reçu est constitué d'une série de copies du signal émis, atténuées en amplitude, retardées dans le temps et modifiées en phase. Le modèle mathématique discret du canal radio est représenté par la fonction de transfert complexe dans le domaine fréquentiel ou par la réponse impulsionnelle complexe dans le domaine temporel. En bande de base, les deux fonctions complexes dépendent de l'espace. La réponse impulsionnelle du canal à trajets multiples variant dans le temps est donnée par [20], [21] :

$$h(s, t, \tau) = \sum_{l=1}^{L(s,t)} a_l(s, t) e^{j\theta_l(s,t)} \delta(\tau - \tau_l(s, t)) \quad (2.1)$$

où $a_l(s, t)$, $\tau_l(s, t)$ et $\theta_l(s, t)$ sont des variables aléatoires définissant, respectivement, les séquences d'amplitude, du temps d'arrivée et de la phase des trajets multiples. La variable δ représente la distribution de Dirac, l définit l'indice des composantes multivoie et $L(s, t)$ correspond au nombre total de trajets à l'instant d'observation t et à la position spatiale s . Pour un environnement à trois dimensions, la position spatiale s peut être remplacée par les coordonnées (x, y, z) dans un référentiel prédéfini. En appliquant une transformée de Fourier à (2.1), on obtient la réponse fréquentielle du

canal variant dans le temps :

$$\begin{aligned}
H(s, t, f) &= TF(h(s, t, \tau)) \\
&= \int_{-\infty}^{\infty} \sum_{l=1}^{L(s,t)} a_l(s, t) e^{j\theta_l(s,t)} \delta(\tau - \tau_l(s, t)) e^{-j2\pi f\tau} d\tau \\
&= \sum_{l=1}^{L(s,t)} a_l(s, t) e^{j\theta_l(s,t)} \underbrace{\int_{-\infty}^{\infty} \delta(\tau - \tau_l(s, t)) e^{-j2\pi f\tau} d\tau}_{e^{-j2\pi f\tau_l(s,t)}} \\
&= \sum_{l=1}^{L(s,t)} a_l(s, t) e^{j\theta_l(s,t)} e^{-j2\pi f\tau_l(s,t)}
\end{aligned} \tag{2.2}$$

Dans nos mesures, les canaux sont considérés invariants dans le temps (mesures prises sans activité humaine avec émetteur et récepteur fixes) ou stationnaires au sens large (WSS, Wide Sense Stationary) sur une région locale; pour un faible déplacement de l'antenne émettrice ou réceptrice, tous les réflecteurs et diffuseurs restent les mêmes, impliquant l'obtention de résultats similaires. La fonction de transfert et la réponse impulsionnelle complexes en bande de base s'écrivent respectivement, comme [22], [21], [23] :

$$H(s, f) = \sum_{l=1}^{L(s)} a_l(s) e^{j\theta_l(s)} e^{-2j\pi f\tau_l(s)} \tag{2.3}$$

$$h(s, \tau) = \sum_{l=1}^{L(s)} a_l(s) e^{j\theta_l(s)} \delta(\tau - \tau_l(s)) \tag{2.4}$$

où $a_l(s)$, $\tau_l(s)$ et $\theta_l(s)$ sont, maintenant, fonction de la position spatiale s seulement. Selon le modèle du canal multivoie donné ci-dessus, le signal reçu se calcule en ajoutant le bruit du canal au résultat de convolution entre le signal émis et la réponse impulsionnelle complexe du canal. En général, le bruit du canal est représenté par un processus Gaussien de valeur complexe.

Un signal qui traverse un canal à trajets multiples subit une convolution avec le filtre

linéaire représentant le canal. Ce fait est décrit par la relation suivante [24] :

$$\begin{aligned}
y(t) &= x(t) * h(s, \tau) + n(t) \\
&= \int_{-\infty}^{\infty} x(t - \tau) h(s, \tau) d\tau + n(t) \\
&= \int_{-\infty}^{\infty} x(t - \tau) \sum_{l=1}^{L(s)} a_l(s) e^{j\theta_l(s)} \delta(\tau - \tau_l(s)) d\tau + n(t) \\
&= \sum_{l=1}^{L(s)} a_l(s) e^{j\theta_l} \underbrace{\int_{-\infty}^{\infty} x(t - \tau) \delta(\tau - \tau_l(s)) d\tau}_{x(t - \tau_l)} + n(t) \\
&= \sum_{l=1}^{L(s)} a_l(s) x(t - \tau_l) e^{j\theta_l} + n(t)
\end{aligned} \tag{2.5}$$

2.4.2 Paramètres caractérisant l'étalement temporel du canal

Dans notre travail de recherche, les réponses impulsionnelles obtenues sont analysées pour dégager les paramètres du canal radio. Après la détermination de la réponse impulsionnelle complexe du canal, ses paramètres pertinents, comme le retard relatif moyen τ_m (Mean Excess Delay), l'étalement efficace du retard τ_{rms} (Root Mean Square - RMS Delay Spread), l'étalement maximal du retard τ_{max} (Maximum Excess Delay) et la bande de cohérence B_c peuvent être extraits. L'étalement efficace du retard donne un estimé de l'interférence entre les symboles (IES), qu'on rencontre dans un canal, due à l'étalement temporel du signal émis. Il est défini comme [24] :

$$\tau_{rms} = \sqrt{\overline{\tau^2} - \tau_m^2} \tag{2.6}$$

où :

$$\tau_m = \frac{\sum_{l=0}^L a_l^2 \tau_l}{\sum_{l=0}^L a_l^2}, \quad \overline{\tau^2} = \frac{\sum_{l=0}^L a_l^2 \tau_l^2}{\sum_{l=0}^L a_l^2} \tag{2.7}$$

Comme dans certains environnements τ_{rms} peut donner une évaluation erronée de la sévérité du canal de propagation [24], il est utile de définir l'étalement maximal ou l'étalement total du retard τ_{max} qui correspond au retard relatif du dernier trajet d'amplitude non négligeable (supérieure au seuil prédéfini) par rapport au premier. La valeur de ce seuil est importante lors de l'extraction des paramètres de propagation, puisqu'elle caractérise la suppression du bruit et des erreurs de calibrage (différentiation entre les trajets multiples reçus et le bruit thermique). Aussi, la valeur de seuil est très importante dans la modélisation du canal pour déterminer le nombre de trajets significatif

au-dessus de niveau de bruit. Ces trajets représentent la réponse temporelle modélisée du canal.

Le quatrième paramètre pertinent du canal, la bande de cohérence B_c , représente la moyenne statistique de la largeur de bande du canal dans laquelle les caractéristiques de propagation du signal sont corrélées. Il existe une relation inverse entre B_c et τ_{rms} donnée par :

$$B_c(s) = \xi \cdot \tau_{rms}^{-\gamma}(s) \quad (2.8)$$

où ξ et γ sont des constantes qui dépendent du canal. La constante γ est, en général, proche de l'unité. Pour déterminer les valeurs de ces deux constantes, il faut comparer les valeurs calculées des deux paramètres τ_{rms} et B_c . Le calcul de τ_{rms} se fait à partir de (2.6) et celui de B_c peut s'obtenir à partir de la fonction de transfert complexe $H(s, f)$. Quand le canal est considéré stationnaire au sens large et à diffuseurs non corrélés (WSSUS, Wide Sense Stationary Uncorrelated Scattering), la fonction d'auto-corrélation complexe de $H(s, f)$ s'écrit comme [23] :

$$R_H(s, \Delta f) = \int_{-\infty}^{\infty} H(s, f)H^*(s, f + \Delta f)df \quad (2.9)$$

2.4.3 Puissance reçue et atténuation de propagation

Pour une puissance d'émission fixe, la puissance reçue diminue en fonction de la distance comme suit [25] :

$$P_r(d) = Ad^{-n} \quad (2.10)$$

où n représente le facteur d'atténuation, d est la distance de séparation entre l'émetteur et le récepteur et A est une constante définie par la puissance d'émission et le gain du système de mesures lors de son calibrage. Quand la fonction logarithmique est appliquée à (2.10), la relation entre la puissance reçue en décibel et la distance devient [25] :

$$P_r(d) \text{ [dB]} = 10\log_{10}(P_r(d)) = 10\log_{10}(A) - 10n\log_{10}(d) \quad (2.11)$$

Lorsque la puissance émise et le gain du système de mesure sont connus, la valeur de la puissance totale reçue (en dBm) peut être déterminée en utilisant (2.11).

2.5 Caractérisation du canal à partir d'une campagne de mesure

2.5.1 Approches de mesures

Nos résultats sur la caractérisation du canal de propagation minier à ondes millimétriques sont issus d'une campagne de mesures. Plusieurs méthodes peuvent être utilisées pour obtenir la réponse impulsionnelle du canal. Ces méthodes sont classées en trois grandes catégories [26]. La première approche consiste à générer et moduler une série périodique d'impulsions de largeur finie, puis à démoduler à la réception la série de réponses à ces impulsions [26].

La seconde approche, dite de compression d'impulsion, est basée sur les propriétés de la fonction d'autocorrélation des séquences de bits pseudo aléatoires. Le signal modulant utilisé pour sonder le canal, le stimulus, n'est plus une série d'impulsions de largeur finie, mais une série de séquences pseudo aléatoires de bits dont le débit correspond, à un facteur près, à la largeur de bande à sonder. La réponse impulsionnelle est obtenue en corrélant le signal reçu avec une copie décalée de la séquence pseudo aléatoire utilisée à l'émission [27], [28], [29].

La dernière approche est basée sur l'utilisation d'un analyseur de réseau [27], [30], [31]. Cette approche mesure la fonction de transfert du canal sur la plage de fréquence désirée et utilise la transformée de Fourier inverse pour déterminer la réponse impulsionnelle. C'est la méthode de mesure fréquentielle.

Le choix de la meilleure technique pour obtenir la réponse impulsionnelle du canal n'est pas simple puisque cela dépend de plusieurs facteurs tels que nos besoins de mesures, la disponibilité et les coûts des équipements, la simplicité de la mise en oeuvre, les critères liés à l'environnement (le terrain, la vitesse, l'espace de travail, etc.), la nature du canal, s'il est stationnaire dans le temps ou pas. Compte tenu de la disponibilité d'un analyseur de réseau et les désavantages des autres approches, il a été décidé d'utiliser la méthode fréquentielle pour obtenir la réponse impulsionnelle du canal. Cette méthode présente plusieurs avantages parmi lesquels on peut citer :

- facile à mettre en oeuvre puisque le l'analyseur de réseau vectoriel ou Vector Network Analyser (VNA) joue le rôle d'émetteur et de récepteur en même temps.
- la calibration annule les effets de tous les composants de mesure tels que les câbles, les antennes, les amplificateurs de puissance, etc.

- obtention directe du module et de la phase de la réponse fréquentielle.

Par contre, elle pose des difficultés de mesures quand le canal de propagation varie dans le temps. Donc, pour pouvoir obtenir des résultats significatifs, le canal a été gardé stationnaire pendant le balayage complet des fréquences de l'analyseur de réseau. Aussi, la durée de la mesure est proportionnelle au nombre de fréquences mesurées. Pour une bande d'analyse de plusieurs GHz, la durée de la mesure est de l'ordre de la dizaine de secondes.

L'outil le plus important dans la caractérisation du canal par la méthode de mesure fréquentielle est le VNA. Cet instrument sert à caractériser les quadripôles fonctionnant dans les hyperfréquences par la mesure des paramètres S_{11} , S_{12} , S_{21} et S_{22} . Durant le sondage de canal, le port 1 du VNA est connecté à l'antenne d'émission et le port 2 à l'antenne de réception. La fonction de transfert du système de mesure est déterminée par le paramètre $S_{21}(f)$.

La figure 2.5 explique la méthode fréquentielle de mesure. Elle est composée de trois blocs principaux : le VNA, le système de mesure comprenant les câbles et les deux antennes d'émission et de réception et le canal de propagation qu'on veut caractériser. Le paramètre S_{21} représente la fonction de transfert de tout le système incluant les équipements de mesure et le canal est mesuré à l'aide du VNA, comme le montre la figure 2.5. Par contre, l'objectif des mesures est de caractériser juste le canal de propagation sans aucune influence du système de mesure. Pour obtenir la réponse fréquentielle du canal, il faut calibrer le système de mesure. La calibration du système de mesure sert à supprimer ou enlever les effets du système de mesure, comme les gains des antennes, l'atténuation des câbles et les gains des équipements utilisé durant la mesure. Après la

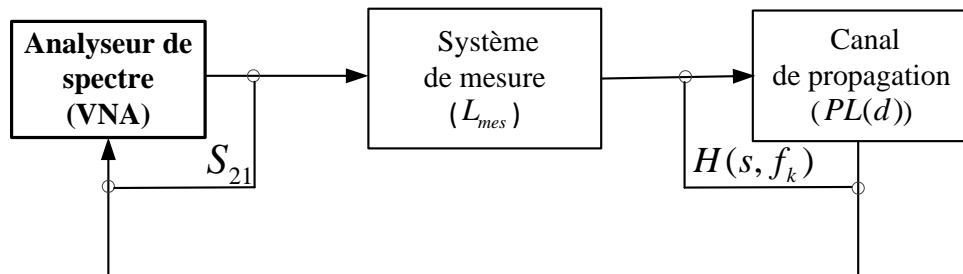


FIGURE 2.5 – Méthode fréquentielle de mesure avant la calibration.

calibration, le paramètre que le VNA mesure devient juste la réponse du canal $H(s, f_k)$. Autrement dit, le fait de calibrer la fonction de transfert du système de mesure nous retourne la réponse fréquentiel du canal $H(s, f_k)$. La technique utilisée pour calibrer le

Le système de mesure sera bien détaillé au chapitre 4. La figure 2.6 représente le système de mesure fréquentiel après calibration.

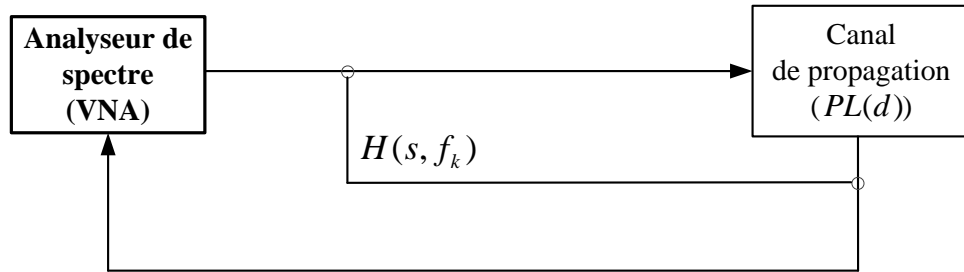


FIGURE 2.6 – Méthode fréquentielle de mesure après la calibration.

2.5.2 Paramètres du canal

La réponse fréquentielle mesurée du canal $H(s, f_k)$ est un vecteur complexe qui se compose de N_f échantillons fréquentiels. Ces échantillons se situent dans la bande de fréquence B adoptée durant la mesure. Durant la mesure, on prend une série de N_f points de données complexes à partir de la fréquence f_1 jusqu'à f_{end} où $f_{end} - f_1 = B$; la distance fréquentielle entre chaque échantillon fréquentielle est $\Delta f = B/(N_f - 1)$. La réponse temporelle du canal est donnée par la transformée de Fourier inverse du vecteur complexe mesuré par le VNA après la calibration.

$$h(s, lT_e) = TF^{-1}H(s, f_k) \quad (2.12)$$

où

$$T_e = \frac{1}{B} \quad (2.13)$$

désigne le temps qui sépare deux échantillons temporels successifs et $f_k \in \{f_1, \dots, f_{end}\} = f_1 + (k-1)\Delta f$. Dans nos mesures N_f est égale à 2000. Avant de déterminer le nombre de trajets significatifs qui représentent la réponse temporelle modélisée du canal, on considère tous les échantillons temporels.

Les échantillons mesurés de la réponse en fréquence $H(s, f_k)$ peuvent être interprétés comme un processus aléatoire. La fonction d'autocorrélation est donnée par :

$$R_H(s, \nu) = \frac{1}{N_f} \sum_{k=1}^{N_f-1} H^*(s, f_k)H(s, f_{k+\nu}) \quad (2.14)$$

Finalement, la largeur à 3 dB de $|R_H(s, \nu)|$ normalisée fournit la bande de cohérence, B_c à 3 dB, qui est un bon estimé de l'écart de fréquences à l'intérieur duquel l'évanouissement du signal est considéré corrélé (notion utile pour une diversité fréquentielle).

D'autre part, l'atténuation en puissance du système complet de mesure, incluant le canal de propagation, figure (2.5), est donnée par :

$$L(d) = L_{mes} + PL(d) \quad (2.15)$$

où L_{mes} est l'atténuation causée par les équipements de mesures et $PL(d)$ est l'atténuation de propagation du canal. En utilisant les mesure du paramètre S_{21} aux différentes fréquences échantillonnées, l'atténuation du système complet peut s'écrire comme :

$$L(d) = \frac{1}{N_f} \sum_{k=1}^{N_f} |S_{21}(f_k)|^2 \quad (2.16)$$

La puissance reçue à l'entrée du port 2 du VNA est alors donnée par :

$$P_r(d) [\text{dBm}] = P_t [\text{dBm}] - L(d) [\text{dB}] \quad (2.17)$$

où P_r est la puissance reçu à l'antenne de réception à la distance d et P_t est la puissance transmise à partir de l'antenne d'émission. L'atténuation du canal à une distance d peut être déduite dans le domaine fréquentiel en utilisant l'amplitude de la réponse fréquentielle du canal ; elle s'écrit comme :

$$PL(d) = \frac{1}{N_f} \sum_{k=1}^{N_f} |H(d, f_k)|^2 \quad (2.18)$$

La position spatiale s est remplacée ici par la distance qui sépare les deux antennes à l'émission et à la réception.

L'atténuation des signaux de propagation dans le canal peut être déduite aussi à partir de la réponse temporelle obtenue à partir des mesures à bande large ou à bande étroite. L'atténuation du canal à une distance d peut être déterminée aussi dans le domaine temporel, en utilisant la relation suivante [22] :

$$PL(d) = \sum_{l=1}^{L(s)} a_l^2(d) \quad (2.19)$$

Cette puissance correspond alors à la sommation des enveloppes complexes des composantes multivoies. La perte de propagation à grande échelle pour toute distance arbitraire entre l'émetteur et le récepteur peut être modélisée par une variable aléatoire lognormale (normal en dB), en fonction de la distance entre les deux antennes et de l'indice de perte de puissance n [2]. L'atténuation du canal à une distance d , définie par la relation donnée à l'équation (2.11) peut s'écrire comme suit :

$$PL(d) = PL(d_0) + 10n \log_{10} \left(\frac{d}{d_0} \right) + S(d) \quad (2.20)$$

où S est une variable aléatoire représentant le shadow fading. Généralement, c'est une gaussienne de moyenne nulle et d'écart type σ_S . La perte de puissance à la distance de référence d_0 , $PL(d_0)$ est donnée par :

$$PL(d_0) = 10 \log_{10} \left(\frac{4\pi d_0}{\lambda} \right)^2 \quad (2.21)$$

où λ est la longueur d'onde. À une fréquence de 59.4 GHz (la plus haute fréquence dans la bande d'intérêt) et à une distance $d_0 = 1$ m, $PL(d_0) = 68$ dB.

2.6 Travaux antérieurs sur la caractérisation du canal de propagation à ondes millimétriques

Dans cette section, nous présentons un aperçu général sur les études antérieures sur la caractérisation et sur la modélisation du canal de propagation à ondes millimétriques. Nous commençons par la première étude faite au Japon, puis celles faites par les européens et les canadiens. Ensuite, nous classifions ces travaux selon les types d'études. Par la suite, nous synthétisons ces travaux et nous mettons l'accent sur les parties non couvertes de ces études. Enfin, nous présentons le contexte dans lequel notre étude sur la caractérisation du canal à ondes millimétriques se situe.

Dans le but de faire des études expérimentales, en novembre 1992, le ministère des postes et des télécommunications du Japon a alloué des bandes de fréquences d'ondes millimétriques. Le même ministère a lancé dans la même année un grand projet de recherche avec pour objectif la réalisation complète d'un prototype WLAN à ondes millimétriques avec un débit visé de 156 Mbits/s. Ce projet a été réalisé par le CRL (Communication Research Laboratory) qui est dépendant du ministère et a été terminé en 1999 [32]. Les recherches dans ce projet ont été divisées en trois parties principales : la connaissance du canal, les technologies des composantes millimétrique (dont les antennes) et enfin, les techniques de transmission adaptées au canal considéré [32].

Au niveau de la connaissance du canal, les chercheurs japonais ont constaté deux difficultés majeures. La première est le problème de propagation par trajets multiples. La deuxième est l'obstruction par des obstacles comme les corps humains. Pour contrer ces difficultés, les chercheurs ont proposés deux scénarios [32] :

- 1) Station de base et terminaux situées à une hauteur telle qu'ils ne seront pas masqués par les personnes en déplacement. L'antenne de la station de base est

peu directive. Par contre, les antennes des terminaux sont directives et pointées vers la station de base.

- 2) La station de base est placée au plafond, son antenne est à large ouverture. Les terminaux sont en dessous et avec des antennes directive.

Les études de propagation ont été abordées de trois façons :

- mesures à large bande à l'intérieur d'un bureau [33], [34], [35] ;
- mesures de réflexion et de transmission sur des matériaux de construction [33] ;
- simulations par lancer de rayons [36].

Dans le premier scénario, il est difficile de placer les terminaux (un PC par exemple) à une hauteur de plus que 1.50 m au-dessus de sol. Ce qui explique pourquoi il n'y a pas de publications traitant de ce type des réseaux. Dans le deuxième scénario, seule la contribution du trajet direct est recherchée [37], [38], [39]. Dans ce contexte, l'antenne directive des terminaux est pointée vers la station de base. Le plafond et le sol sont recouverts par des matériaux absorbants. Cette absorption permet de réduire les contributions des trajets secondaires de plus de 25 dB. Dans ce scénario, la probabilité d'obstruction par les personnes est plus faible parce que la station de base se trouve au plafond.

Les chercheurs japonais ont été les premiers à présenter un prototype du réseau LAN à ondes millimétriques (section 1.2.1). Les études qui ont été faites sur la propagation à l'intérieur à ondes millimétriques ont servi dans le dimensionnement du système. Cependant, aucune étude n'avait été faite en présence de personnes à l'intérieur du canal, ce qui ouvrait la porte à de nouvelles voies de recherche dans le canal de propagation dans le but de s'approcher d'un prototype fiable et efficace. La modulation retenue au premier prototype était de type mono-porteuse. Dans le deuxième prototype, la modulation retenue était le FSK (Frequency Shift Keying).

En Europe, un projet portant sur la possibilité de réaliser un réseau local (WLAN) à ondes millimétriques a été lancé en 1995 [7]. Le projet MEDIAN n'a pas apporté beaucoup de progression sur l'étude du canal par rapport aux travaux japonais. Les études de propagation dans le canal en présence des personnes et les caractérisations spatio-temporelles n'ont pas été traitées. Cependant, l'étude de la modulation a été poussée. Une modulation COFDM (Coded Orthogonal Frequency Division Multiplexing) à 512 sous-porteuses a été retenue pour ce projet, ce qui permettait à la cellule couverte par la station de base d'atteindre de 50 à 100 m². Le débit de transmission était de 155

Mbits/s. La technique utilisée pour l'accès multiple était le TDMA (Time Division Multiple Access).

Un autre projet (Commindor) a été lancé en 1999 pour l'optimisation de la couche physique (modulation, codage). Les résultats du projet MEDIAN ont été à la base de ce projet. Dans ce projet, une grande importance a été donnée aux études de canal de propagation. La caractérisation spatio-temporelle d'environnement de type résidentiel a été faite [32]. Également, une étude détaillée sur le canal a été faite en tenant compte de l'activité humaine [32].

Dans ce projet, plusieurs campagnes de mesures à ondes millimétriques ont été effectuées dans un laboratoire, dans une maison résidentielle meublée, dans une maison résidentielle vide et dans un centre de loisir éducatif. Les campagnes de mesures qui ont été faites visaient à évaluer les paramètres suivants : l'influence de l'activité humaine, l'influence des caractéristiques et de l'emplacement des antennes, et enfin l'influence du mobilier. Ces campagnes de mesures ont été divisées selon l'environnement de mesure en un canal invariant dans le temps (résidentiel vide) et un canal variant dans le temps (laboratoire). A partir des mesures effectuées [32], l'auteur a constaté un résultat important : les matériaux de construction et les corps humains atténuent très fortement les ondes millimétriques [32].

2.6.1 La littérature canadienne

La littérature canadienne est riche en travaux sur la caractérisation et la modélisation du canal de propagation à l'intérieur, à l'extérieur et dans une mine souterraine. La plupart des études publiées sur la caractérisation du canal minier sont effectuées dans le bande ULB. Les travaux dans la bande d'ondes millimétriques ne sont pas nombreux. Par contre, il y a deux travaux important dans la littérature canadienne portant sur la caractérisation et la modélisation du canal à ondes millimétriques : un à l'intérieur et un autre sur la caractérisation du canal minier à ondes millimétriques.

– Caractérisation du canal dans un milieu interne

Ghadar a mené un travail sur la caractérisation et la modélisation du canal à ondes millimétriques dans un milieu interne [40]. On peut classer les résultats de Ghadar en deux type : résultats basés sur des campagnes de mesures dans deux milieux internes différents : intersection de deux longs couloirs sans ligne de vue directe (NLOS) et salle de conférence rectangulaire moderne avec ligne de vue

directe (LOS). D'autres résultats sont basés sur la technique du tracé de rayon (Ray Tracing) pour obtenir des modèles déterministes pour les milieux considérés. Tous les résultats expérimentaux sont obtenus en utilisant des antennes directives au niveau de l'émetteur et du récepteur. Les fonctions de transfert du canal et les profils de retard de puissance (PDP) obtenus à partir de l'outil de simulation de tracé de rayon sont ensuite comparés avec les données expérimentales pour chacun des milieux considérés.

Les résultats obtenus pour les différents paramètres du canal (atténuation, retard,...) sont rapportés dans [40]. Ils montrent que la bande des ondes millimétriques est très sensible à l'environnement de propagation par rapport aux bandes de plus basses fréquences. Dans les couloirs NLOS, les résultats expérimentaux montrent que le lien de communication est assez faible.

– **Caractérisation du canal dans une mine souterraine**

L'étude la plus intéressante sur la caractérisation du canal minier à ondes millimétriques a été menée par Bin Mabrouk dans la mine CANMET à Val-d'Or [2]. Cette étude a été faite pour un canal MIMO souterrain. Bin Mabrouk a étudié l'effet de la présence et de l'absence des mineurs. Les résultats obtenus sont basés sur des campagnes des mesures entre 57 et 64 GHz en utilisant un analyseur de réseau et des antennes planaire (patch 2×2) au niveau de l'émetteur et du récepteur, respectivement. Il a démontré que la présence du corps humain affecte la puissance du signal reçu avec une atténuation de 15 dB. L'analyse de propagation où il y a une visibilité directe entre l'émetteur et le récepteur, montre que les signaux se propagent en un mode guidé avec un facteur de perte n inférieur à celui de l'espace libre ($n = 2$). Les principaux paramètres étudiés par Bin Mabrouk sont [2] :

1) Le profil de retard en puissance PDP (Power Delay Profile)

Après l'obtention de la réponse du canal et après une transformée de Fourier inverse des données récupérées à partir de l'analyseur de réseau, Bin Mabrouk a calculé le profil de la puissance de retard par l'équation suivante :

$$PDP(t) = \langle |h(t)|^2 \rangle \quad (2.22)$$

où $\langle . \rangle$ désigne la moyenne statistique des mesures qui ont été prise à chaque point de mesuré (soit 7 mesures à chaque point des mesure).

2) Le retard de propagation RMS (Root Mean Square)

Bin Mabrouk a considéré la fonction de répartition CDF (Cumulative Distribution Function) de ce paramètre dans les contextes suivants : visibilité directe et présence des mineurs. Il a trouvé que les valeurs de retard RMS sont entre 3.08 et 11.22 ns dans le cas LOS et entre 4.01 et 24.86 ns dans le cas où deux mineurs se déplacent entre l'émetteur et le récepteur.

3) L'affaiblissement de parcours

Bin Mabrouk a calculé l'affaiblissement de parcours en utilisant l'équation (2.20). Les résultats obtenus montrent que le canal de propagation subit plus d'atténuation dans le cas de la présence des mineurs entre l'émetteur et le récepteur. Cette atténuation est en moyenne de 14 dB. En plus, Bin Mabrouk a déterminé la valeur n dans les deux scenarios : présence et absence de mineurs. Dans le cas de visibilité directe, la valeur n est égale à 1.48, plus petite que 2, la valeur de n dans l'espace libre, ce qui implique la présence d'un effet de guide d'onde dans le canal minier à cette fréquence si et seulement si il y a une visibilité directe entre l'émetteur et le récepteur. Dans le cas où les mineurs sont présents, la valeur de l'affaiblissement n est égale à 2.40, ce qui signifie que l'effet de guide d'onde n'existe pas dans ce cas.

4) La capacité du canal

Dans le calcul de la capacité, Bin Mabrouk a considéré que le canal est inconnu à l'émetteur. Dans ce contexte, il a distribué la puissance uniformément à l'émetteur. En utilisant la méthode de Frobenius illustrée dans [41] et [42], il a normalisé la matrice de la réponse du canal G . Par la suite, il a calculé la capacité du canal MIMO minier selon :

$$C = E[C_p] \quad \text{bit/s/Hz} \quad (2.23)$$

où $E[.]$ est le moyenne statistique. C_p est la capacité du canal plat après normalisation donnée par :

$$C_p = \log_2 \det \left\{ I_{N_R} + \frac{\rho_R}{N_T} G^H G \right\} \quad \text{bit/s/Hz} \quad (2.24)$$

où I_{N_R} représente une matrice identité de grandeur N_R , N_R représente le nombre d'antennes à la réception, G est la matrice qui represente la réponse du canal MIMO et ρ_R est le rapport signal à bruit moyen à la reception.

Le script supérieur H représente le conjugué hermitien du canal normalisé G . Les résultats obtenus montrent que la capacité du canal MIMO minier à ondes millimétriques en présence de mineurs entre l'émetteur et le récepteur est plus grande d'un facteur 1.16 bit/s/Hz que celle où une visibilité directe est considérée entre l'émetteur et le récepteur.

2.6.2 Synthèse des travaux publiés

Le tableau 2.1 résume les études publiées sur la caractérisation du canal à onde millimétrique. Dans ce tableau, on sépare les études qui sont basées sur des campagnes de mesures de celles qui sont basées sur des simulations. On peut séparer les études basées sur des mesures selon les techniques de mesures : mesures à bande étroite (porteuse pure sans modulation) et mesures à large bande réalisées à partie d'un analyseur de réseau VNA (Vector Network Analyser). Les travaux dans le tableau 2.1 sont aussi classés selon le type d'analyse effectuée.

Type d'analyse	Mesures			Simulations
	Large bande		Bande étroite	Ray tracing
	A. temporelles	A. fréquentielles		
Grande échelle	[43, 44, 45]	[46, 45, 44, 47, 48]	[49, 50, 51, 52]	[53, 54, 36]
Petite échelle	[49]	[49, 50]	[50, 54]	[54, 55]
Analyse angulaire	[45]	[56, 47, 55]	[55]	[53]
Sélectivité fréquentielle	[45, 52, 57]	[47, 49, 48, 34]	[51, 58]	[36, 53, 54]
Activité humaine	[2]	[58]	[57, 59]	[60, 61]
Influence de mobilier	[32]	[32, 55, 57]	[32]	[54]

Tableau 2.1 – Études publiées sur la caractérisation et la modélisation du canal à ondes millimétriques.

- Analyse à grande échelle : influence du trajet direct et de l'atténuation de parcours ;
- Analyse à petite échelle : évanouissements et corrélations spatiale et temporelle ;
- Analyse angulaire : caractérisation des angles d'arrivée des ondes au récepteur ;
- Analyse de la sélectivité fréquentielle : calcul de la dispersion temporelle RMS et de la bande de cohérence ;
- Analyse de l'activité humaine : prise de mesures en présence des personnes dans le canal ;
- Analyse de l'influence du mobilier : prise des mesure dans des milieux résidentiels meublés et vides et comparaison des résultats.

Dans les résultats présentés précédemment, nous pouvons constater qu'il y a beaucoup de travaux sur la caractérisation du canal à onde millimétrique à l'intérieur. Par contre, un seul travail sur le canal minier a été effectué par Bin Mabrouk à Val-d'Or [2]. Malgré le travail de Bin Mabrouk sur la caractérisation du canal minier à ondes millimétriques, nous constatons que beaucoup de paramètres non pas été étudiés comme l'effet de la dimension des galeries, le changement de la polarisation d'antenne et l'effet de la directivité des antennes. Dans le but de faire une analyse originale et complète du canal minier à ondes millimétriques, nous dirigerons une partie de notre recherche sur la caractérisation de ce canal.

2.7 Conclusion

Avant d'étudier la performance du système à ondes millimétriques soit le calcul de la capacité du canal minier et le taux d'erreur binaire, une connaissance à priori du canal de propagation s'avère indispensable. Heureusement, nous avons été en mesure d'effectuer des mesures dans la mine Canmet à Val-D'or. Ces mesures s'intéressent plus particulièrement à la caractérisation statistique du canal de propagation à ondes millimétriques.

Aussi, nous avons décrit les principaux phénomènes qui caractérisent un canal de transmission dans la mine, à grande et à petite échelle, la relation entre l'affaiblissement et la distance. On a présenté aussi les concepts fondamentaux du canal, soit la réponse du canal dans le domaine du temps et dans le domaine des fréquences, l'étalement temporel et le bande de cohérence.

Chapitre 3

Système OFDM et capacité du canal

3.1 Introduction

Les performances d'un système de communications dépendent de plusieurs facteurs, parmi lesquels on peut citer les caractéristiques du canal, la puissance de l'émetteur, la forme d'onde utilisée ou encore le type de codage. Pour quantifier la fréquence à laquelle les erreurs se produisent, on définit le taux d'erreur binaire (TEB) comme le rapport entre le nombre de bits erronés et le nombre total de bits émis. D'autres aspects importants pour juger des performances d'un système de communications résident dans la complexité de l'algorithme de détection employé par le récepteur.

L'adaptation du signal de transmission à l'état du canal peut généralement apporter une grande amélioration du débit binaire. Le problème de trouver une stratégie optimale d'adaptation a été beaucoup étudié dans le passé. Parmi les différents travaux de recherche, une méthode qui propose de diviser la bande passante en un nombre de sous-canaux parallèles, identiques et indépendants les uns des autres a été adoptée par plusieurs chercheurs [62], [63]. Cette méthode d'adaptation est bien connue sous le nom d'OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing). À cause de son efficacité dans les canaux sélectifs, cette modulation sera utilisée dans cette thèse de doctorat.

Dans les systèmes de transmission de données, la probabilité d'erreur est fonction du rapport signal à bruit du canal à l'entrée du récepteur. L'évolution des télécommunications dans une mine souterraine s'accompagne d'une demande toujours plus grande de la qualité de transmission. Il faut pour cela diminuer le taux d'erreur. L'augmenta-

tion de la puissance du signal d'émission et/ou la diminution du bruit dans le système de communications sont des solutions envisageables. Elles engendrent cependant des problèmes de coût ou de technologie. L'autre solution est basée sur l'utilisation des codes correcteurs qui permettent d'augmenter les performances de transmission tout en conservant le meilleurs compromis possible entre la bande passante occupée et la puissance émise.

Ce chapitre a pour objectif de faire une revue de la modulation OFDM. Il met également l'accent sur le calcul de la capacité et sur les types de codage pour le canal minier.

3.2 La modulation OFDM

L'OFDM : Orthogonal Frequency Division Multiplexing, est une modulation numérique par répartition en fréquences orthogonales sous forme de multiples sous-porteuses. Elle est utilisée pour les systèmes de transmission mobiles à haut débit. Elle est particulièrement bien adaptée aux canaux de transmission radio (canaux à trajets multiples, canaux à évanouissement sélectif, etc.) en raison de sa haute efficacité spectrale, sa robustesse contre les trajets multiples (multi-path) et des bruits d'impulsion (impulse noise). Il est donc devenu très important dans les systèmes de communications mobiles multimédias de 3e et 4e générations (3G, 4G) [64], [65], [66]. L'émetteur OFDM organise les bits de message dans une séquence de symboles PSK ou QAM qui sera ensuite convertie en flux parallèles.

Commençons par une rétrospective de la modulation OFDM. Dans [67], l'auteur propose d'envoyer un signal série de façon parallèle sur des sous-porteuses orthogonales. Ensuite, l'auteur dans [62] propose d'utiliser une transformée de Fourier discrète inverse (IDFT) pour la modulation et une transformée de Fourier discrète pour la démodulation. Le multiplex à division de fréquences orthogonales a fait son apparition une dizaine d'années plus tard. Délaissé ensuite lors du développement de la théorie de l'égalisation pour les systèmes mono-porteuses (de moindre complexité), l'OFDM a dû son retour en grâce, vers le milieu des années 1980, au projet de radiodiffusion numérique DAB (Digital Audio Broadcasting) [68]. En effet, les systèmes mono-porteuses, contrairement à l'OFDM, ne remplissaient pas les conditions de résistance aux trajets multiples et de débit élevé pour un taux d'erreur binaire faible requis par cette nouvelle application. Depuis lors, l'OFDM est restée une technique prépondérante, puisqu'il est utilisé pour de nombreuses applications comme la télévision numérique DVB (Digital Video Broadcasting) ou la norme ADSL (Asymmetric Digital Subscriber Line) permettant des

liaisons Internet à haut débit. Enfin, l'OFDM s'adapte parfaitement aux communications mobiles et est incontournable pour les standards de téléphonie cellulaire, où il est notamment associé à la norme LTE (Long Term Evolution) [69].

3.2.1 La chaîne du système OFDM

La figure 3.1 présente le schéma typique du système OFDM classique. Elle explique le parcours suivi par le message depuis sa génération par la source jusqu'à sa destination. À la transmission, le message généré par la source est d'abord transformé en une séquence binaire. Cette opération de conversion d'un signal analogique à un signal numérique est assurée par un processus de compression appelé le codeur de source. Dans cette thèse, le codeur de source ne sera pas pris en compte lors de l'étude des performances des systèmes à ondes millimétriques. Un codeur et un décodeur du canal de part et d'autre du canal de transmission seront ajoutés à la figure 3.1 dans une deuxième partie de notre étude. Dans ce qui suit, on présente les différentes étapes d'une modulation OFDM.

La chaîne du système OFDM à la transmission

- Source binaire : Nous avons d'abord les données binaires b_i de durée T_b .
- Mappeur M -aire : Le mappeur M -aire transforme les données binaires en symboles complexes $X[k]$ de durée $T_s = \log_2(M)T_b$, avec $M = 4, 16, 64, \dots$, la taille de la constellation utilisée. Les symboles de la constellation de la modulation M -aire sont insérés dans chaque sous-porteuse. La durée du symbole OFDM à ce point est $T = N_C T_s$, où T_s est la durée d'un symbole QAM sur une sous-porteuse et N_C est le nombre de sous-porteuses. Le choix du type de mappeur numérique dépend en général d'une condition essentielle. Cette condition est de limiter la bande passante requise pour transmettre un message à une vitesse donnée. Il existe deux types de mappeur. Le premier est linéaire comme les modulations BPSK, QPSK et M -QAM. Ce type de mappeur est utilisable dans le système de communication OFDM. Le deuxième type est les mappeurs non linéaires comme le mappeur par déplacement de la fréquence à M états, M -FSK par exemple. Ce type de mappeurs n'est pas utilisable dans un système de communications OFDM, car il détruit l'orthogonalité générée par l'IFFT.
- S/P : Le convertisseur série parallèle regroupe les symboles complexes $X[k]$ successivement par blocs de N_C symboles.

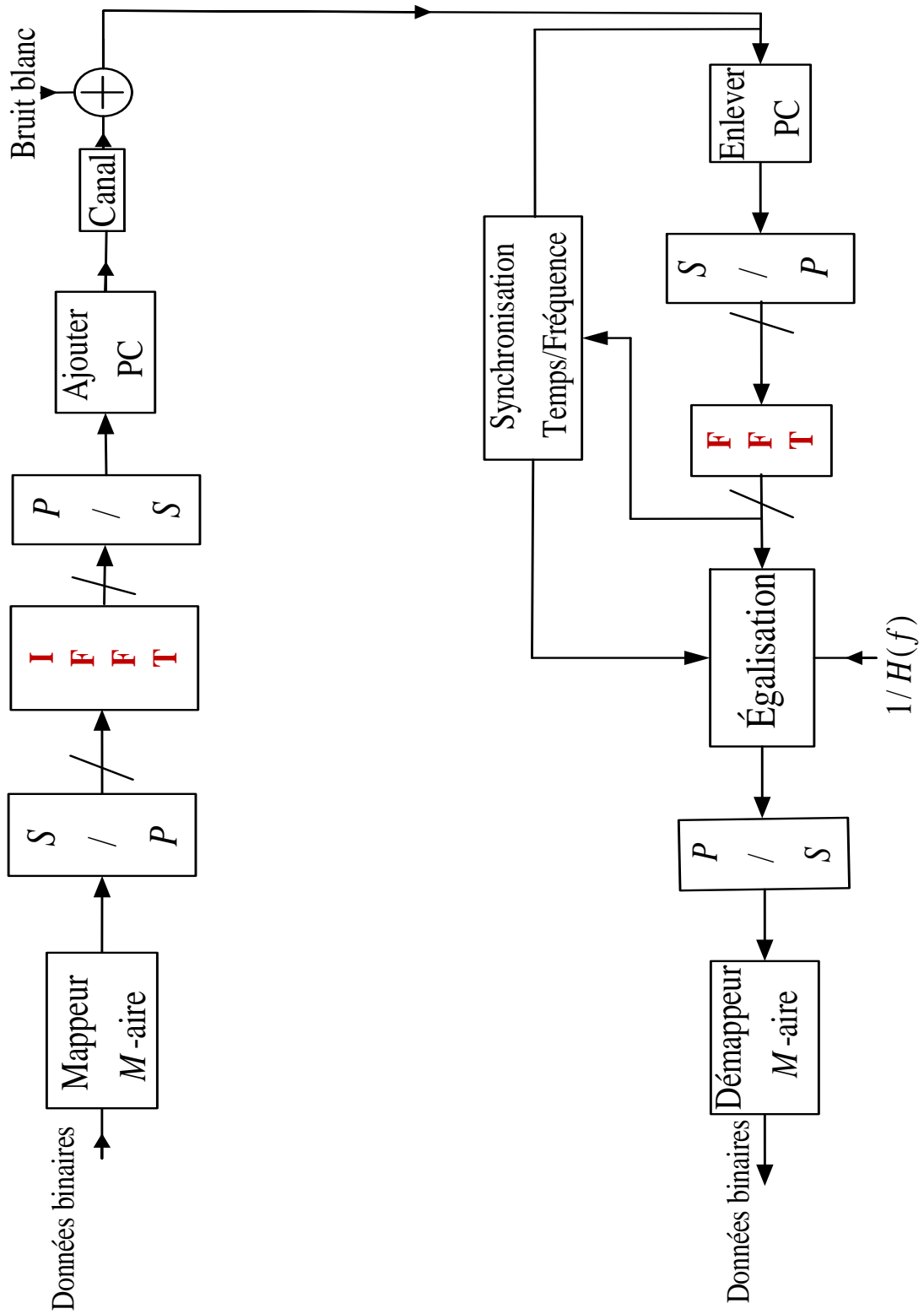


FIGURE 3.1 – Schéma du système OFDM utilisé dans les simulations.

- IFFT (Inverse Fast Fourier Transform) : L'IFFT sert à transformer le spectre du signal OFDM dans le domaine temporel pour la transmission dans le canal. Ce bloc réalise en fait la modulation. L'IFFT est donnée par :

$$x[n] = \frac{1}{N_C} \sum_{k=0}^{N_C-1} X[k] e^{j2\pi kn/N_C} \quad , \quad 0 \leq n \leq N_C - 1 \quad (3.1)$$

- P/S : Représente la conversions parallèle série des N_C symboles temporels.
- Bloc "Ajouter PC" : À cause de la sélectivité fréquentielle du canal qui se traduit par un étalement dans le domaine du temps, il peut subsister une interférence entre deux symboles OFDM transmis successivement. Pour s'en affranchir, il est possible d'ajouter un intervalle de garde avant les symboles d'informations, avec la longueur du temps du garde plus grande que l'étalement temporel du canal. À la sortie du bloc "Ajouter PC" (à l'entrée du canal), le symbole OFDM possède $N_T = N_{PC} + N_C$ échantillons [18]. L'utilisation d'un préfixe cyclique a l'incon-

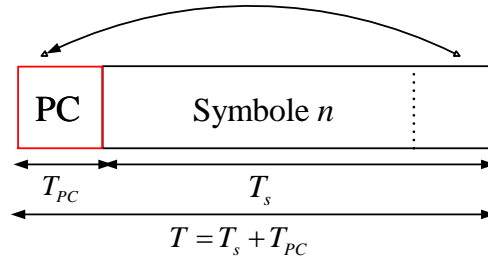


FIGURE 3.2 – Duré d'un symbole OFDM dans un canal à trajets multiples.

venient d'exiger de transmettre plus d'énergie. Cette perte peut être minimisée en choisissant une durée de symbole beaucoup plus longue que la durée du préfixe cyclique. En représentant le canal en temps discret, ses effets peuvent être modélisés par un filtrage à réponse impulsionnelle finie. Le choix des valeurs de la longueur de l'intervalle de garde et de la longueur du symbole OFDM dépend essentiellement de 4 facteurs

- La longueur du canal : Afin d'éviter l'IES, l'intervalle de garde doit être plus long que la réponse du canal.
- La complexité : Les opérations de FFT et d'IFFT sont faites sur des blocs de taille égale au nombre de sous porteuses N_C ; pour garantir la faisabilité du système, la valeur de N_C ne peut être indéfiniment augmentée. Elle doit dans ce cas répondre à un compromis entre la complexité du système et son

efficacité spectrale. Généralement la valeur de N_C est choisie égale à quatre fois la longueur de l'intervalle de garde, ce qui donne une perte spectrale de 20%.

- Le rendement du système : Comme le préfixe cyclique représente une redondance par rapport au reste du symbole OFDM, l'efficacité spectrale du système se trouve réduite. Pour que la valeur de l'efficacité spectrale soit proche de 1, il faudrait que le nombre de sous porteuses tende vers l'infini ou la longueur du préfixe cyclique tende vers 0.
- Le type de canal : La diversité apportée par le système ne peut être augmentée même lorsque N_C augmente. Ainsi, le choix de N_C dépend également de la nature du canal (canal à grande diversité, évanouissements rapides ou lents).

La chaîne du système OFDM à la réception

À la réception, le récepteur procède de façon inverse pour réaliser la démodulation.

- Bloc "Enlever PC" : Il sert à enlever le préfixe cyclique ajouté à la transmission. En supprimant le préfixe cyclique, les N_{PC} premiers symboles qui contiennent de l'interférence entre les symboles sont supprimés.
- S/P : Le convertisseur série parallèle regroupe les symboles complexes par blocs de N_C symboles.
- FFT (Fast Fourier Transform) : Ce bloc réalise la démodulation. La FFT est donné par :

$$Y[k] = \sum_{n=0}^{N_C-1} y[n] e^{-j2\pi kn/N_C} \quad , \quad 0 \leq k \leq N_C - 1 \quad (3.2)$$

- Égalisation : Dans la plupart des cas, les perturbations dues au canal de transmission ne permettent pas de retrouver exactement au niveau du récepteur le message émis. Le rôle de l'égaliseur est de s'affranchir de toutes ces perturbations afin de rendre possible une bonne détection.
- P/S : Représente la conversions parallèle série des N_C symboles fréquentiels.
- Bloc synchronisation temps/fréquence : Les erreurs de synchronisation dans un system OFDM sont diverses et influent fortement la qualité de transmission. Elles sont dues aux décalages en temps et en fréquence entre le signal reçu à l'entrée du récepteur et les horloges et oscillateur locaux à la réception [70]. Ces erreurs de

synchronisation perturbent le signal reçu et conduisent à des dégradations plus ou moins importantes des performances du système. Dans cette thèse, nous allons supposer une synchronisation parfaite.

3.2.2 Interférence entre symboles (IES)

Comme le montre la figure 3.3, en présence d'un canal multi-trajet, des versions décalées d'un symbole s'additionnent entre elles, créant de l'interférences entre symboles. Dans ce cas, la récupération du symbole est impossible.

Par exemple et par souci de simplifications, supposons maintenant que le signal reçu arrive de deux trajets différents, avec un retard relatif entre eux. Si on prend le symbole transmis n comme exemple, le récepteur s'efforcera de démoduler les données contenues dans ce symbole en examinant toutes les informations reçues (directement ou avec un retard) par rapport à ce symbole comme le montre la figure 3.3.

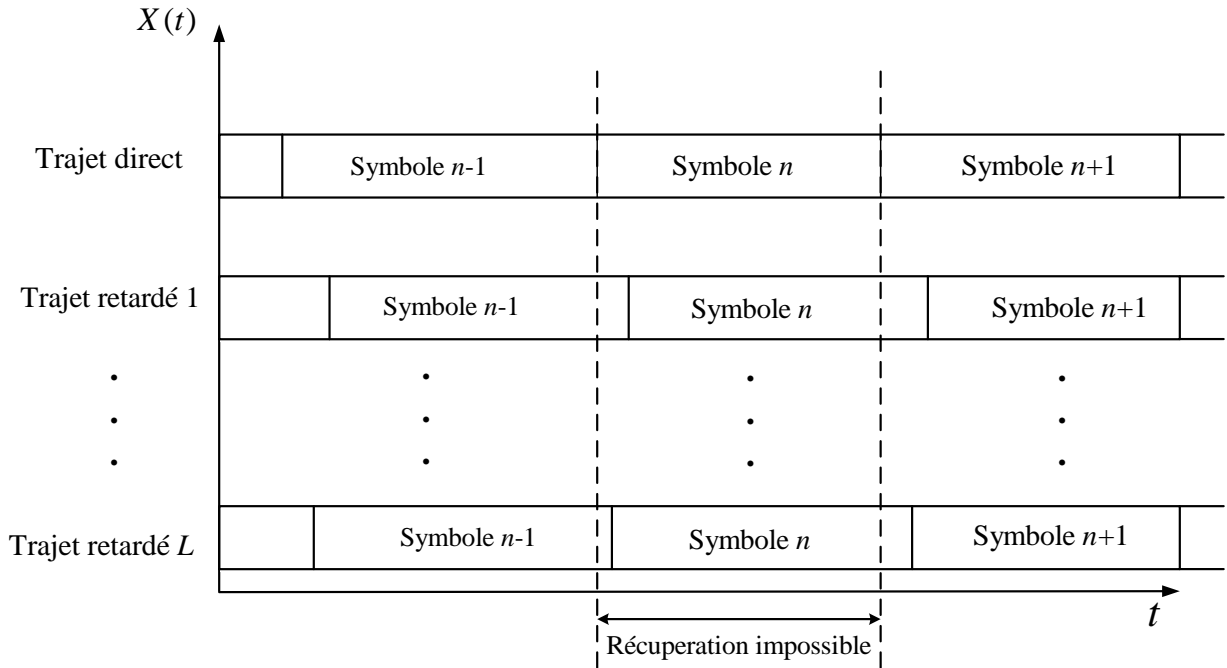


FIGURE 3.3 – Symboles OFDM dans un canal à trajets multiples sans les PC.

Lorsque le retard relatif est supérieur à une période de symbole OFDM, le signal provenant du second trajet agit uniquement comme un brouillage, puisqu'il n'achemine que des informations appartenant à un ou plusieurs symboles précédents. Lorsque le retard relatif est inférieur à une période de symbole, seule une partie du signal transmis sur ce

trajet agit comme un brouillage, puisqu'elle n'achemine que des informations appartenant au symbole précédent. Le reste achemine des informations du symbole utile, mais peut s'ajouter de manière constructive ou destructive aux informations du trajet principal. Une même suite de symbole arrivant à un récepteur par deux chemins différents se présente comme une même information arrivant à deux instants différents, elles vont donc s'additionner provoquant ainsi les deux types de défauts suivants :

- L'interférence intra-symboles : Addition d'un symbole avec lui-même légèrement déphasé.
- L'interférence inter-symboles : Addition d'un symbole avec le suivant ou le précédent légèrement déphasé.

Pour résoudre le problème d'interférence inter-symboles, on allonge le symbole OFDM avec un intervalle de garde. Le débit utile est réduit dans les mêmes proportions.

Préfixe cyclique

Le décalage fréquentiel (CFO : carrier frequency offset) détruit l'orthogonalité entre les sous-porteuses, ce qui entraîne des interférences entre canaux. Pour cette raison, il faut restaurer l'orthogonalité entre les sous-porteuses qui a été perdue. Peled et Ruiz [71] ont proposé de copier la fin du symbole au début pour résoudre le problème d'IES et d'IEP. En copiant la fin du symbole dans l'intervalle de garde, on prolonge le signal sans créer de discontinuité. Comme le montre la figure 3.4, au début de chaque symbole transmis, on insère un préfixe cyclique (copie de la fin du symbole OFDM au début du symbole). Le préfixe cyclique permet principalement d'éliminer les interférences qui pourraient provoquer des erreurs à la réception. Il garde aussi l'orthogonalité des porteuses durant son passage dans le canal à trajets multiples. De plus, la durée utile d'un symbole sera choisie suffisamment grande par rapport à l'étalement temporel causé par les trajets multiples. Ces deux précautions vont limiter l'interférence entre les symboles.

Après l'application de l'opération IFFT et l'ajout de préfixe cyclique au début du vecteur \mathbf{x} , on obtient le vecteur $\tilde{\mathbf{x}}$ qui représente le symbole OFDM transmis dans le canal ; l'utilisation du préfixe cyclique transforme la convolution linéaire traditionnelle en une convolution circulaire. Le signal à la sortie de la transformé de Fourier à la réception peut s'écrire :

$$Y[k] = H[k]X[k] + N[k] \quad (3.3)$$

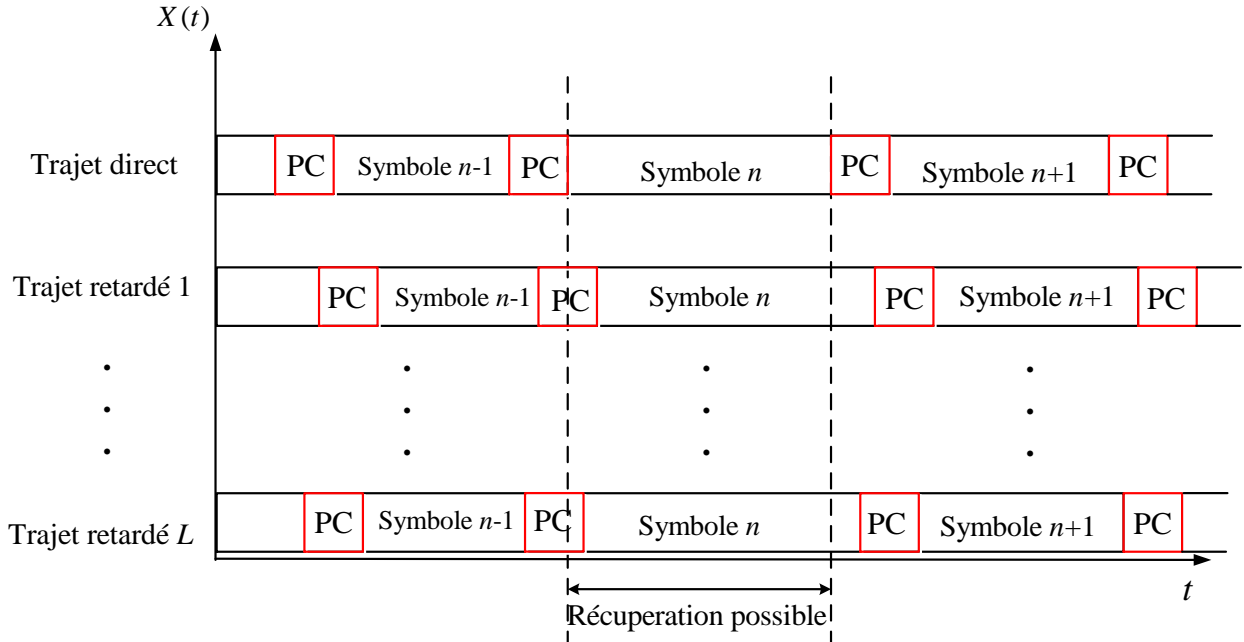


FIGURE 3.4 – Symboles OFDM dans un canal à trajets multiples avec les PC.

où $X[k]$, $Y[k]$, $H[k]$ et $N[k]$ désignent les composantes en fréquences sur la k -ème sous-porteuse du symbole transmis, du symbole reçu, de la réponse du canal, et du bruit, respectivement.

Comme le montre (3.3), cette technique permet de découper un canal sélectif en fréquence en un ensemble de N_C canaux gaussiens parallèles (un gain complexe suivi par un bruit blanc additif gaussien). Chacun de ces canaux à un évanouissement plat avec un gain $|H[k]|$. En d'autres termes, il peut être représenté de manière équivalente à la figure 3.5. On note ici que $Y[k] \neq H[k]X[k] + N[k]$ sans l'ajout de préfixe cyclique [18].

3.2.3 Égalisation

Étant donné leurs longues durées, les symboles OFDM sont assez résistants aux IES causées par les phénomènes de propagation à trajets multiples. Toutefois, en considérant chaque sous-porteuse à part, on est face à des phénomènes d'atténuation d'amplitude et de rotation de phase. Ainsi, si nous n'utilisons pas un codage différentiel, nous serons obligés d'égaliser le canal. En supposant que la bande de fréquence du canal entier est largement supérieure à celles des différentes sous-porteuses, les fonctions de transfert peuvent être considérées constantes à l'intérieur de chaque sous-porteuse. Le problème

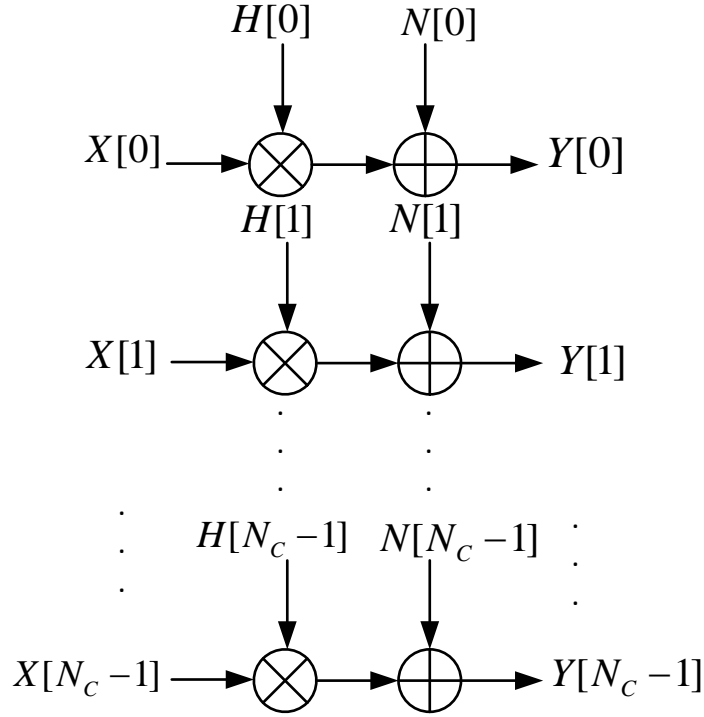


FIGURE 3.5 – Modèle équivalent d'un système OFDM dans le domaine fréquentiel.

d'égalisation sera donc réduit à une simple multiplication du signal reçu par un coefficient. L'égalisation prend alors la forme d'un banc de multiplieurs complexes à la sortie de la FFT à la réception. Cette étape est illustrée par le bloc égalisation dans la figure 3.1. On parle dans ce cas d'égalisation locale, du fait que chaque sous-porteuse a son propre égaliseur. Le signal égalisé est donné par :

$$\hat{Y}[k] = Q[k]Y[k] \quad (3.4)$$

où $Q[k]$ est le coefficient d'égalisation. Le choix évident du coefficient d'égalisation est l'inverse de la valeur de la fonction de transfert dans la bande de fréquences de la k -ème sous-porteuse que l'on suppose constante. On écrit alors :

$$Q[k] = \frac{1}{H[k]} \quad (3.5)$$

où $H[k]$ est la réponse du canal à la k -ème sous-porteuse. Ce résultat est obtenu par l'optimisation basée sur le critère ZF (Zero Forcing) [72]. Dans ce cas, on remédie au problème d'interférence entre symboles sans considération du bruit du canal. Un inconvénient de l'égaliseur ZF est qu'il nécessite la connaissance de la réponse du canal à la réception.

3.2.4 Facteur de crête (PAPR : Peak-to-Average Power Ratio)

Un des inconvénients de l'OFDM est le facteur de crête ou PAPR (Peak-to-Average Power Ratio) qui peut prendre des valeurs élevées. L'amplitude du signal OFDM subit une variation en fonction des symboles transmis. Le PAPR d'un signal $x(t)$ est donné par :

$$PAPR_{x(t)} = \frac{\max_{0 \leq t \leq T} |x(t)|^2}{E \left[\frac{1}{T} \int_0^T |x(t)|^2 dt \right]} \quad (3.6)$$

Dans notre travail nous considérons les amplificateurs comme étant idéaux. Pour cette raison, l'étude du PAPR ainsi que les méthodes pour le réduire ne feront pas partie de notre recherche.

3.3 Relation entre le SNR à la transmission et le rapport E_b/N_0

Afin de comparer de façon équitable les différentes modulations, on utilise la notion d'énergie par bit d'information. Soit E_b l'énergie par bit d'information émis et N_0 la densité spectrale unilatérale du bruit. On définit E_T comme l'énergie totale pour transmettre tous les bits d'information, soit

$$E_T = N_T E_s \quad (3.7)$$

où $N_T = N_C + N_{PC}$ est la longueur totale d'un symbole OFDM et E_s désigne l'énergie par symbole QAM sur chaque sous-porteuse. Le nombre de bits d'information par symbole OFDM est égal à :

$$n_{bits} = k N_C \quad (3.8)$$

où k est le nombre de bits par symbole QAM. L'énergie par bit est égale à l'énergie totale divisé par le nombre de bit par symbole. Donc l'énergie par bit peut s'écrire comme, [73] :

$$E_b = \frac{E_T}{n_{bits}} = \frac{(N_{PC} + N_C) E_s}{k N_C} \quad (3.9)$$

En divisant par N_0 , on obtient :

$$\frac{E_b}{N_0} = \frac{(N_{PC} + N_C) E_s}{k N_C N_0} \quad (3.10)$$

On définit ρ_T comme le SNR à la transmission. Le temps entre deux échantillons dans le domaine du temps est égal à $1/B$, où B est la largeur de bande d'un signal OFDM. Il y a N_T échantillons dans un symbole OFDM, donc la durée d'un symbole OFDM est :

$$T = \frac{N_T}{B} \quad (3.11)$$

La puissance totale à la transmission P_T est donc donnée par :

$$P_T = \frac{E_T}{T} = \frac{E_T B}{N_T} \quad (3.12)$$

En substituant (3.7) dans (3.12), on obtient :

$$P_T = E_s B \quad (3.13)$$

d'où on peut définir :

$$\rho_T = \frac{P_T}{N} = \frac{E_s B}{N} \quad (3.14)$$

où $N = N_0 B$ est la puissance du bruit dans la largeur de bande du symbole OFDM. D'où la relation :

$$\rho_T = \frac{E_s}{N_0} \quad (3.15)$$

En utilisant (3.15), (3.10) peut s'écrire sous la forme suivante :

$$\rho_T = \frac{E_s}{N_0} = \frac{k N_C}{(N_{PC} + N_C)} \frac{E_b}{N_0} = \eta \frac{E_b}{N_0} \quad (3.16)$$

où

$$\eta = \frac{k N_C}{N_{PC} + N_C} \quad (3.17)$$

désigne l'efficacité spectrale du système. La notion d'efficacité spectrale est importante en transmission numérique. L'efficacité spectrale d'un système de communication est donnée par le nombre de bits utiles qu'il permet de transmettre par seconde et par hertz.

3.4 Relation entre le SNR à la réception et le rapport E_b/N_0

À la réception, le rapport du signal sur le bruit dépend du canal. En supposant un canal à évanouissements plats, le signal sera atténué à la sortie du canal. On définit P_R comme la puissance totale à la réception. Elle peut s'écrire comme :

$$P_R = P_T \beta \quad (3.18)$$

où β représente la perte subie par le signal dans le canal. En divisant par N , on obtient :

$$\rho_R = \rho_T \beta \quad (3.19)$$

où ρ_R est le SNR à la réception. Combinant (3.16) et (3.19), on obtient le SNR à la réception en fonction de E_b/N_0 :

$$\rho_R = \eta \beta \frac{E_b}{N_0} \quad (3.20)$$

L'équation (3.20) montre que le rapport du signal sur le bruit à la réception dépend de l'efficacité spectrale, du rapport E_b/N_0 et des pertes dans le canal.

3.5 Système OFDM dans un canal gaussien

L'OFDM est d'abord et avant tout présenté comme une solution pour les canaux sélectifs en fréquence [73]. Dans ce contexte, le système OFDM n'a aucun effet sur les canaux gaussiens [73]. Cependant, dans le but de vérifier notre simulateur OFDM, on a simulé notre système dans un canal gaussien. La figure 3.6 présente les résultats des simulations dans un canal gaussien pour différents nombres de sous-porteuses. La figure 3.6 démontre que notre simulateur donne les bons résultats pour un canal gaussien. On peut voir très clairement que la performance du système ne change pas lorsqu'on fait varier le nombre de sous-porteuses sans ajouter de préfixe cyclique. La probabilité d'erreur pour la modulation M -QAM dans un canal gaussien est donné par [73] :

$$P_e = \frac{4(\sqrt{M} - 1)}{\sqrt{M} \log 2(M)} Q\left(\frac{3E_b \log_2(M)}{N_0 (M - 1)}\right) \quad (3.21)$$

où Q désigne la fonction de Marcum ou queue de gaussienne définie par :

$$Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^\infty e^{-\frac{t^2}{2}} dt \quad (3.22)$$

Lorsqu'on ajoute un préfixe cyclique de longueur 128 et qu'on varie le nombre de sous-porteuses, on constate que la performance s'améliore avec l'augmentation de nombre de sous-porteuses. En effet, pour une même valeur de SNR à la transmission, le ratio en dB des valeurs de E_b/N_0 avec et sans préfixe cyclique est donné par :

$$\chi = 10 \log_{10} \left(\frac{N_{PC} + N_C}{N_C} \right) \quad (3.23)$$

D'après (3.21), la probabilité d'erreur est fonction de E_b/N_0 ; (3.23) nous donne donc la différence en dB des performances des deux systèmes. Nous avons simulé trois cas

pour $N_{PC} = 128$, soit $N_C = 128, 256$ et 512 . Le tableau 3.1 indique les valeurs théoriques calculées avec (3.23). En examinant la figure 3.6, on constate que les simulations correspondent bien à la théorie.

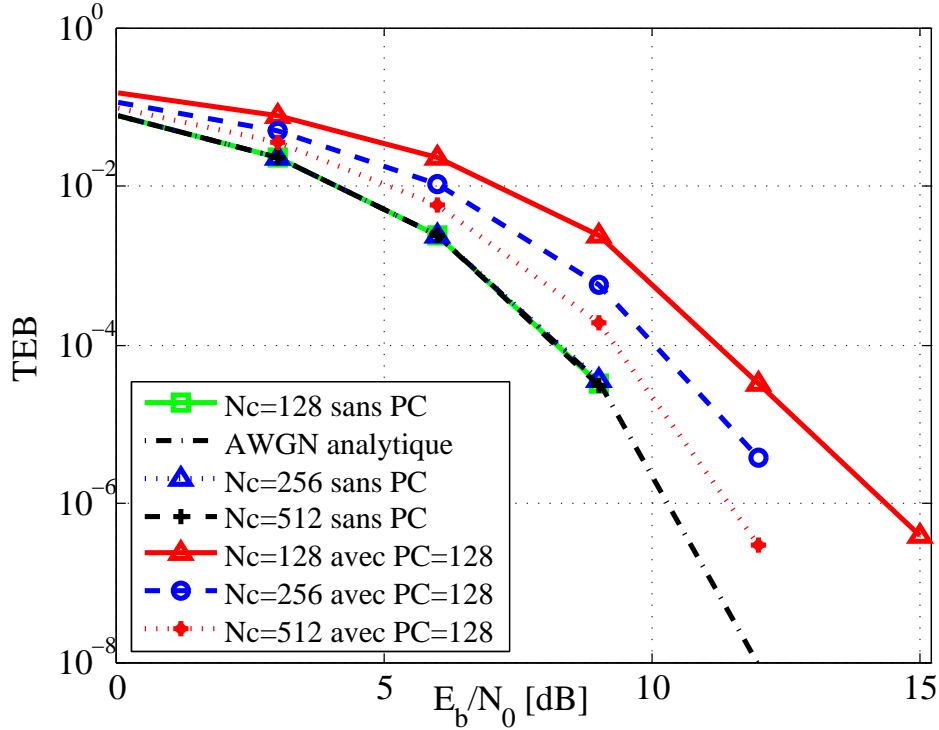


FIGURE 3.6 – Système OFDM dans un canal gaussien.

Sous-porteuses	χ [dB]
128	3
256	1.761
512	0.96

Tableau 3.1 – Différence entre deux systèmes OFDM sans et avec préfixe cyclique dans un canal gaussien.

3.6 Capacité du canal de propagation et codage

La théorie de l'information a été développée durant les années quarante par Claude Shannon [17]. Shannon voulait déterminer les limites théoriques de la compression des données (l'entropie) ainsi que le taux de transmission maximal du canal (la capacité du canal). Dans ce contexte, Shannon permet d'établir, pour le canal soumis à un bruit additif gaussien blanc, la relation entre le débit d'information, le rapport signal sur

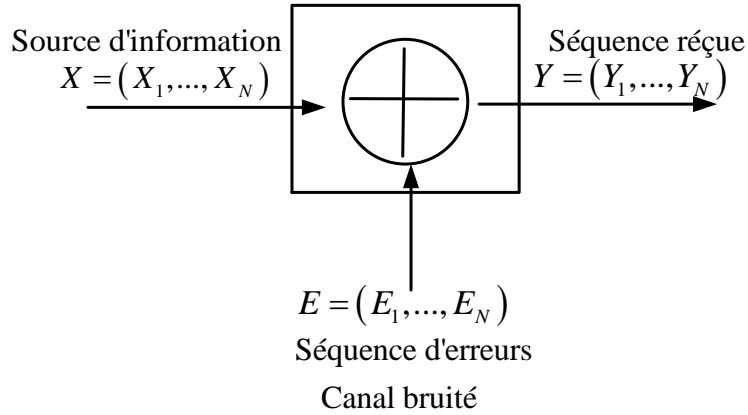


FIGURE 3.7 – Canal additif gaussien discret.

bruit, la largeur de bande du canal et la probabilité d'erreur. Shannon a montré que l'on pouvait transmettre de l'information à travers un canal bruité avec une probabilité d'erreur arbitrairement faible tant que l'on ne dépasse pas la capacité du canal. On considère le canal de la figure 3.7. L'information mutuelle (ou information mutuelle moyenne) $I(X; Y)$ entre X et Y représente la quantité d'information que Y donne à propos de X et vice-versa. L'information mutuelle $I(X; Y)$ est définie par [17] :

$$I(X; Y) = \sum_{k=1}^K \sum_{j=1}^J P(x_k, y_j) \log_2 \left[\frac{P(x_k | y_j)}{P(x_k)} \right] \quad (3.24)$$

où $P(\cdot)$ désigne la densité de probabilité.

3.6.1 Capacité du canal additif gaussien blanc (AWGN)

Il est théoriquement possible d'obtenir une probabilité d'erreur moyenne aussi faible que l'on veut lorsque le débit binaire de la source R , exprimé en bits/s, vérifie $R < C$, [17] où C désigne la capacité du canal. On considère le canal de la figure 3.7. Nous définissons la capacité du canal comme le maximum de l'information mutuelle entre l'entrée et la sortie sur toutes les distributions à l'entrée qui satisfont la contrainte de puissance [17] :

$$C = \max_{EX^2 \leq P} I(X, Y) \quad (3.25)$$

où $I(X, Y)$ est l'information mutuelle entre le signal reçu Y et le signal transmis X et est donnée par :

$$I(X; Y) = h(Y) - h(E) \quad (3.26)$$

où $h(E)$ est l'entropie du bruit E qui est indépendant de X . D'après le théorème 9.6.5 dans [17], la capacité du canal est donnée par :

$$C = B \log_2 \left(1 + \frac{P_R}{N_0 B} \right) \quad \text{bits/s} \quad (3.27)$$

où P_R est la puissance du signal à la réception ; dans le canal gaussien, $P_R = P_T$. N_0 est la densité spectrale de puissance du bruit et B est la bande passante du canal.

3.6.2 Capacité d'un canal avec évanouissements plats

En prenant en compte un canal non idéal sujet à des évanouissements plats, nous pouvons introduire le gain du canal β expliqué dans la section 3.4. En se basant sur (3.18) et (3.27), la capacité du canal à évanouissements plats prend alors la forme suivante [73] :

$$C = B \log_2 \left(1 + \frac{P_T \beta}{N_0 B} \right) \quad \text{bits/s} \quad (3.28)$$

où β désigne l'atténuation du canal et P_T désigne la puissance totale disponible à la transmission.

3.6.3 Capacité d'un canal avec évanouissements sélectifs

Le problème de trouver une stratégie d'adaptation optimale pour envoyer des données dans un canal de propagation à évanouissements sélectifs a beaucoup été étudié dans le passé. Dans l'ouvrage écrit en 1968 par Gallager [74] et aussi le livre écrit en 1991 par Cover et Thomas [17], on démontre que l'algorithme du "waterfilling" (WF), ou remplissage d'eau, permet de trouver une solution optimale au problème d'optimisation sous contrainte de la puissance totale disponible.

Comme nous l'avons vu dans le chapitre 2, les trajets multiples dans un canal radio créent des effets d'évanouissements à petite échelle. Ces évanouissements se traduisent par une variation rapide dans la réponse du canal dans le temps ou par une sélectivité en fréquence dans la réponse fréquentielle du canal. Les changements rapides de l'amplitude du signal pendant un petit intervalle de distance ou de temps sont causés par les ondes radios entrantes arrivant selon différentes directions avec des délais de propagation distincts.

Algorithme de "waterfilling"

L'objectif du "waterfilling" est de distribuer la puissance totale sur les canaux afin de maximiser la capacité du canal. On considère le travail de Zheng et Kaiser dans le cas

SISO basé sur la méthode de "waterfilling" [75] pour expliquer les démarches du calcul de la capacité des canaux à évanouissements sélectifs. Zheng et Kaiser [75] ont supposé que la puissance du signal transmis est limitée comme suit :

$$E[x^2(t)] = \int_{-\frac{B}{2}}^{\frac{B}{2}} S_x(f) df \leq P \quad (3.29)$$

où $S_x(f)$ désigne la fonction de densité spectrale de puissance du signal et B est la largeur de bande du canal. $S_x(f)$ peut être calculée en effectuant la transformé de Fourier de la fonction d'auto-corrélation du signal :

$$S_x(f) = \int_{-\infty}^{\infty} E[x(t+\tau)x(t)] e^{-j2\pi f\tau} d\tau \quad (3.30)$$

Le problème se limite à trouver l'allocation de puissance qui maximise la capacité du canal dans le cas où on a une limite de puissance. Pour utiliser la formule classique de Shannon, ils ont d'abord divisés la bande de fréquences en un nombre infini de petites bandes, dans lesquelles les sous-canaux peuvent être considérés plats. Puis, ils ont intégré la capacité du canal pour les sous-canaux sur toute la bande passante. Par l'utilisation de cette procédure, la capacité du canal est donnée par [75] :

$$C = \max_{\int_{-B/2}^{B/2} S_x(f) df = P} \int_{-B/2}^{B/2} \log_2 \left(1 + \frac{S_x(f)|H(f)|^2}{N_0} \right) df \quad (3.31)$$

où $H(f)$ est la réponse en fréquence du canal.

Si l'information sur $H(f)$ est disponible à l'émetteur, la méthode dans [75] peut être utilisée pour calculer la valeur optimale de la densité spectrale de puissance $S_x(f)$ dans chaque sous-bande :

$$S_x(f) = \left[\theta - \frac{N_0}{|H(f)|^2} \right] \quad (3.32)$$

où θ est une contante qui vérifie l'équation suivante :

$$\int_{f \in F_\theta \cap \left[-\frac{B}{2}, \frac{B}{2}\right]} \left(\theta - \frac{N_0}{|H(f)|^2} \right) df = P \quad (3.33)$$

où P est le maximum de puissance disponible et F_θ est la gamme des fréquences tel que $\frac{N_0}{|H(f)|^2} \leq \theta$. La solution optimale $S_x(f)$ ci-dessus est en fait du WF. En substituant

(3.32) dans (3.31) nous obtenons la capacité optimale du canal C_{Optim} :

$$C_{Optim} = \max_{\int_{-B/2}^{B/2} S_x(f) df = S} \int_{-\frac{B}{2}}^{\frac{B}{2}} \log_2 \left(1 + \frac{\left[\theta - \frac{N_0}{|H(f)|^2} \right] |H(f)|^2}{N_0} \right) df \quad (3.34)$$

Si l'information sur $H(f)$ n'est pas disponible à l'émission, la méthode la plus simple pour calculer la capacité du canal est d'attribuer le maximum de puissance disponible sur toute la bande passante de façon uniforme. Par l'utilisation de cette procédure, la capacité du canal est donnée par :

$$C_{Unif} = \int_{-\frac{B}{2}}^{\frac{B}{2}} \log \left(1 + \frac{P|H(f)|^2}{BN_0} \right) df \quad (3.35)$$

où $P/(BN_0) = \rho_T$, désigne le rapport signal à bruit à la transmission.

Afin de donner un exemple de l'application du théorème de "waterfilling", nous avons simulé le travail de Zheng et Kaiser pour le cas SISO. Nous avons établi les réponses en fréquences pour un canal UWB à l'intérieur en tenant compte de l'effet des multi-trajets. Nous avons considéré $L = 2, 7, 15, 50$ et 100 trajets ainsi que de la distribution statistique du signal reçu au récepteur (Nakagami).

Dans une première étape, on suppose qu'on n'a pas d'information à propos du canal, c'est-à-dire sur l'affaiblissement subi par le signal dans le canal. Dans ce cas, on attribue une puissance constante (le maximum de puissance) d'une manière uniforme sur toute la bande du canal afin de calculer la capacité du canal. Dans une deuxième étape, nous avons utilisé l'algorithme de "waterfilling" pour calculer la capacité du canal. Nous avons divisé la bande passante en plusieurs sous-bandes, ensuite on a attribué à chaque sous-canal la puissance nécessaire afin de maximiser la puissance dans les sous-canaux où le rapport signal sur bruit est faible. Dans ce contexte et dans le but de bénéficier du maximum de puissance, nous n'avons pas considéré les canaux qui ont un rapport SNR très faible dans le calcul de la capacité.

Pour démontrer la différence entre les méthodes optimale et uniforme, on divise les capacités uniformes C_{Unif} par les capacités optimales C_{Optim} pour $L = 2, 7, 15, 50, 100$. La figure 3.8 illustre le rapport des capacités uniforme sur les capacités optimales. D'après la figure 3.8, on remarque que lorsque le rapport du signal sur bruit est faible, inférieur à -20 dB, la capacité optimale est entre 1.45 et 1.65 plus grande que la capacité uniforme. Tandis que lorsque le rapport du signal sur bruit est grand, > 10 dB, on

remarque que les deux méthodes donnent des résultats équivalents, ce qui vérifie les résultats obtenus par les auteurs dans [75]. D'après ces résultats, on remarque que la méthode "waterfilling" est efficace pour les cas où le SNR est faible.

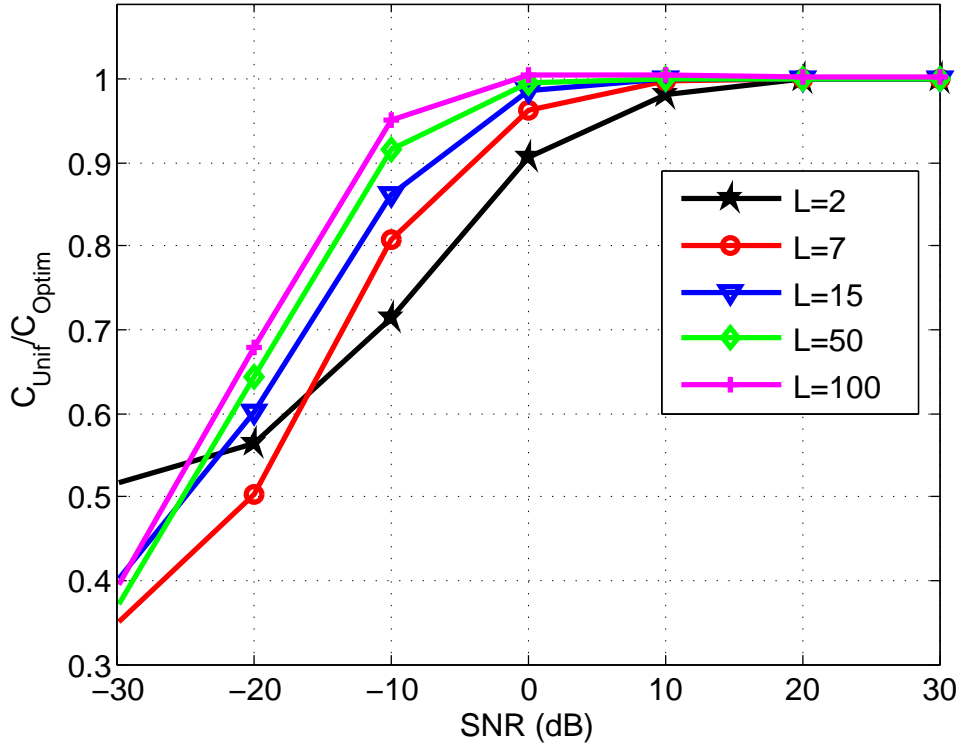


FIGURE 3.8 – Rapport des capacités uniformes sur les capacités optimales.

Comme nous l'avons vu, le canal à ondes millimétriques est un canal à trajets multiples, surtout pour les applications à l'intérieur. Le canal à ondes millimétriques est caractérisé par de graves évanouissements à l'intérieur ce qui rend la réponse fréquentielle du canal très sélective. Pour cette raison, la capacité du canal sélectif est faible en comparaison avec un autre canal moins sélectif.

3.6.4 Revue sur la capacité du canal de propagation à ondes millimétriques

Dans un contexte de demande croissante de systèmes de communications sans fil à très haut débit, les technologies radio travaillant sur de larges bandes de fréquences sont susceptibles de fournir des débits adéquats. La bande des ondes millimétriques, avec des spectres de fréquences allant jusqu'à plusieurs GHz, est plus adaptée à l'augmentation de débit que les systèmes présentant de fortes contraintes sur la largeur de bande [76].

La sélectivité du canal et l'affaiblissement subi par le signal dans le canal minier influent sur la capacité du canal en diminuant le rapport signal sur bruit. Comme nous l'avons vu, la capacité du canal est reliée au rapport signal sur bruit ; la diminution de ce rapport implique donc la diminution de la capacité du canal. En pratique, le canal de transmission à ondes millimétriques est un canal à trajets multiples, notamment pour les applications à l'intérieur. Cette propriété rend l'évanouissement du canal sélectif dans le domaine fréquentiel. La formule classique de Shannon ne s'applique alors pas pour calculer la capacité de ce type de canal.

Pour calculer la capacité théorique d'un canal, il faut tenir compte de l'évanouissement du canal et de la distribution statistique de l'enveloppe des signaux reçus dans le cas d'une propagation par trajets multiples. Malheureusement, le canal minier à ondes millimétriques est soumis à des évanouissements sévères par trajets multiples en raison de la combinaison aléatoire des composantes retardées, reflétées, dispersées et diffractées du signal. L'évanouissement conduit à une dégradation importante du rapport signal sur bruit (SNR).

A part les travaux de Bin Mabrouk [2], il n'existe pas de travaux détaillés sur la capacité du canal minier à ondes millimétriques. Les résultats du travail de Bin Mabrouk sur la capacité du canal ont été obtenus pour un canal MIMO et un canal SISO sans tenir compte du phénomène de sélectivité en fréquence. Les résultats obtenus par Bin Mabrouk sur la capacité du canal à ondes millimétriques dans la mine sont récapitulés au tableau 3.2. Il existe des travaux sur la capacité du canal à ondes millimétriques à l'intérieur [77]. Les résultats rapportées dans [77] ont été basés sur la méthode de WF en considérant les deux scénarios LOS (CM5) et NLOS (CM6) [26]. CM5 et CM6 sont deux modèles de canaux basés sur les travaux de Saleh et Valenzuela [26]. Le travail de Seyedi [77] est donc une base solide sur la capacité du canal à ondes millimétriques à l'intérieur. Seyedi a démontré que la directivité d'antenne influe sur la capacité du canal. Selon lui, la capacité du canal augmente lorsque la directivité d'antenne augmente.

	Minimum [bit/s/Hz]	Maximum [bit/s/Hz]	Moyenne [bit/s/Hz]
Canal statique	2.54	3.33	2.92
Canal dynamique	2.05	2.88	2.46

Tableau 3.2 – Résultats de Bin Mabrouk sur la capacité du canal à ondes millimétriques dans la mine.

3.6.5 Revue sur le codage du canal à ondes millimétriques

Comme nous avons vu au début de cette section, Shannon a démontré que lorsque le taux de transmission du système est inférieur à la capacité du canal de transmission [14], les erreurs causées par le bruit du canal peuvent être réduites à un niveau arbitrairement bas par l'utilisation d'un codage et d'un décodage approprié. À partir de ce moment-là, les chercheurs ont commencé à étudier différentes méthodes de construction des codes correcteurs d'erreur. Le but de la théorie des codes correcteurs d'erreurs est de minimiser le plus possible les erreurs de transmission, en assurant en même temps de très grandes vitesses de transmission et de faibles coûts du codeur et du décodeur. De nos jours, il existe une multitude de méthodes visant à produire de bons codes correcteurs.

Une revue de littérature des systèmes à ondes millimétriques montre que les travaux de codage pour un canal à ondes millimétriques à l'intérieur ne sont pas nombreux. Il existe un travail détaillé sur les différents schémas de codage pour un système OFDM à ondes millimétriques [78]. Le but du travail dans [78] est de comparer la performance de différents codes pour un système OFDM à ondes millimétriques.

Les simulations ont été effectuées dans le domaine temporel pour 1024 porteuses et en utilisant un code turbo, un code convolutif et un code de Reed-Solomon. Les résultats de simulations montrent que le code turbo est le meilleur choix pour ce type de systèmes [78]. L'avantage du code turbo comparé aux autres codes est que le premier produit une bonne performance dans les canaux à trajets multiples. Malgré les travaux de codage pour un canal à ondes millimétriques, il n'y a pas de travaux de codage pour un canal minier à ondes millimétriques, ce qui ouvre la porte pour un nouvel axe de recherche dans notre projet. Cet axe de recherche consiste à étudier les différents schémas de codage pour le canal minier à ondes millimétriques afin d'obtenir le code le plus performant possible dans ce type de canal.

3.7 La limite de Shannon

Il existe une valeur limite de E_b/N_0 en dessous de laquelle il ne peut y avoir de communication fiable. Dans un canal sans atténuation, la puissance reçue égale la puissance transmise. Considérant un canal gaussien où $P_R = P_T$, on atteint la limite de Shannon lorsqu'on envoie des informations dans le canal avec un débit binaire égal à la capacité de canal, soit $R = C$ [73]. En considérant cette condition et sachant que $P_T = E_b R$,

(3.27) devient :

$$C = B \log_2 \left(1 + \frac{E_b C}{N_0 B} \right) \quad (3.36)$$

En divisant les deux côtés par B :

$$\frac{C}{B} = \log_2 \left[1 + \frac{E_b}{N_0} \left(\frac{C}{B} \right) \right] \quad (3.37)$$

d'où on obtient l'énergie par bit requise pour transmettre à des débits binaire approchant la capacité du canal [73] :

$$\left(\frac{E_b}{N_0} \right)_G = \frac{2^{\frac{C}{B}} - 1}{C/B} \quad (3.38)$$

où B est le largeur de bande du canal et C est la capacité du canal.

3.7.1 La limite de Shannon dans un canal à évanouissements plats

Dans un canal à évanouissements plats, le signal subit une atténuation en voyageant vers le récepteur. L'équation de la capacité donnée à (3.27) devient :

$$C = B \log_2 \left(1 + \frac{\beta E_b C}{N_0 B} \right) \quad (3.39)$$

où β , défini au début de la section 3.4, représente la perte subie par le signal dans le canal. En suivant les mêmes démarches que dans la section précédente, on obtient le rapport $\left(\frac{E_b}{N_0} \right)_{EP}$ qui nous permet d'envoyer d'information avec un débit égale à la capacité du canal :

$$\left(\frac{E_b}{N_0} \right)_{EP} = \frac{\left(2^{\frac{C}{B}} - 1 \right)}{\beta C/B} \quad (3.40)$$

En retournant du linéaire au logarithmique, on obtient :

$$\begin{aligned} \left(\frac{E_b}{N_0} \right)_{EP} [\text{dB}] &= 10 \log_{10} \left(\frac{E_b}{N_0} \right)_C \\ &= 10 \log_{10} \left(\frac{\left(2^{\frac{C}{B}} - 1 \right)}{C/B} \right) - 10 \log_{10} (\beta) \end{aligned} \quad (3.41)$$

d'où 3.40 peut s'écrire comme suivant :

$$\left(\frac{E_b}{N_0} \right)_{EP} [\text{dB}] = \left(\frac{E_b}{N_0} \right)_G [\text{dB}] - \beta [\text{dB}] \quad (3.42)$$

3.8 Conclusion

L'utilisation de la technique OFDM pour les systèmes de communications sans fil représente certains avantages et inconvénients. La décision d'utiliser une telle technique est toujours basée sur l'évaluation du rapport coûts/performances. Dans certains environnements comme une mine souterraine, l'installation d'un système de communications à ondes millimétriques fiable est difficile à cause des trajets multiples. Cependant, la réalisation de la technique OFDM augmente la fiabilité de communication dans ce genre d'environnements.

Dans ce chapitre, nous avons décrit le principe de base de la modulation OFDM. Elle apparaît comme une bonne solution pour les trajets multiples, et ceci en divisant la bande de transmission en N_C sous-canaux orthogonaux. Elle présente une grande simplicité dans la modulation et la démodulation en utilisant les opérations IFFT à la transmission et FFT à la réception. Aussi, les systèmes OFDM éliminent l'interférence inter-symboles (IES) produite par les canaux à trajets multiples. En choisissant une durée de préfixe cyclique appropriée, l'OFDM permet de supprimer très simplement l'influence des trajets multiples. Cependant, le système OFDM présente quelques inconvénients, à cause de sa sensibilité élevée aux erreurs de synchronisation. Les systèmes OFDM introduisent des interférences inter-porteuses (IEP) dues à la perte d'orthogonalité entre les sous-porteuses. Ce chapitre a décrit aussi, la relation entre le rapport du signal à bruit à la transmission et à la réception.

Nous avons donné également un bref aperçu sur la théorie de l'information et on a rappelé l'expression de la capacité qui permet de donner une bonne description des performances du système. En effet, de nos jours, les systèmes de communications sont capables de transmettre leurs données à des débits de plus en plus proches de la capacité théorique du canal de transmission. L'algorithme de "waterfilling" est bien décrit dans ce chapitre. En fait, cet algorithme va être la base de notre calcul de la capacité.

Deuxième partie

Analyse des performances du système OFDM à ondes millimétriques dans une mine souterraine

Chapitre 4

Caractérisation du canal de propagation à ondes millimétriques dans la mine

4.1 Introduction

La caractérisation du canal radio est un élément essentiel dans tout processus de conception d'un système de communications sans-fil ; cela requiert au préalable la connaissance la plus complète possible des caractéristiques du canal de propagation. Le problème de caractérisation du canal est particulièrement complexe dans un environnement minier souterrain ; l'influence de cet environnement sur les ondes radio est multiple : effets de réflexions, diffractions, dispersions, le tout dépendant bien entendu de la bande de fréquence du canal.

L'objectif général de notre recherche est d'analyser les performances des systèmes de communications à ondes millimétriques dans une mine souterraine en étudiant les différents critères mentionnés dans la partie I, soit la caractérisation du canal de propagation à ondes millimétriques, la capacité du canal et la performance du système de communication dans la mine avec la modulation OFDM. Dans ce chapitre, la description des méthodes de mesures utilisées pour la caractérisation du canal à large bande à grande et à petite échelles est donnée en détails. La première section donne les motivations pour conduire ces mesures dans le cadre du travail de la thèse. La deuxième section décrit les environnements de mesure. La troisième section explique le montage expérimental utilisé durant les mesures. Les sections subséquentes définissent les mesures

expérimentales à large bande et donnent l'analyse des résultats empiriques obtenus.

L'analyse des résultats des campagnes de mesures aide à définir les dispositifs correcteurs qui permettront d'améliorer suffisamment la qualité de transmission pour satisfaire aux critères de qualité de service. Les résultats fournis par cette étude sont comparés à d'autres résultats expérimentaux dont les mesures furent réalisées autour des mêmes fréquences et pour des environnements comparables.

4.2 Motivations

L'étude de la performance de n'importe quel système de communications nécessite la connaissance des caractéristiques du canal de propagation. Dans ce contexte, notre premier obstacle réside dans notre méconnaissance du canal de propagation à ondes millimétriques dans les galeries minières. La connaissance a priori du canal est indispensable dans l'analyse, le dimensionnement et la conception d'un système de communications sans fil.

Comme nous l'avons expliqué dans la première partie de la thèse, tout modèle d'un canal nécessite d'être validé par des mesures physiques pour démontrer sa pertinence. La conduite de campagnes de mesures est donc préalable à toute modélisation permettant ensuite des simulations précises. Malgré la parution de plusieurs publications décrivant les résultats des mesures de propagation à l'intérieur et autour des immeubles [57], [59] il n'existe, à notre connaissance, que très peu d'articles considérant des mesures de propagation à ondes millimétriques à l'intérieur d'une mine souterraine, surtout quand des signaux à large bande sont impliqués. Pour connaître les caractéristiques du canal, plusieurs campagnes de mesures ont été réalisées dans la mine expérimentale CANMET (Canadian Centre for Minerals and Energy Technology) à Val-d'Or.

Notre campagne de mesures a pris en considération les différences entre les galeries dans la mine. Pour cette raison, nous avons effectué nos mesures dans deux galeries différentes de la mine. Aussi, les caractéristiques du canal à grande et à petite échelles ont été prises en considération. Le but de cette campagne de mesures est de calculer en détail les caractéristiques statistiques du canal minier à ondes millimétriques. Les caractéristiques du canal incluent les réponses en fréquence et impulsionnelle, la relation entre l'affaiblissement et la distance, ainsi que les paramètres du canal, surtout à petite échelle, comme la dispersion temporelle et le retard moyen subis par les signaux reçus par trajets multiples.

4.3 Description de l'environnements des mesures

Une campagne de mesures a été effectuée à deux niveaux de la mine, soit le niveau 70 m et le niveau 40 m. Les galeries présentent plusieurs ramifications de dimensions variables nous permettant d'avoir différentes configurations de mesures. Pendant toute l'année, la température dans les galeries est relativement constante, autour de 6 °C. Cependant, le taux d'humidité assez élevé (presque 100%) rend les conditions de travail non agréables après deux heures consécutives passées dans un tel environnement. De plus, les équipements de mesures doivent être bien protégés contre cette humidité durant la prise de mesures et doivent être rangés à chaque fin de journée dans le local chauffé pour chaque niveau, situé au fond de la galerie.

4.3.1 Niveaux 40 m et 70 m

La mine expérimentale CANMET à Val-d'Or localisée à 500 km au nord de la ville de Montréal, est composée de plusieurs niveaux situés à des profondeurs de 40, 70 et 120 mètres. La topologie de la galerie nous a permis de faire des mesures en ligne de vue directe. De même, ces mesures ont été faites avec différentes antennes (omnidirectionnelle et directive). La galerie à 40 m s'étend sur une longueur de 70 m avec une largeur égale à 4 m et une hauteur d'environ 5 m. La figure 4.1 illustre le plan de la galerie au niveau 40 m avec toutes ses sous-galeries adjacentes.

La galerie à 70 m est plus étroite en dimension que celle à 40 m. Cette galerie a une largeur d'environ 2.5 m pour une hauteur d'environ 3.5 m. La galerie s'étend sur une longueur d'environ 70 m. La figure 4.2 illustre le plan de la galerie au niveau 70 m avec toutes ses sous-galeries adjacentes.

Les surfaces des parois des galeries d'une mine sont rugueuses de sorte qu'elles rendent difficile la détermination analytique du comportement des ondes radio dans le milieu. Les photos numériques, données à la figure 4.3, illustrent les galeries souterraines aux niveaux 40 m et 70 m ; on constate la présence de nombreux obstacles : rugosité des murs, fils électriques, système de ventilation. D'autre part, le sol des galeries est assez onduleux et on y trouve par endroit des pentes accentuant la difficulté de la campagne de mesures. On note également la présence par endroit, surtout au niveau 70 m, de flaques d'eau de diamètre variable pouvant aller jusqu'à un mètre. Tous ces obstacles perturbent le signal reçu en introduisant des trajets multiples et en produisant un bruit multiplicatif provoqué par la réflexion, la dispersion et la diffraction. À cela s'ajoute un bruit additif dû au bruit thermique dans le récepteur.

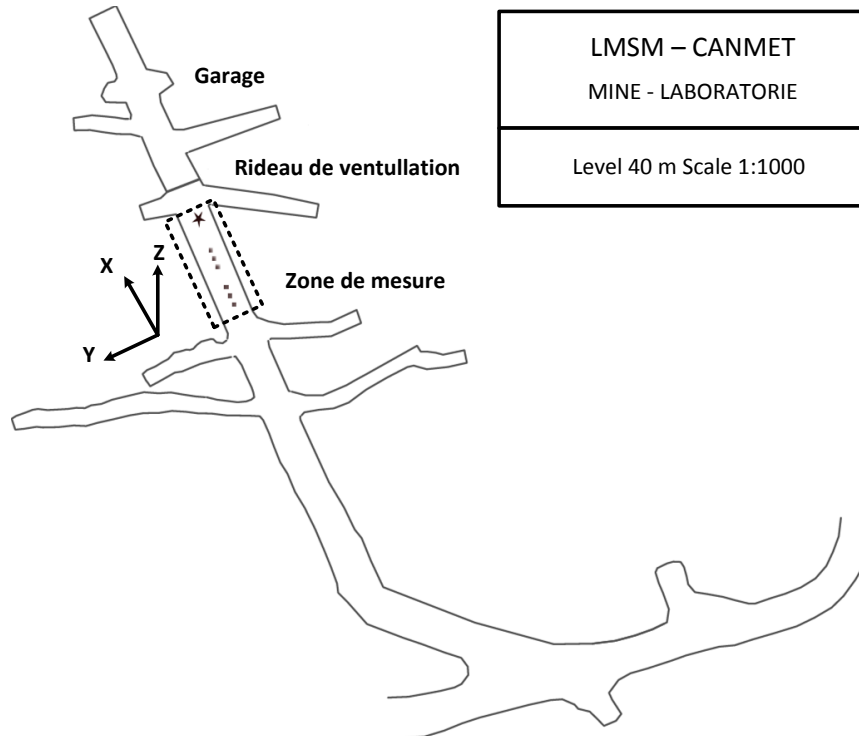


FIGURE 4.1 – Plan de la galerie souterraine au niveau 40 m.

4.3.2 Laboratoire

Dans le but de comparer le canal minier avec un autre canal à l'intérieur, une campagne de mesure dans un environnement intérieur (laboratoire CANMET) a également été réalisée. Ce local était occupé par du matériel de laboratoire. Le sol, les murs et le plafond était plats comme pour un bureau ou une salle intérieure conventionnelle. La dimension approximative du laboratoire était de 3 m de hauteur, 4.5 m de largeur et 15 m de longueur. La figure 4.6 illustre une section du laboratoire où ont été effectuées les mesures.

4.4 Montage expérimental

Comme nous l'avons vu au chapitre 2, la méthode fréquentielle est la technique de mesure du canal la plus utilisée, en raison de sa facilité de mise en œuvre. Dans ce contexte, un système de mesure basé sur la technique fréquentielle pour ondes millimétriques a été utilisé pour effectuer les mesures dans la mine CANMET aux niveaux 40 m et 70 m. Ce système utilise un analyseur de réseau vectoriel (VNA) ANRITSU MS 4647A avec une gamme de fréquences de 40 MHz à 70 GHz. Durant les mesures,

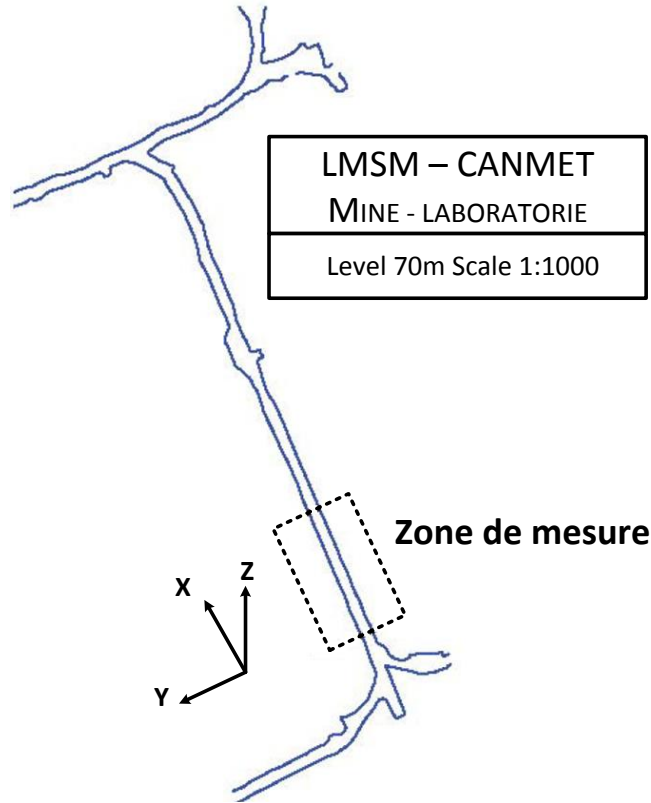


FIGURE 4.2 – Plan de la galerie souterraine au niveau 70 m.

la largeur de bande B choisie a été de 2.16 GHz autour d'une fréquence centrale de 58.32 GHz. Cette bande de mesure a été sélectionnée pour correspondre au canal 1 de la norme IEEE 802.15.3c, entre 57.24 GHz à 59.4 GHz. Cette bande de fréquence, à l'intérieur de laquelle les échantillons de la fonction de transfert du canal sont pris, définit la résolution T_e qu'on peut obtenir dans le domaine temporel :

$$T_e = \frac{1}{B} = 0.462 \text{ ns} \quad (4.1)$$

Le paramètre de diffusion S_{21} a été mesuré en utilisant le VNA pour la transmission de $N_f = 2000$ sinusoides à des fréquences discrètes. La largeur de bande totale est échantillonnée en utilisant un espacement de fréquence égal, comme le montre la figure 4.4. Chaque balayage du VNA était composé de N_f points ou échantillons complexes espacés de $f_s = 1.08 \text{ MHz}$ l'un par rapport à l'autre (2.16 GHz divisé par 2000 points). L'inverse de f_s fournit le délai temporel maximal mesurable du canal, τ_M :

$$f_s = \frac{B}{N_f} = 1.08 \text{ MHz}, \quad \tau_M = \frac{1}{f_s} = 925.9 \text{ ns} \quad (4.2)$$



(a) Niveau 40 m.



(b) Niveau 70 m.

FIGURE 4.3 – Parties de la mine CANMET où les mesures du canal à ondes millimétriques ont été effectuées.

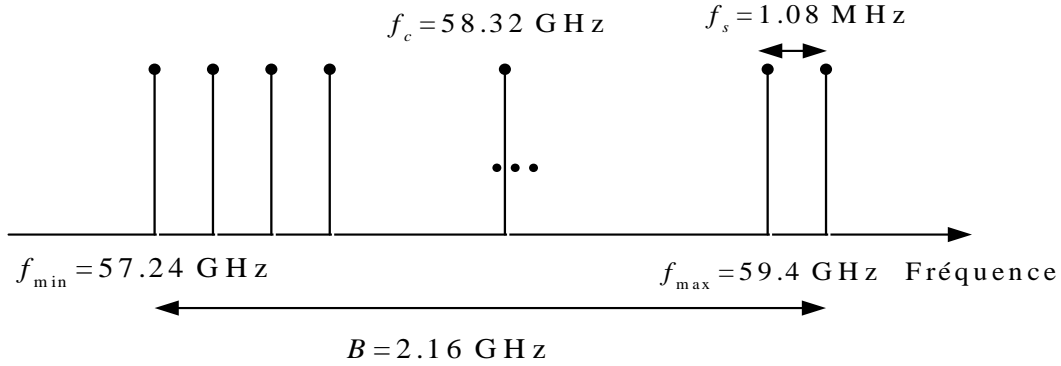


FIGURE 4.4 – Technique de mesure dans le domaine des fréquences.

La seconde composante importante lors des mesures à large bande est l’amplificateur. Divers amplificateurs ont été utilisés dans le montage expérimental, dont les caractéristiques principales se résumaient à la bande de fréquence d’opération, au gain, à la puissance maximale de sortie et à la puissance maximale d’entrée, représentant un facteur important pour éviter le dommage à l’amplificateur. Un amplificateur de puissance (CBM 57653/015-03 CERNEX) a été utilisé avec un gain de 30 dB. Aussi, un amplificateur à faible bruit (CBL 57653/055-01 CERNEX) a été utilisé avec un gain de 30 dB. À cause de la grande perte après 9 m du câble à 60 GHz, un deuxième amplificateur à faible bruit a été utilisé avec un gain de 18 dB, comme le montre la figure 4.5. La puissance de transmission a été fixée à 4 dBm.

Durant la campagne de mesures dans la mine, à cause des parois rugueuses des murs, l’idéal est d’avoir une antenne omni à l’émission et une antenne omni à la réception. Cependant, nous n’avons pas eu accès à deux antennes omni durant la campagne de mesures; nous avons deux antennes directives (cornet) et une antenne omni. Dans ce contexte, nous avons vérifié, pour chacune des galeries, quelle configuration omni-directive donnait le maximum de puissance à la réception. Au niveau 40 m, la configuration d’une antenne omni à l’émission nous a donné les meilleures performances. Ce résultat peut être expliqué par la grande dimension de la galerie au niveau 40 m. La mine au niveau 70 m est plus étroite qu’au niveau 40 m. La configuration d’une antenne directive à l’émission dans une grande galerie diminue la contribution des trajets multiples à la réception. C’est pourquoi, au niveau 70 m, nous avons trouvé que cette configuration a donné de meilleures performances.

Ben Mabrouk el al. [15] ont effectué des mesures dans la même mine avec une configuration omni-omni. En ce sens, nos mesures avec les configurations directive-directive, omni-directive et directive-omni (émetteur-récepteur) sont donc complémentaires. Le

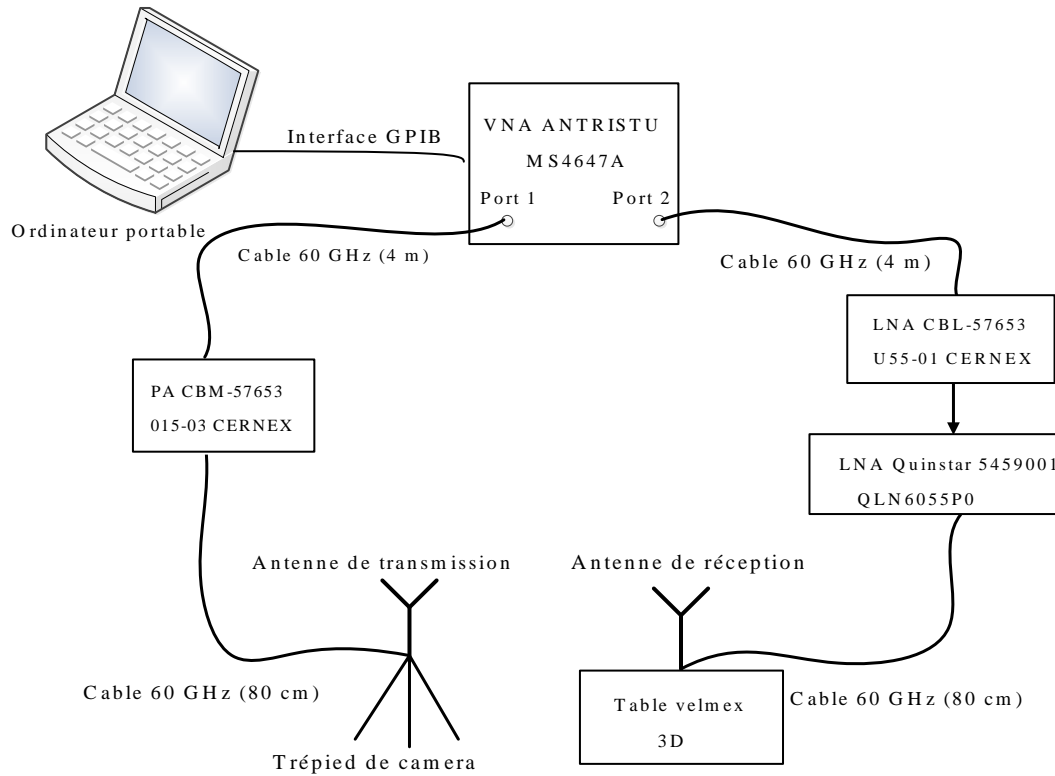


FIGURE 4.5 – Montage expérimental utilisé pour les mesures à bande large.

système de mesure est donc composé soit de deux antennes directives à l'émission et à la réception avec un gain de 24 dB pour chacune, ou d'une antenne omnidirectionnelle ou directive à l'émission et une antenne directive ou omnidirectionnelle à la réception avec 3 dB de gain pour l'antenne omni. Le tableau 4.1 récapitule les paramètres utilisés dans notre campagne de mesures dans la mine CANMET et dans le laboratoire CANMET. Le canal a été maintenu statique pendant toute la durée des mesures. Également, afin de réduire les effets de la pente du sol sur les mesures, un laser a été utilisé pour s'assurer que les antennes émettrices et réceptrices soient toujours alignées.

Les deux antennes à l'émission et à la réception ont été placées dans le milieu de la galerie, à une hauteur de 1.5 m. Le niveau de bruit de fond était de -107 dBm. Ce bruit a été mesuré directement à partir du VNA. L'acquisition des données a été réalisée par la connexion d'un ordinateur au VNA via une interface GPIB. Un programme Labview a été utilisé pour contrôler la procédure de l'ensemble des mesures.

Niveaux des mesures	40 m, 70 m, laboratoire
Gamme de fréquence	57.24 GHz-59.4 GHz
Largeur de bande	2.16 GHz
Puissance de transmission	4 dBm
Hauteur des antennes	~ 1.5 m
Nombre de point de balayage	2000
Résolution fréquentielle	$f_s = 1.08$ MHz
Résolution temporelle	$T_e = 0.462$ ns
Analyseur de réseau	ANRITSU MS 4647A 40 MHz-70 GHz
Gain de l'amplificateur de puissance	30 dB
Gains des amplificateurs à faible bruit	18 dB et 30 dB
Antenne cornet pyramidale (D)	Gain 24 dBi, HPBW 12°
Antenne omnidirectionnelle (O)	Gain 3 dBi
Scénarios de mesure	D-D, O-D et D-O
Polarisation	HH et VV
Atténuation du câble à 60 GHz	~ 8 dB/m

Tableau 4.1 – Paramètres de mesures du canal minier à 60 GHz.

4.4.1 Système de positionnement

Un des défis que nous avons eu durant la campagne de mesure a été le déplacement de l'antenne de réception selon la longueur de la galerie pour caractériser le canal à grande échelle. Un autre défi a été de déplacer l'antenne de réception autour d'un point pour caractériser le canal à petite échelle. Le déplacement de l'antenne à grande et à petite échelles dépend de la longueur d'onde [24]. À grande échelle, il faut la déplacer par 40λ ; à petite échelle il faut la déplacer autour d'un point par $\lambda/2$ [24]. À cause de la petite longueur d'onde (5 mm), la prise de mesures précises est difficile. L'antenne d'émission restant fixe durant la mesure, celle-ci pouvait être orientée manuellement en utilisant un trépied de caméra. À la réception, l'antenne est montée sur un système de positionnement automatique dans le but de pouvoir la déplacer précisément pour l'étude du canal à grande et à petite échelles.

La solution proposée pour résoudre ce problème est d'utiliser un robot à la réception. Ce robot est une table Velmex [79]. Cette table est très précise; elle nous a permis de déplacer l'antenne avec une précision de 2.5 mm. Aussi, elle nous a permis de réaliser des mesures à petite échelle en trois dimensions. La table Velmex permet la translation selon les deux axes du plan horizontal, l'axe X qui est dirigé selon la longueur de la galerie et, l'axe Y qui suit la largeur de la galerie, et selon l'axe Z du plan vertical. Comme le montre la figure 4.6, la table Velmex est composée de trois moteurs; un nous

permettant de déplacer l'antenne selon X , un selon Y et le troisième nous permettant de déplacer l'antenne verticalement selon Z . La table est contrôlée à distance par un programme Matlab que nous avons développé.

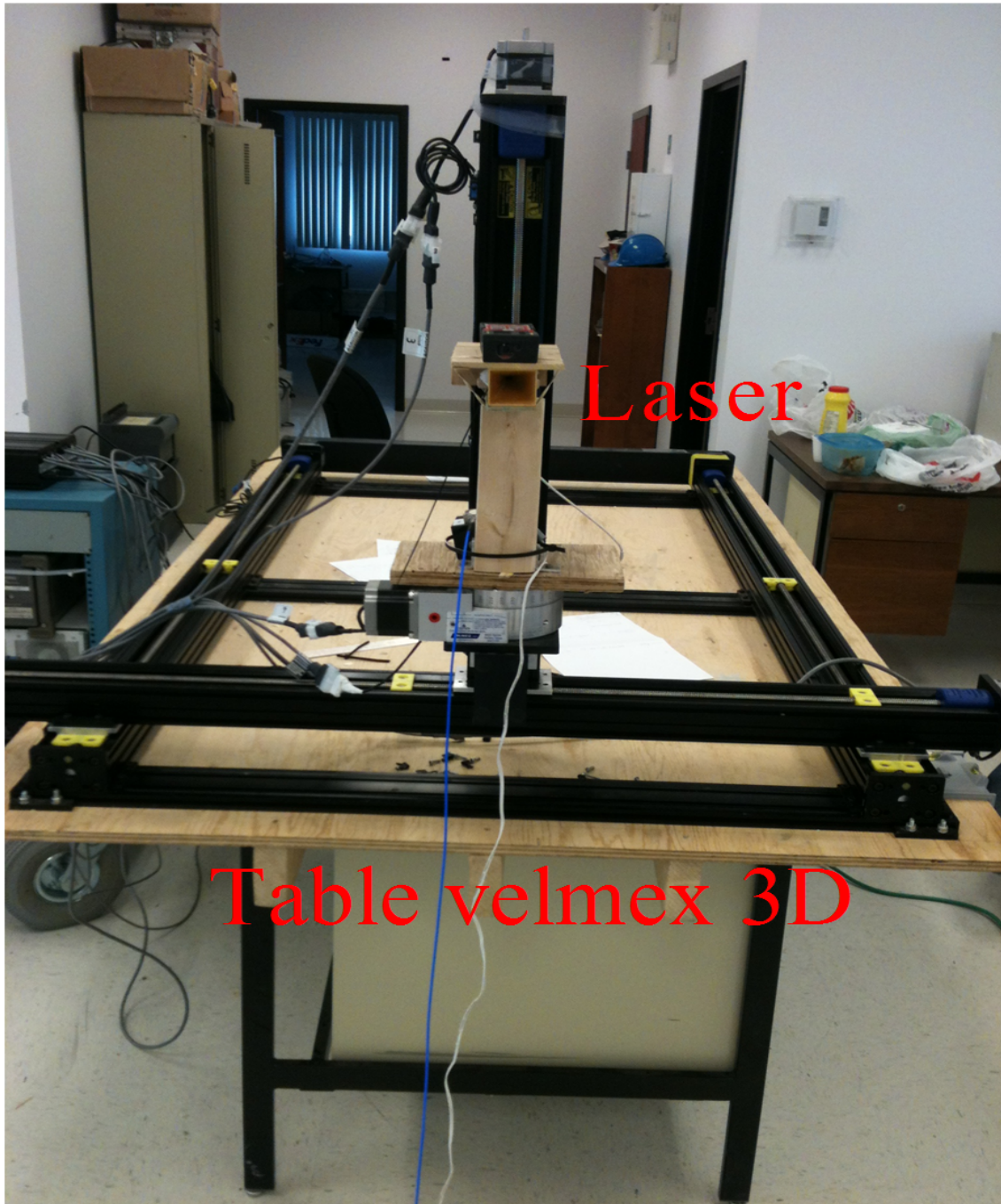


FIGURE 4.6 – Montage expérimental dans le laboratoire.

4.4.2 Scénarios de mesures

Comme nous l'avons vu, nous voulons caractériser le canal dans deux contextes, soit à petite et à grande échelles. Cependant, pour des raisons pratiques dues à l'horaire du travail dans la mine, et le temps dont nous disposons pour avoir accès à la mine, nous n'avons pas effectué les deux séries (à grande et à petite échelle) en parallèle sur le même montage expérimental ; deux montages différents ont été adoptés pour réaliser les deux séries mentionnées plus haut.

Nous avons décomposé la campagne de mesure en deux séries de mesures, ayant chacune ses propres objectifs :

- La première série a été consacrée à des mesures à grande échelle.
- La seconde série a été consacrée à des mesures à petite échelle.

Chaque série de mesures se compose de plusieurs scénarios de mesures. Chaque scénario réalise une combinaison d'antenne avec une polarisation HH ou VV. Le diagramme à la figure 4.7 illustre les scénarios effectués dans chaque série dans notre campagne de mesures. L'étude de la polarisation ne faisait pas partie de notre travail de recherche à petite échelle. Dans ce contexte, nous avons essayé toutes les polarisations et choisi celle qui nous donnait les meilleurs résultats dans chaque série. Les combinaisons de polarisation qui nous ont données le maximum de puissance à la réception ont été adoptées. Les combinaisons de polarisations choisies pour chaque série sont illustrées à la figure 4.7.

4.5 Mesures à grande échelle

Dans ces mesures, nous nous intéressons à la caractérisation du canal de propagation à ondes millimétriques à grande échelle dans la mine. Dans ce contexte, nous avons réalisé un protocole de mesure pour obtenir les paramètres du canal à grande échelle, soit l'indice d'atténuation n et le paramètre de shadow fading. Ce protocole a été utilisé dans les deux galeries, 40 m et 70 m, et pour plusieurs combinaisons d'antennes, D-D à 40 m et 70 m, D-O à 70 m et O-D à 40 m. Les mesures ont été prises pour les différentes combinaisons des antennes en considérant les polarisations des antennes (HH et VV). Au total, nous avons effectué quatre séries de mesures à grande échelle dans chaque galerie, pour chaque scénario de deux polarisations D-D (HH, VV), D-O (HH, VV), O-D (HH, VV).

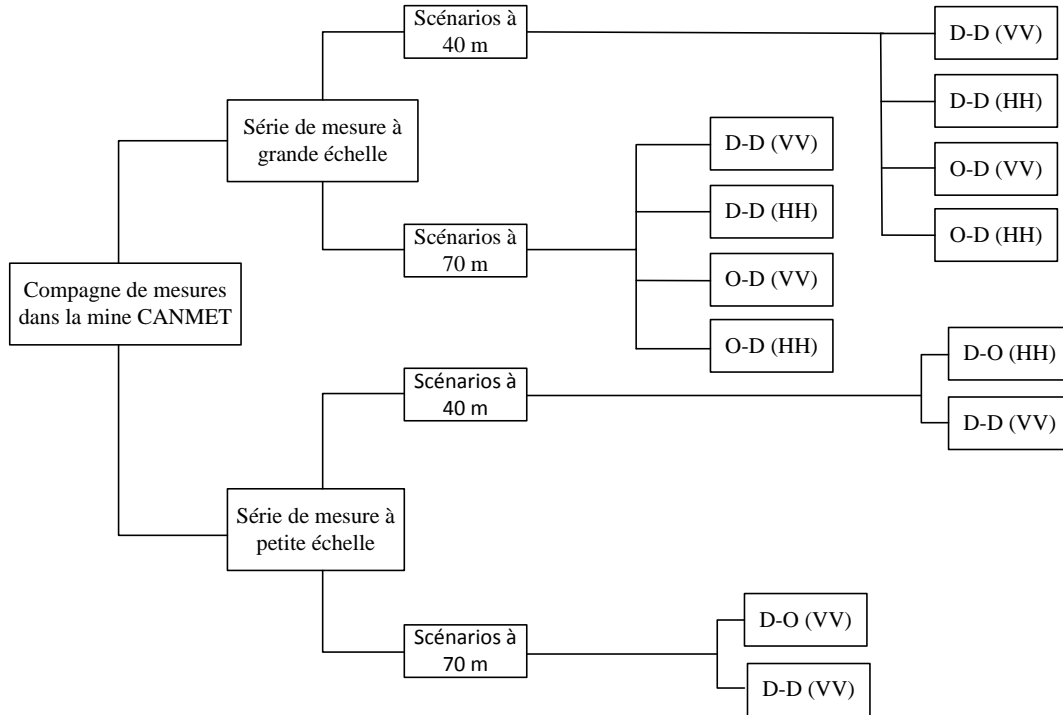


FIGURE 4.7 – Scénarios de mesures effectuées dans la mine CANMET.

Dans chaque série de mesures, l’antenne à l’émission a été fixée sur un trépied de caméra. Ensuite, nous avons placé la table Velmex à 1 m de l’antenne d’émission. Sur la table Velmex, les mesures ont été prises à 8 déplacements séparés par $40 \lambda = 20$ cm couvrant 1.4 m du 1.6 m correspondant à la longueur de la table Velmex. La position de l’antenne du récepteur sur la table Velmex à chaque emplacement de mesure (chaque $40 \lambda = 20$ cm) a été changée trois fois selon X , séparé par une moitié de longueur d’onde ($\lambda/2 = 2.5$ mm), comme le montre la figure 4.8. À chaque point de mesure, 15 mesures ont été prises pour augmenter la fiabilité des données mesurées (soit 45 mesures à chaque 40λ).

Lorsque l’antenne de réception se rendait à 2.4 m sur la table Velmex, nous avons déplacé la table Velmex de 1.6 m correspond à la longueur de la table pour garder la continuité des mesures, comme le montre la figure 4.8. Donc, après le déplacement de la table, le premier point de la deuxième position de la table se situait à 2.6 m. Une fois les 8 mesures de la deuxième position de la table prises, nous avons déplacé la table une deuxième fois de 1.6 m et suivi les mêmes démarches que pour la deuxième position. Au bout de la troisième position de la table, la distance entre les deux antennes était de 5.6 m. La première mesure de la quatrième position de la table était à 5.8 m. À la fin de cette position de la table, nous étions rendus à 7.2 m.

À cause de la longueur des câbles utilisés, il était difficile d’aller plus loin. Pour cette raison, nous n’avons pas déplacé la table Velmex plus de trois fois. Pour les quatre positions de la table, nous avons obtenu $(45 \times 8) \times 4 = 1440$ mesures, correspondant aux 32 emplacements de mesure (96 points de mesure). Le paramètre de diffusion, S_{21} , a été obtenue pour les 96 points de mesure pour chaque scénario aux niveau 40 m et 70 m.

4.5.1 Calibration des mesures

Les paramètres du canal à grande et à petite échelles ne devraient pas dépendre des éléments de la chaîne de mesure, comme le gain et le diagramme de rayonnement des antennes, la perte dans les câbles utilisés et les gains des amplificateurs à l’émission et à la réception. Nous devons donc annuler l’effet des éléments de la chaîne de mesures. Cette annulation peut se faire en normalisant toutes les mesures obtenues à différentes distances avec la mesure obtenu à une distance de référence. La distance de référence devrait être dans le champ lointain de l’ouverture de l’antenne de l’émetteur, et donc être liée à la longueur d’onde de la fréquence porteuse. Le champ lointain est fonction de la dimension de l’antenne utilisée et de la longueur d’onde [24]. La distance minimale r_{\min} pour être dans le champ lointain a été calculé par :

$$r_{\min} = \frac{2D^2}{\lambda} \quad (4.3)$$

où D est la plus grande dimension de l’antenne et λ est la longueur d’onde. Pour nos mesures, r_{\min} pour les antennes directive et omni étaient 0.83 m et 0.58 m, respectivement ; nous avons donc fixé la distance de référence à 1 m. Cette distance de référence est également utilisée pour le post-traitement des réponses impulsionnelles du canal. La technique de calibration utilisée est nommé technique de filtrage inverse [80] et nous l’expliquons brièvement dans la suite.

Soit $s(t)$ le signal transmis. Ce signal est affecté par le système de mesure et l’antenne d’émission avant d’entrer dans le canal. Le signal reçu, $r(t)$, est modélisé comme suit :

$$r(t) = s(t) * h_{\text{sys}}(t) * h(t) \quad (4.4)$$

où $h_{\text{sys}}(t)$ est la réponse impulsionnelle du système de mesure et inclut les réponses impulsionnelles des antennes à l’émission et à la réception, $h(t)$ est la réponse impulsionnelle du canal et $*$ dénote l’opération de convolution. La réponse impulsionnelle du canal dans l’espace libre, sans réflexions et obstructions, se compose d’une seule voie modélisée par une atténuation et un retard égal au temps de vol du signal entre

l'antenne d'émission et l'antenne de réception. Nous pouvons enregistrer un signal reçu à une distance de référence dans l'espace libre. À une distance de 1 m, on mesure un signal de référence, $r_{\text{ref}}(t)$, modélisé comme :

$$r_{\text{ref}}(t) = s(t) * h_{\text{sys}}(t) \quad (4.5)$$

de sorte que le signal reçu à n'importe quelle distance est donné par :

$$r(t) = h_{\text{sys}}(t) * h(t) \quad (4.6)$$

Dans le domaine des fréquences, nous pouvons obtenir la réponse en fréquence du canal $H(f)$:

$$H(f) = \frac{R(f)}{R_{\text{ref}}(f)} \quad (4.7)$$

La réponse impulsionnelle du canal est ensuite obtenue en utilisant la transformée de Fourier inverse de $H(f)$. Comme nous avons expliqué au chapitre 2, le VNA mesure le paramètre de diffusion $S_{21}(d, f_k)$ pour une fréquence donnée f_k et à une distance d . Ce paramètre représente la réponse en fréquence de tout le système de mesure incluant le canal de propagation.

Après la calibration de $S_{21}(d, f_k)$ on enlève tous les effets du système, d'où la réponse en fréquence du canal en fonction de la distance pouvant s'écrire comme :

$$H(d, f_k) = \frac{S_{21}(d, f_k)}{S_{21}(1 \text{ m}, f_k)} \quad (4.8)$$

où $H(d, f_k)$ est la réponse en fréquence du canal à la distance d et à la fréquence f_k , $S_{21}(d, f_k)$ est le paramètre de diffusion pour la fréquence f_k et à la distance d .

4.5.2 Réponses fréquentielles

La réponse en fréquence du canal est la base de tous les calculs pour obtenir les paramètres du canal. La réponse impulsionnelle du canal est donnée par la transformée de Fourier inverse de la réponse en fréquence du canal et la perte de propagation est donnée par (2.18) en utilisant la réponse en fréquence du canal, d'où l'importance de cette dernière. La réponse fréquentielle du canal, $H(d, f_k)$, est obtenue après la calibration de la fonction du transfert $S_{21}(d, f_k)$ mesurée par le VNA comme nous l'avons vu plus haut.

Pour chaque point de mesure, la moyenne temporelle d'un ensemble de quinze mesures, correspondant à des temps d'observation différents, a été appliquée pour garantir la

répétitivité des mesures dans le canal, en termes temporels (élimination des petites variations temporelles du canal). Comme nous l'avons expliqué et comme le montre la figure 4.8, la position de l'antenne du récepteur a été changée trois fois selon X à chaque point de mesure pour obtenir des mesure plus précise. La fonction de transfert pour chaque point est alors la moyenne de toutes les mesures prises pour les trois points soit 45 mesures.

La figure 4.9 présente un exemple de l'amplitude de la réponse en fréquence du canal minier dans les deux galeries, à une distance de 3 m. Cet exemple considère la polarisation verticale-verticale (VV) pour le scénario directive-directive (D-D). Cette figure montre des évanouissements dans les courbes des réponses fréquentielles, illustrant la sélectivité fréquentielle dans les galeries souterraines.

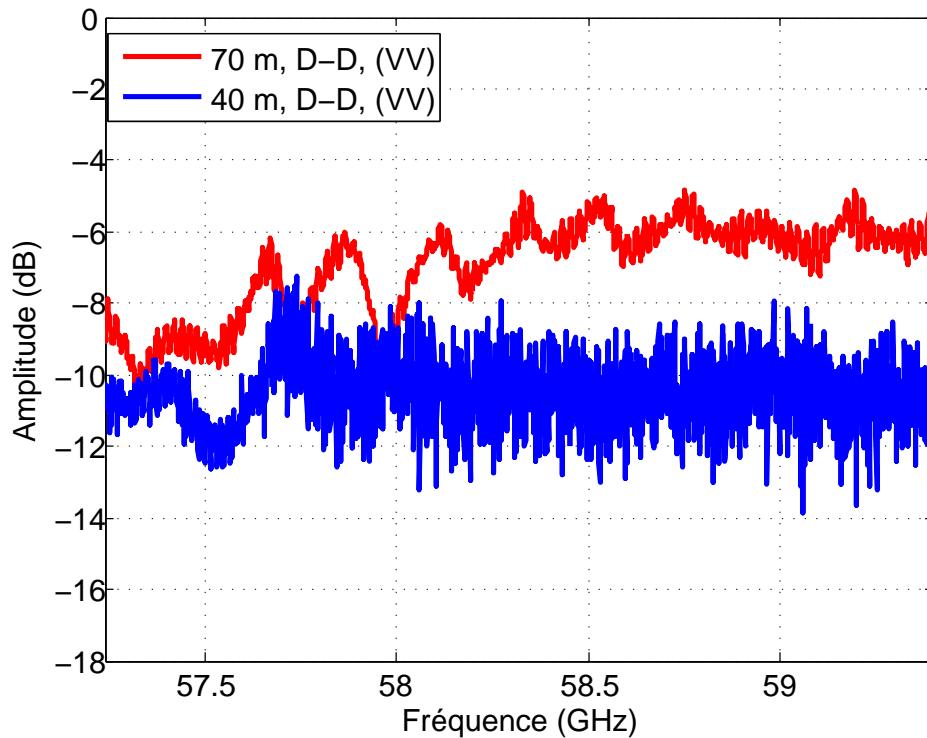


FIGURE 4.9 – Exemple d'amplitude de la réponse en fréquence du canal minier.

Les réponses fréquentielles du canal minier dans les deux galeries montrent que le canal est plus dispersé à 40 m par rapport à la galerie à 70 m. La grande dimension de la galerie et la rugosité des murs peuvent provoquer cette forte dispersion du signal dans le canal. En outre, la figure 4.9 montre que l'atténuation du canal est plus élevée au niveau 40 m. Cette atténuation pourrait s'expliquer par les phénomènes de propagation dans la mine, soit la réflexion, la diffraction et la diffusion. Ces phénomènes provoquent

des changements de la phase du signal, d'où la puissance pouvant être ajoutée destructivement ou constructivement au niveau du récepteur.

4.5.3 Pertes de propagation (path loss) et shadow fading dans la mine

En employant les formules théoriques vues dans le chapitre 2, nous avons déterminé les paramètres du canal à ondes millimétriques à grandes échelle, soit l'indice de la perte de propagation et le shadow fading pour les profondeurs 40 m et 70 m de la mine CANMET.

Pertes de propagation

Lorsqu'un signal traverse un média, il subit les effets de celui-ci. L'affaiblissement de puissance représente l'atténuation de la puissance du signal reçu par rapport au signal émis. C'est un paramètre essentiel lors du dimensionnement d'un système de communications. Il permet entre autres de déterminer la couverture radio du système. La perte de puissance dépend de la distance. Le VNA a mesuré le rapport entre les tensions émises et reçues. Cet rapport est donné par le paramètre de diffusion : $S_{21} = \frac{V_r}{V_t}$. Tel que mentionné au chapitre 2, l'atténuation en puissance du système est donnée par :

$$L(d) = L_{\text{mes}} + PL(d) \quad (4.9)$$

où L_{mes} est l'atténuation causée par les équipements de mesures et $PL(d)$ est l'atténuation de propagation du canal. En utilisant les mesure du paramètre $S_{21}(d, f_k)$ aux différentes fréquences échantillonnées et selon la distance d , l'atténuation du système de mesure complet, avec l'atténuation du canal, peut s'écrire comme :

$$L(d) \text{ [dB]} = 10 \log_{10} \left[\frac{1}{N_f} \sum_{k=1}^{N_f} |(S_{21}(d, f_k))|^2 \right] \quad (4.10)$$

Après avoir éliminé l'effet du système de mesures en normalisant à 1 m, L_{mes} est supposé égal à 0. En utilisant les données mesurées de la réponse fréquentielle du canal, l'atténuation du canal à une distance d , peut être estimée en utilisant l'équation suivante :

$$PL(d) = -10 \log_{10} \left[\frac{1}{N_f M} \sum_{k=1}^{N_f} \sum_{j=1}^M |H_j(d, f_k)|^2 \right] \quad (4.11)$$

où $H_j(d, f_k)$ est la j -ème réponse fréquentielle du canal à la distance d et à la fréquence f_k , N_f est le nombre de fréquences établi à partir de la largeur de bande ($N_f = 2000$)

et M est le nombre de mesures prises à une position donnée ($M = 3 \times 15 = 45$). La perte de propagation à grande échelle pour toute distance arbitraire entre l'émetteur et le récepteur peut être modélisée par une variable aléatoire lognormale (normale en dB), en fonction de la distance entre les deux antennes et de l'indice de perte de puissance n [24]. La perte de puissance est généralement définie par (2.20) au chapitre 2.

$$PL(d) = PL(d_0) + 10n \log_{10} \left(\frac{d}{d_0} \right) + S(d) \quad (4.12)$$

où n est l'indice de perte de puissance qui vaut 2 en espace libre et $S(d)$ est le shadow fading. La perte de puissance à la distance de référence $d_0 = 1$ m, $PL(d_0)$, est donnée par (2.21) et est égale à 68 dB. Après avoir calculé la perte de propagation à chaque distance par l'équation (4.11), nous avons ajouté la perte de propagation à 1 m aux valeurs de perte à chaque distance, soit 68 dB. L'indice de perte de propagation se calcule par la méthode de régression linéaire sur la perte de puissance à chaque distance [24]. Les résultats de perte de propagation pour les mesures effectuées à différents niveaux de la mine (40 et 70) et avec différentes configurations, sont présentés aux figures 4.10 et 4.11.

Le tableau 4.2 récapitule les résultats d'indice de perte de propagation n . Nos résultats sont similaires aux résultats obtenus dans des environnements intérieurs comme les couloirs. Les résultats publiés sur l'indice de perte de propagation pour les différentes sortes de milieux intérieurs sont entre 1.4 et 1.8 [81]. Les résultats à 70 m sont dans cette gamme. Concernant le scénario D-D avec polarisation HH à 40 m et le laboratoire avec polarisation HH, la grande taille de la galerie rend l'indice de perte plus proche de la valeur de n dans l'espace libre. Cependant, les résultats du scénario O-D à 40 m sont similaires aux résultats trouvés pour une salle de conférence et un bureau [81].

Scénarios de mesure	VV		HH	
	n	σ_S [dB]	n	σ_S [dB]
40 m, (D-D)	1.82	1.8	2.01	1.1
40 m, (O-D)	1.53	1.5	1.28	1.5
70 m, (D-D)	1.45	1.1	1.07	2
70 m, (D-O)	1.57	0.6	1.41	1.5
Laboratoire, (D-D)	1.15	1.7	2.3	2.8

Tableau 4.2 – σ_S et n pour différents environnements.

D'après le tableau 4.2 , nous pouvons noter les points suivants :

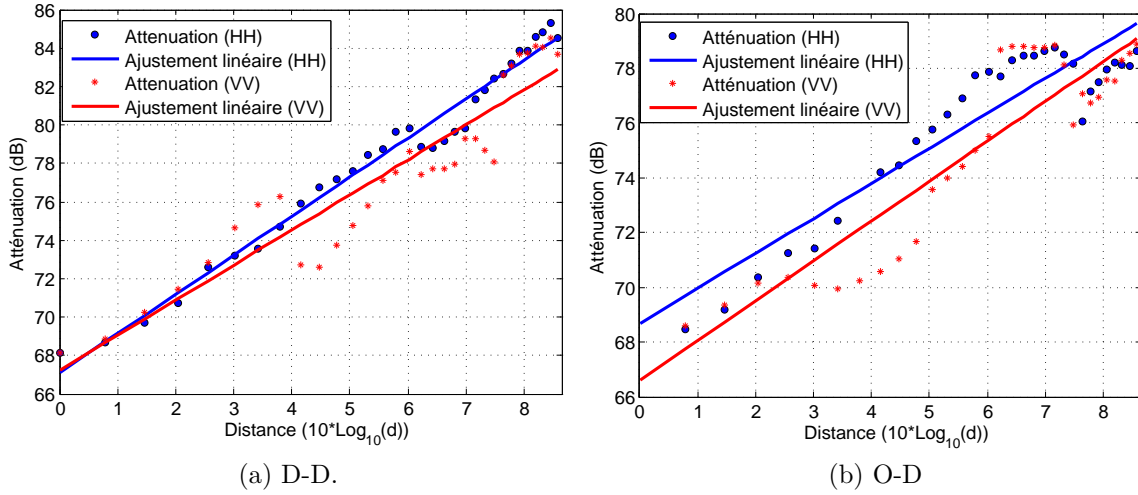


FIGURE 4.10 – Perte de propagation en fonction de la distance au niveau 40 m.

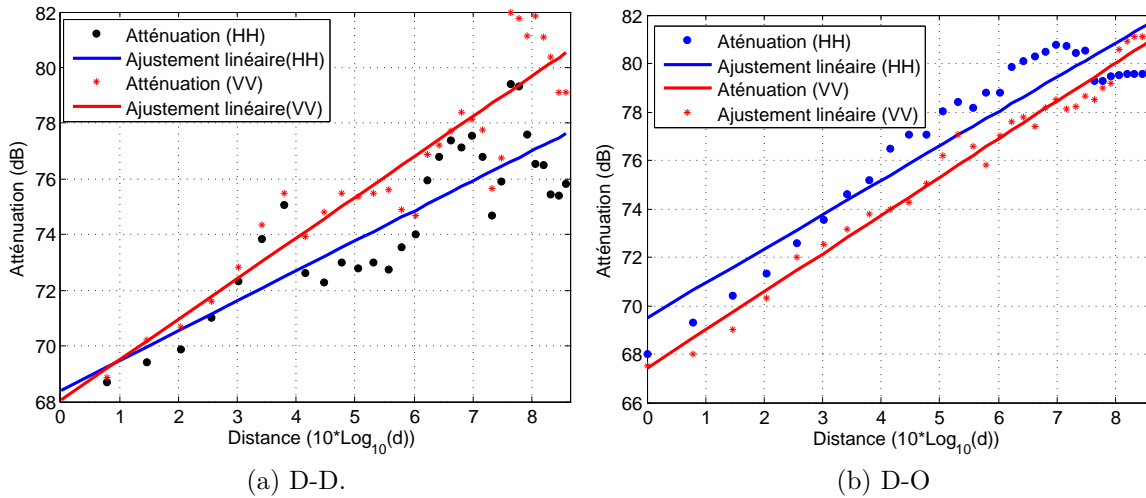


FIGURE 4.11 – Perte de propagation en fonction de la distance au niveau 70 m.

1) Effet des dimensions des galeries

- Au niveau 70 m, la largeur de la galerie est plus petite que celle à 40 m, ce qui augmente l'effet des phénomènes de propagation, surtout la réflexion et la diffusion. Ces phénomènes produisent des trajets multiples qui peuvent s'ajouter d'une manière constructive à l'émission, ce qui explique que les valeurs de n pour la polarisation VV sont inférieurs à 2 à cause de l'existence de l'antenne omni.
- Les indices de propagation obtenus au niveau 40 m sont plus grands que ceux obtenus au niveau 70 m pour les scénarios D-D (VV) et D-D (HH). En fait, la galerie à 70 m est plus étroite, ce qui produit des trajets multiples.

Ces trajets peuvent contribuer en augmentant la puissance à la réception.

2) Effet de guide d'onde

- Les valeurs d'indice de perte de puissance obtenus dans les deux environnements sont plus petites que la valeur relative dans l'espace libre, c'est-à-dire $n < 2$. D'après ce résultat, nous pouvons en conclure que la couverture radio des systèmes de communication sans fil dans les mines souterraines est meilleure que dans l'espace libre pour les applications qui ne demande pas une grande distance entre les antennes. Ces résultats peuvent s'expliquer par l'effet de guide d'onde, où le trajet direct et un nombre de trajets multiples produits par les phénomènes de propagations, réflexions, dispersions et réfractions viennent se combiner de façon cohérente au récepteur.
- Les signaux générés par les phénomènes de propagation ne sont pas nombreux au niveau 40 m, d'où l'effet de guide d'onde qui n'est pas dominant dans cette galerie. Cependant, au niveau 70 m, le nombre de trajets multiples produits par les phénomènes de propagation sont plus élevés. Ces trajets peuvent s'additionner de manière constructive ou destructive à la réception.

3) Effet du changement de la polarisation des antennes

- L'indice de la perte de propagation pour le scénario D-D (VV) est plus petit que celui de D-D (HH) au niveau 40 m. Ce résultat peut être expliqué par le diagramme de rayonnement de l'antenne directive illustré à la figure 4.12. Ce diagramme a été obtenu par les techniciens de l'École Polytechnique de Montréal dans une chambre anéchoïque avant de commencer la campagne de mesures. Ce diagramme montre que l'antenne directive a une polarisation verticale avec une largeur de faisceau égale à 12° à 3 dB, ce qui explique la grande atténuation pour le scénario D-D (HH) au niveau 40 m.
- Au niveau 40 m, l'atténuation pour le scénario D-D (HH) est plus grande que celle pour le scénario D-D (VV). En fait, l'antenne est plus directive avec une polarisation verticale qu'avec une polarisation horizontale, comme le montre la figure 4.12, ce qui explique l'atténuation pour la polarisation HH.

4) Effet de l'utilisation de l'antenne omni

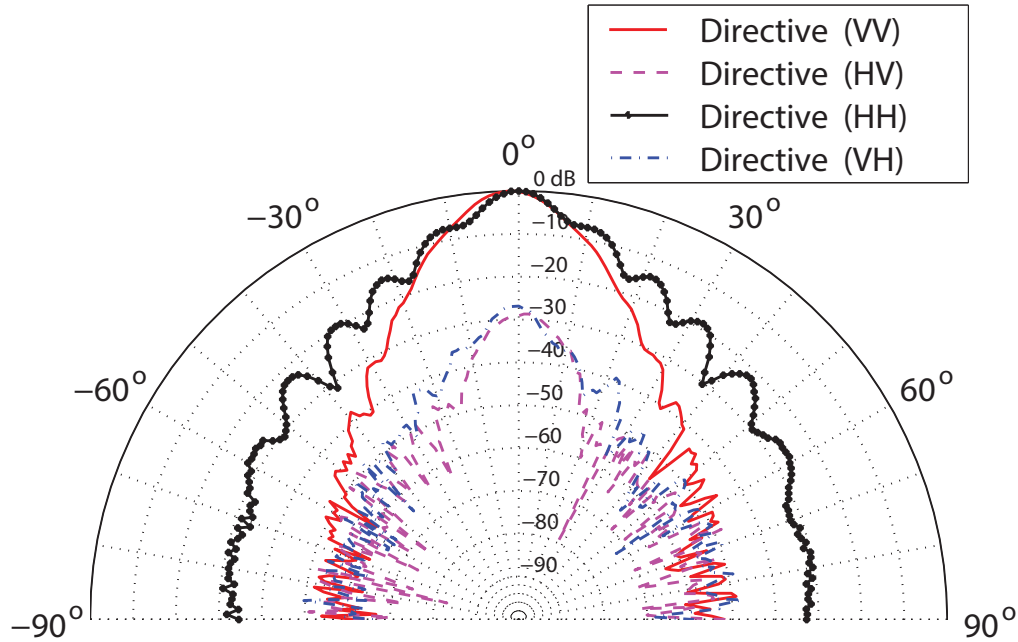


FIGURE 4.12 – Diagramme de rayonnement de l'antenne directive.

- En utilisant une antenne omni à l'émission au niveau 40 m, nous avons pu capter le maximum de trajets malgré qu'ils ne soient pas nombreux au niveau 40 m à cause de la largeur de cette galerie (5 m). Pour cette raison, les valeurs d'indice de la perte de propagation obtenues pour les scénarios O-D (HH) et O-D (VV) sont plus petites que celle pour les scénarios D-D (HH) et D-D (VV).
- En utilisant une antenne omni à la réception (scenario D-O) au niveau 70 m, le signal subira une atténuation supérieure que pour le scénario D-D avec l'augmentation de la distance et pour les deux polarisations HH et VV. Cette atténuation peut être expliquée par la directivité faible de l'antenne omni. D'un autre côté, le fait d'utiliser une antenne omni à la réception nous a permis de recevoir un grand nombre de trajets parce que cette galerie est plus étroite (3 m). Ces trajets peuvent s'additionner d'une manière constructive ou destructive à la réception. Lorsque les trajets s'additionnent d'une manière destructive, on perd plus de puissance à la réception.

Enfin, nous avons remarqué que les valeurs de l'indice de la perte de propagation n diminue avec la diminution du diamètre de la galerie dans la mine. Cette question devrait faire l'objet de plus d'études et de mesures dans plusieurs galeries de la mine souterraine. L'étude de la relation entre les dimensions de la galerie et les pertes de propagation dans plusieurs galeries dans la mine aidera à établir un modèle de propagation

appropriée en fonction de la taille de la galerie.

Shadow fading

Le milieu de propagation minier étant varié et divers, la perte de puissance observée à un endroit donné peut s'écarter de sa valeur moyenne. Ce phénomène est appelé effet d'ombre (shadow fading). Ce phénomène a été rapporté par plusieurs mesures [81, 46, 45] et suit généralement une distribution normale en dB. Les objets qui sont plus grand que la longueur d'onde (5 mm) peuvent augmenter l'effet de shadow fading à grande échelle. Dans (2.20), le shadow fading est donné par le terme $S(d)$ qui varie aléatoirement d'un endroit à l'autre dans le canal. L'analyse statistique de la variance du shadow fading, σ_S , pour les différentes configurations est rapportée dans le tableau 4.2.

Les résultats trouvés à 40 m et à 70 m sont proches des résultats trouvés dans des environnements comme les laboratoires et les bureaux [81]. Le test de Kolmogorov-Smirnov (KS) [24], est utilisé pour identifier la distribution statistique qui représente le mieux le shadow fading. Les fonctions de distribution cumulative (CDF) des résidus entre les données mesurées et le résultat de la régression linéaire sont tracées aux figures 4.13 et 4.14. Ces courbes ont été produites pour toutes les configurations envisagées et celles-ci montrent que le shadow fading est caractérisé par une distribution normale en dB, ce qui est conforme à ce qu'on trouve dans la littérature [81, 82, ?, 83, 46, 45].

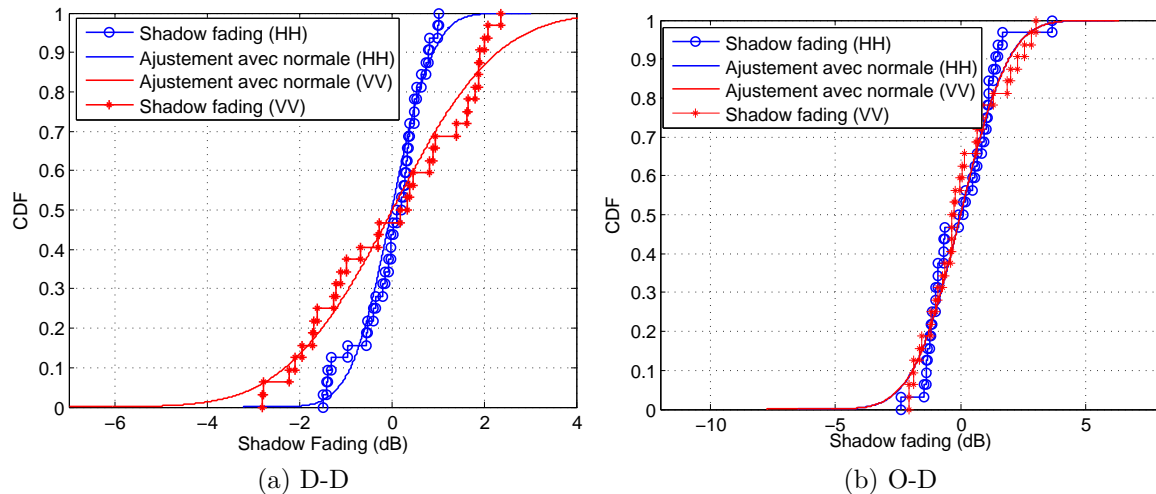


FIGURE 4.13 – Shadow fading ajusté à la distribution normale au niveau 40 m.

Comme nous l'avons expliqué plus haut, le shadow fading caractérise la variation de la puissance reçue autour de sa moyenne en fonction de la distance entre les antennes

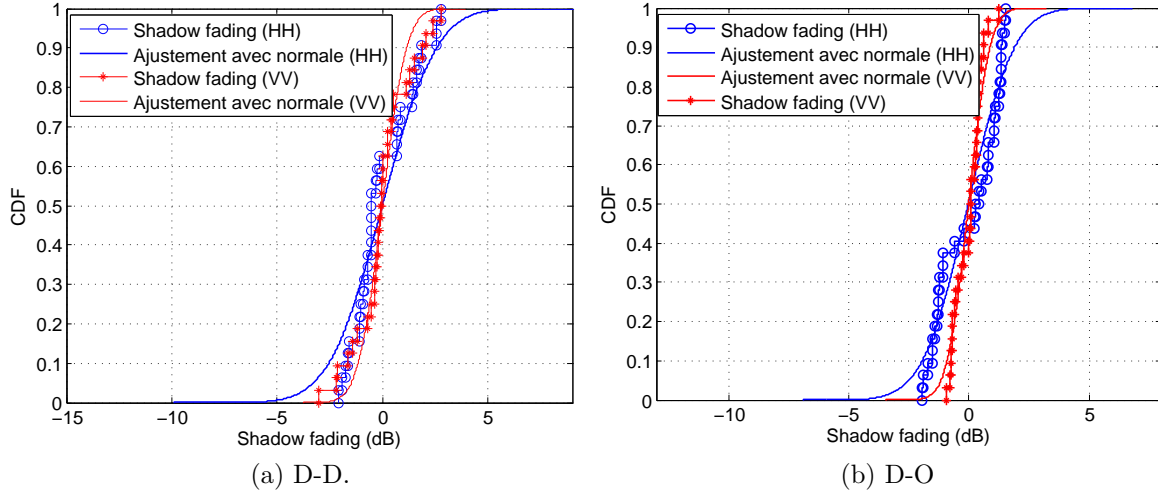


FIGURE 4.14 – Shadow fading ajusté à la distribution normale au niveau 70 m.

d'émission et de réception. Cette variation peut s'observer aux figures 4.10 et 4.11 par la différence entre les mesures et la droite de régression linéaire en fonction de la distance qui sépare les deux antennes. Ces figures montrent que le shadow fading n'est pas important au début des galeries. Après une certaine distance, le shadow fading devient plus fort ; des fluctuations importantes se produisent.

Les valeurs de σ_S récapitulées au tableau 4.2, à 40 m et 70 m, montrent que la directivité de l'antenne du système a un impact significatif pour transmettre le maximum de puissance au récepteur. Les valeurs de shadow fading obtenues dans les deux galeries de la mine montrent que le scénario D-D (VV) donne de meilleurs résultats pour un système de communication sans fil fiable dans la mine, à cause de la directivité d'antenne, une moindre dégradation du signal et moins de shadow fading. Cependant, en changeant la polarisation, le scénario D-D (HH) subit une variation plus élevée que le scénario D-D (VV) dans les deux galeries. Nos résultats montrent aussi que la dimension des galeries joue un rôle important dans l'implémentation d'un système à onde millimétrique dans la mine. À cause des grandes dimensions de la galerie, le signal au niveau 40 m subit une plus grande variation qu'au niveau 70 m pour le scénario D-D (VV). Cependant, il subit moins de variation qu'au niveau 70 m pour le scénario D-D (HH). À cause de la différence de gain entre l'antenne directive et l'antenne omni, soit 21 dB, les antennes omni ne sont pas très efficaces aux ondes millimétriques dans une mine souterraine. Dans ces types d'environnements, l'utilisation des antennes directives minimise la dispersion de puissance causée par les phénomènes de propagation.

4.5.4 Pertes de propagation (path loss) et shadow fading dans le laboratoire

Dans le but de comparer les résultats des scénarios à grande échelle dans la mine et dans un milieu interne, des mesures à grande échelle ont été effectuées dans le laboratoire CANMET. L'antenne d'émission est placée au milieu du laboratoire qui a une longueur égale à 15 m. Le récepteur a été déplacé tous les 40λ à partir de 1 m jusqu'à 5 m avec une ligne de visibilité directe. Seules les antennes directives ont été utilisées avec les polarisations HH et VV dans cette expérience. La figure 4.15 présente les résultats de la perte de propagation et du shadow fading dans le laboratoire.

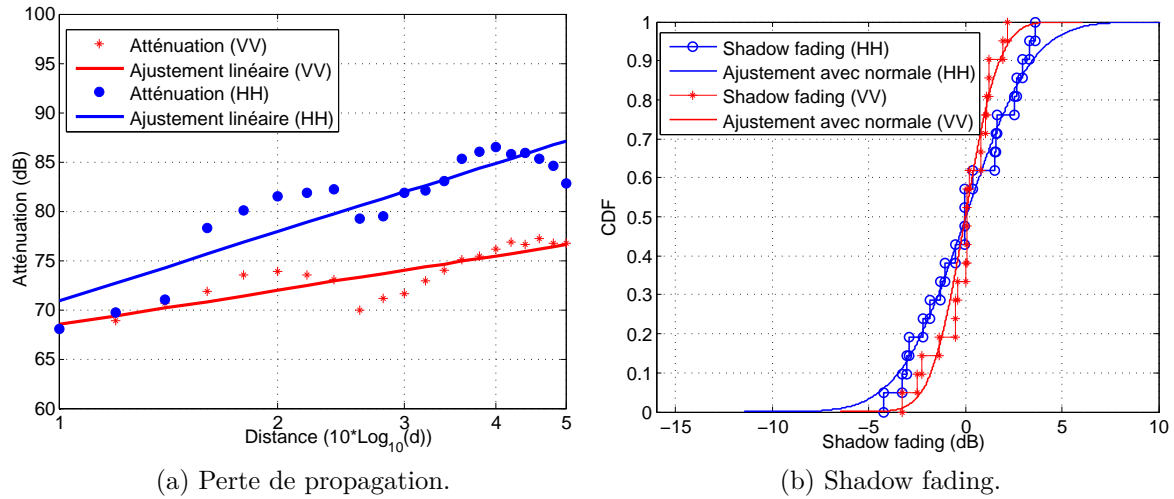


FIGURE 4.15 – Perte de propagation en fonction de la distance et shadow fading ajusté à la distribution normale dans le laboratoire.

Les valeurs de l'indice de la perte de propagation n obtenues dans le laboratoire et rapportées au tableau 4.2 ne ressemblent pas vraiment à celle obtenues dans la mine aux niveaux de 40 m et 70 m. Cependant, la valeur de l'indice de la perte de propagation n trouvé pour le scénario D-D (VV) est proche de celle trouvée pour le scénario D-D (HH) au niveau 70 m. Ces résultats peuvent s'expliquer par l'utilisation d'antennes directives et par la dimension des environnements de mesures. En fait, la dimension approximative du laboratoire était de 3 m de hauteur, 4.5 m de largeur et 15 m de longueur. Le fait de placer l'antenne d'émission au milieu du laboratoire permet à l'antenne de réception de recevoir les trajets venant du mur d'en face.

Les valeurs de σ_S trouvées dans le laboratoire et récapitulées au tableau 4.2 sont élevées surtout pour le scénario D-D (HH). Ces résultats peuvent être expliqués par la

présence d'un grand nombre d'obstacles dans le laboratoire comme les équipements informatiques, une table à manger et une véhicule autonome pour étudier certaines sections dans la mine. Ces obstacle font varier la puissance reçue à cause des réflexions.

4.5.5 Réponses impulsionnelles et profil de retard (PDP)

Les réponse impulsionnelles complexes ont été calculées à partir des réponses fréquentielles $H(d, f_k)$ en utilisant la transformée de Fourier inverse (IFFT) et en considérant une résolution de traitement de $T_e = 0.462$ ns (2000 échantillons dans 926 ns) :

$$h(d, lT_e) = TF^{-1}(H(d, f_k)) \quad (4.13)$$

où d représente la distance entre les antennes d'émission et de réception. Le signal ayant une largeur de bande finie et afin de réduire les effets des lobes secondaires de l'impulsion, un fenêtrage a été appliqué sur le signal. Une fenêtre de Hamming de longueur 2000 a été utilisée pour toutes les mesures. En fait, nous avons essayé plusieurs fenêtres, mais nous avons constaté que la fenêtre de Hamming a une meilleure résolution en amplitude.

Le profil de retard (PDP, power delay profile) est donné par [24] :

$$PDP(d) = |h(d, lT_e)|^2 \quad (4.14)$$

La figure 4.16 illustre un exemple du profil de retard du canal minier pour les deux galeries, 40 m et 70 m, à 3 m de l'antenne d'émission. Comme prévu, le premier chemin correspond à un retard d'environ 10 ns, donc une distance de 3 m. D'après la figure 4.16, la présence de la composante dominante, correspondant au chemin direct, et des composantes multivoies, ayant différents délais de propagation, peuvent être observées. Ces multivoies viennent des phénomènes de propagation dans la mine comme la réflexion, la réfraction et la dispersion. Le profil de retard pour le scénario D-D (VV), aux niveaux 40 m et 70 m est moins dispersé. Cela peut être expliqué par la directivité de l'antenne. Le profil de retard pour les scénarios O-D (VV) et D-O (VV) au niveau 40 m et 70 m, respectivement, est plus dispersé. Cela peut être expliqué par le nombre élevé de trajets multiples généré par l'antenne omni.

La figure 4.16 démontre ce qu'on a trouvé à la section 4.5.2, soit que le canal est plus largement dispersé à 70 m par rapport à la galerie à 40 m. En fait, à 70 m, les trajet multiples ont plus d'énergie. Cependant, au niveau 40 m, le canal est plus proche du canal en espace libre à cause de sa grande dimension.

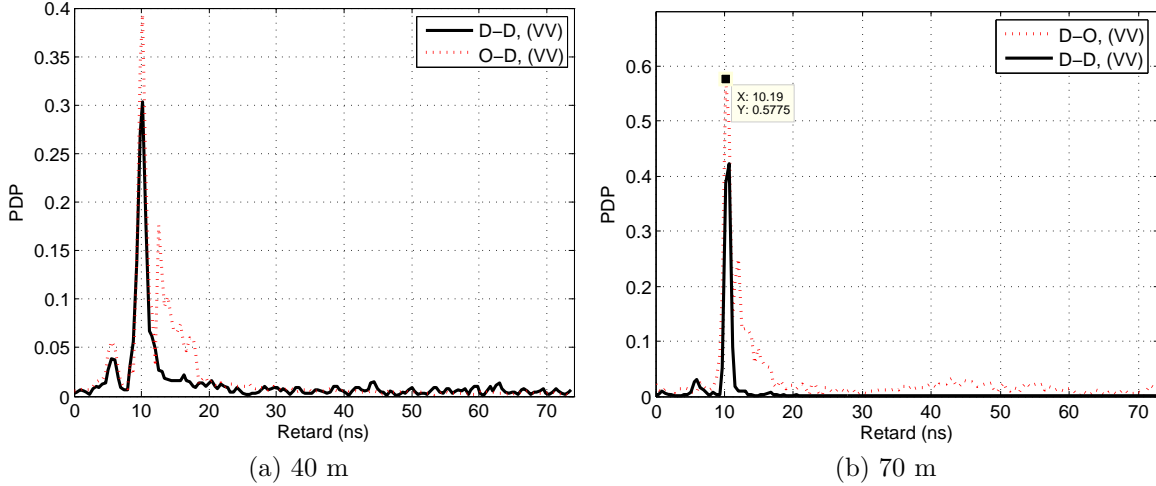


FIGURE 4.16 – Exemple de profils de retard linéaires dans la mine à 3 m.

Recherche des maximums locaux et des points d’inflexion

Dans le but d’obtenir les trajets significatifs à grande échelle dans la mine CANMET, nous avons normalisé le profil de retard (PDP) de chaque canal en divisant par son maximum. En faisant cela, le maximum de puissance est égal à 0 dB. Ensuite, nous avons considéré seulement les trajets tels que la somme des puissances soit plus grande ou égale à 97 % de la puissance totale reçue [80]. Le niveau de coupure qu’il faut choisir doit prendre en considération le niveau de bruit, la quantité de puissance totale reçue et les composantes de trajets multiples correspondantes.

Pour atteindre notre objectif, nous nous sommes basés sur les travaux de Benzakour et al [84], et de Boutin et al. [85]. Dans son travail, Boutin a considéré aussi les points d’inflexion comme des trajets. Dans notre travail et dans le but d’obtenir le maximum de puissance après la coupure, nous avons aussi considéré les points d’inflexion. D’un point de vue pratique, nous avons vérifié plusieurs valeurs de seuil et nous avons adopté celle qui nous permet d’obtenir au moins 97 % de la puissance totale reçue. Dans le but de définir la zone utile dans chaque canal où on a le maximum de puissance, nous avons défini un seuil sur l’axe du temps. Ce seuil doit contenir tous les trajets significatifs. On définit t_S comme le seuil du temps, le profil de retard à ce temps est égal à $PDP_S(t_S)$. Nous avons considéré tous les PDP qui viennent après le temps t_S comme du bruit. Le vecteur de bruit peut donc s’écrire comme :

$$\text{bruit} = \sum_{t=t_S}^{N_f} PDP(t) \quad (4.15)$$

où $N_f = 2000$ est le nombre d’échantillons et t_{LOS} est le retard du trajet direct. Nous

avons fixé t_S à 80 ns. Cette valeur correspond à une distance égale à 24 m pour s'assurer que nous avons couvert tous les trajets entre les antennes.

La figure 4.17 illustre un exemple des seuils vertical et horizontal du PDP normalisé pour le scénario O-D (HH) au niveau 40 m à une distance de 3 m. Cette figure montre la zone utile qu'il faut utiliser pour chercher les maximums locaux et les points d'inflexion qui représentent le canal. Cette zone représente l'espace au-dessus de l'intersection entre le seuil horizontal et le seuil vertical du temps t_S et peut s'écrire comme :

$$ZU = \sum_{t=t_{LOS}}^{t_S} PDP(t) \quad (4.16)$$

où t_S est le seuil du temps et t_{LOS} est le temps d'arrivée du trajet direct. Nous avons fixé la valeur du seuil afin d'avoir au moins de 97 % de la puissance reçue. Par exemple, le seuil trouvé dans le scénario D-O (VV) au niveau 70 m est égal à -26 dB. Cette valeur est illustrée par la ligne pointillée rouge dans la figure 4.17. Dans tous les scénarios, nous avons obtenu une valeur du seuil entre -20 et -30 dB. Cette variation dans les valeurs du seuil peut être expliquée par la différence de polarisations et des dimensions des galeries où nous avons effectué les mesures.

La figure 4.18, illustre un exemple du pourcentage de la puissance restante après la coupure par rapport à la puissance totale à un seuil donné aux niveaux 40 m et 70 m à une distance de 3 m.

Après avoir obtenu le seuil dans chaque canal, nous avons utilisé l'algorithme dans [85] et [20] pour chercher les maximums locaux et les points d'inflexion considérés dans les modèles finaux des PDP. Ces modèles sont nommés \widetilde{PDP} . La méthode de recherche des maximums locaux et des points d'inflexion est bien détaillée dans le travail de Nerguizian et al [86]. Les figures 4.19 et 4.20 illustrent des exemples de profils de retard linéaires et normalisés (le maximum égale à 1) avant et après la coupure (PDP et \widetilde{PDP}) à un seuil donné. Ces figures illustrent les maximums locaux et les points d'inflexion considérés pour le calcul des paramètres utilisés dans la simulation du système OFDM, comme l'étalement efficace de retard et la bande de cohérence.

D'après ces figures, les modèles \widetilde{PDP} obtenus sont composés de plusieurs trajets. Ces trajets sont caractérisés par leurs puissances et leurs temps d'arrivée. Puisque le canal dans la mine souterraine était statique et invariant dans le temps durant les mesures, le modèle final du PDP peut être défini comme [87] :

$$\widetilde{PDP}(d, \tau) = \sum_{l=1}^{L(d)} |a_l(d)|^2 \delta(\tau - \tau_l(d)) \quad (4.17)$$

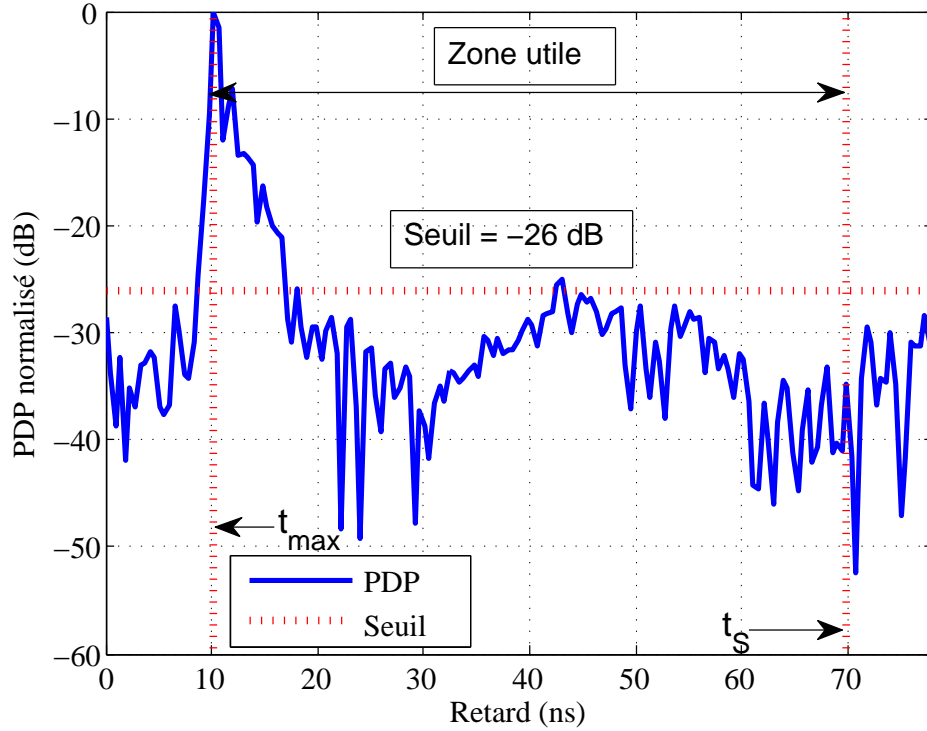


FIGURE 4.17 – Exemple de coupure verticale et horizontale de la PDP normalisé du scénario D-O (VV) au niveau 70 m.

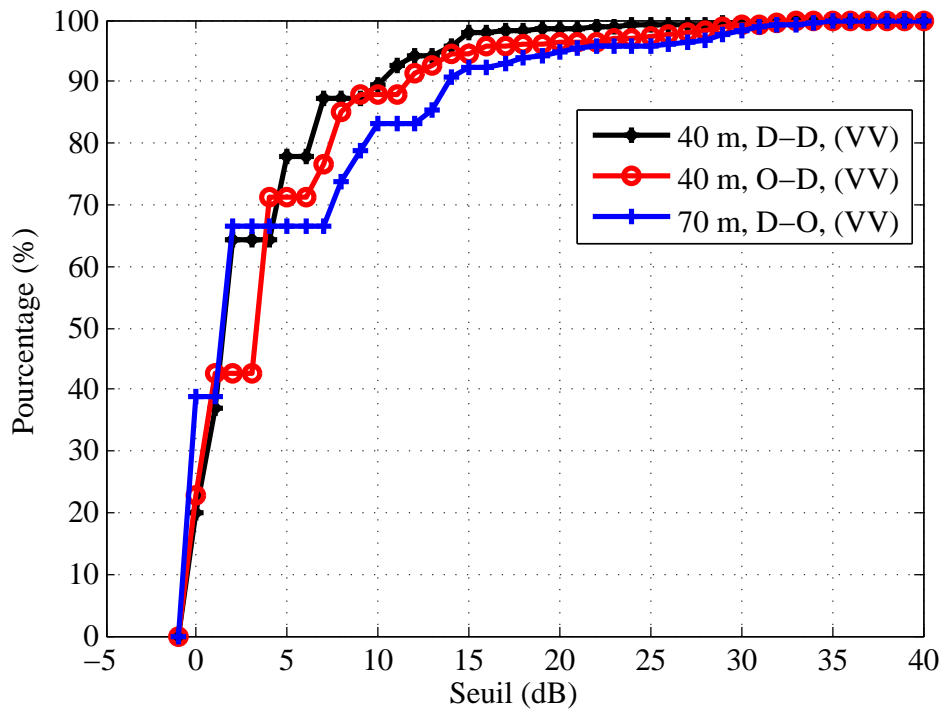


FIGURE 4.18 – Exemple du pourcentage de la puissance restante après coupure pour différents seuils.

où $\widetilde{PDP}(d, \tau)$ est le modèle de PDP ; il désigne la puissance du l -ème trajet qui arrive avec un délai égal à τ_l et à la distance d , $|a_l(d)|^2$, $\tau_l(d)$ sont la puissance et le retard du l -ème trajet du modèle du canal à une distance d , respectivement et $L(d)$ est le nombre total de trajets du modèle à une distance d .

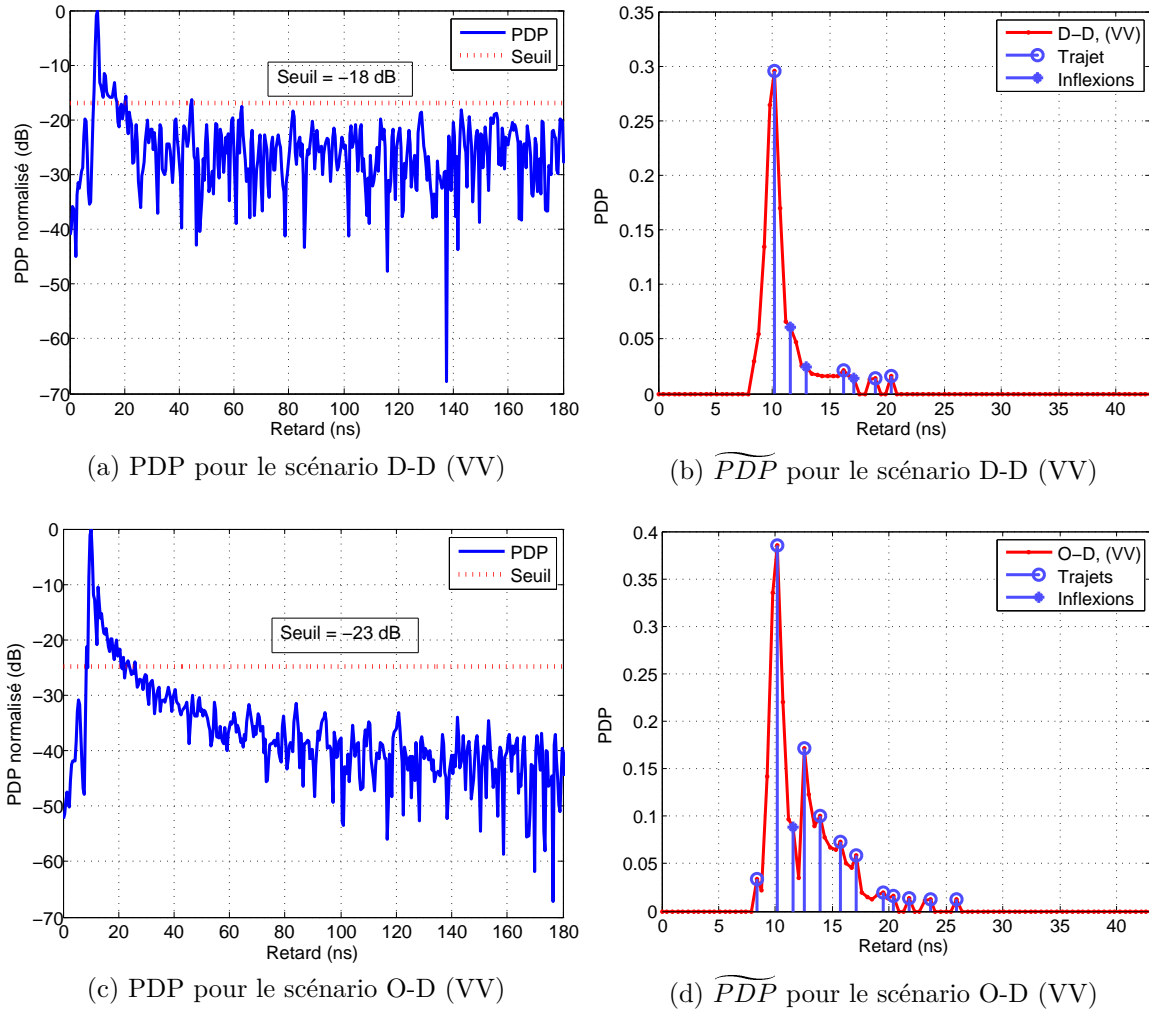


FIGURE 4.19 – Exemple du PDP normalisé avant et après la modélisation au niveau 40 m à une distance de 3 m.

D'après la figure 4.20, on constate qu'un seuil de -26 dB nous donne un pourcentage de puissance égale à 97 % pour le scénario D-O (VV) au niveau 70 m, par exemple. Ce seuil est encore bien au-dessus de la puissance du bruit. La figure 4.20 montre que le phénomène de trajet multiples est important dans le scénario D-O (VV) à 70 m. Après la coupure, nous avons trouvé 7 trajets.

Les figures 4.19 et 4.20 montrent que les scénarios D-D (VV) au niveau 40 m et D-O (VV) au niveau 70 m ont plusieurs trajets importants à part le premier trajet. Ce

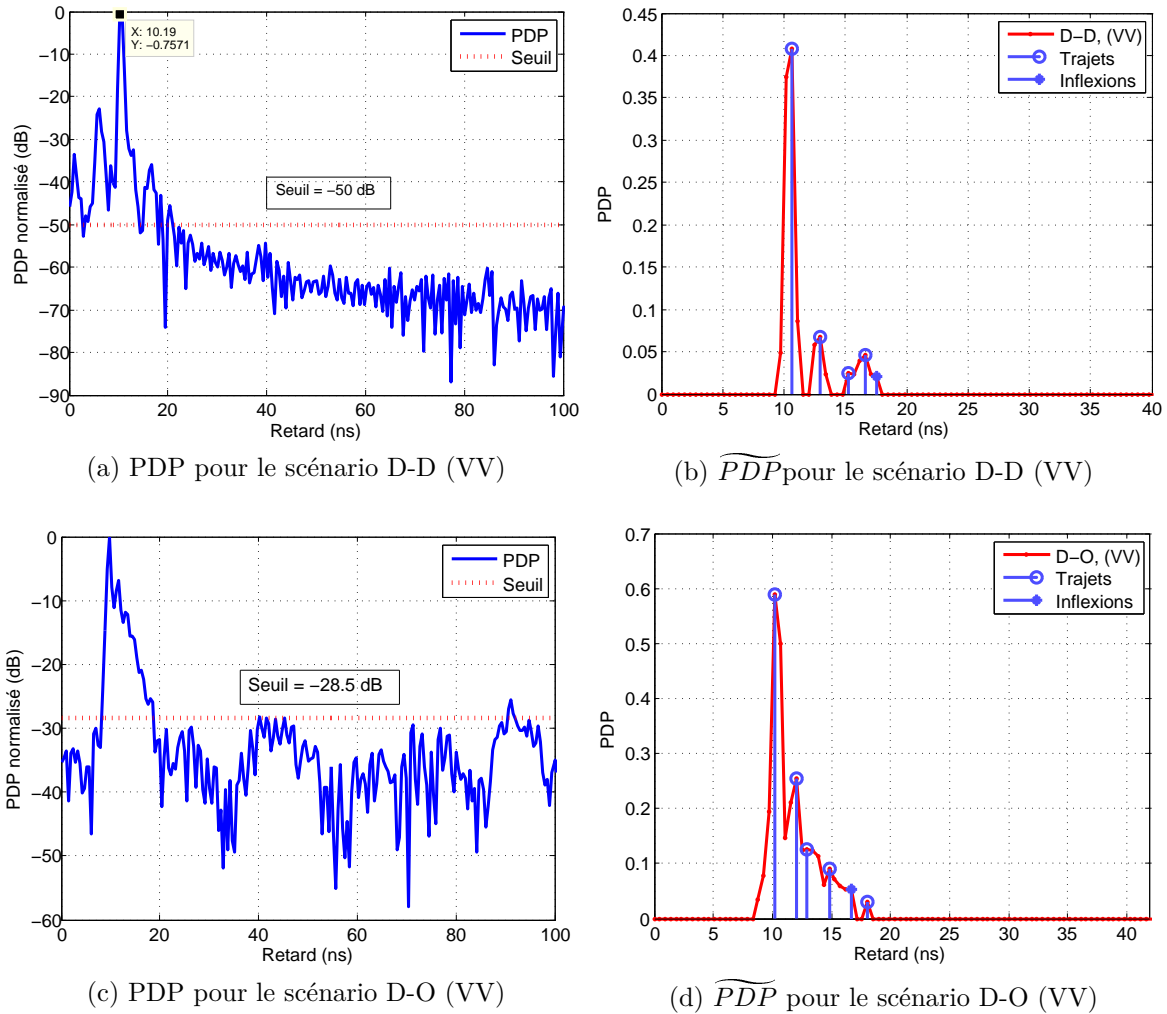


FIGURE 4.20 – Exemple du PDP normalisé avant et après la modélisation au niveau 70 m à une distance de 3 m.

nombre élevé de trajets pour le scénario D-O (VV) au niveau 70 m peut s'expliquer par l'utilisation d'une antenne omni à la réception et par la faiblesse de la largeur de la mine à 70 m. La faible largeur de la mine à 70 m permet au signal de subir plusieurs phénomènes de propagation comme la réflexion, la réfraction et la diffusion. Les trajets produits par ces phénomènes sont reçus avec un retard plus grand que pour le trajet direct. Les trajets pour le scénario D-D (VV) au niveau 40 m ont une faible puissance. Cela peut s'expliquer par la grande largeur de la galerie au niveau 40 m.

Le fait d'utiliser une antenne omni au niveau 40 m minimise le nombre de trajets à la réception à cause du phénomène de diffusion. En fait, la mine est plus large au niveau 40 m, ce qui demande une directivité plus élevée pour éviter le problème de dispersion du signal qui est produit par la rugosité des murs dans la mine. On constate la présence

d'un trajet dominant dans le scénario D-D (VV) au niveau 70 m.

Dans le but de vérifier si les modèles des canaux trouvés correspondent bien aux mesures, nous sommes retournés dans le domaine des fréquences par la transformée de Fourier, et nous avons calculé l'erreur quadratique moyenne (EQM) entre les réponses fréquentielles des canaux originaux et les réponses fréquentielles des canaux modélisés. On définit $\tilde{h}(d, lT_e)$ comme la réponse temporelle du modèle. Dans cette réponse nous avons utilisé tous les indices temporels, soit 2000 indices. La réponse en fréquence correspondant à la réponse temporelle du modèle peut alors s'écrire comme :

$$\tilde{H}(d, f_k) = TF(\tilde{h}(d, lT_e)) \quad (4.18)$$

où $\tilde{H}(d, f_k)$ est la réponse en fréquence obtenue à partir de la réponse temporelle du modèle $\tilde{h}(d, lT_e)$, l désigne l'indice temporel d'échantillon, T_e est la résolution temporelle entre chaque échantillon consécutif et est égale à $1/B = 0.463$ ns. Autrement dit, après avoir obtenu le modèle $\widetilde{PDP}(d, \tau)$, nous avons cherché les indices temporels des trajets. En utilisant ces indices, nous avons cherché les échantillons complexes dans $h(d, lT_e)$ qui correspondent aux trajets dans $\widetilde{PDP}(d, \tau)$; les autres échantillons ont été mis à 0.

La figure 4.21 illustre un exemple de la réponse fréquentielle du canal pour le scénario D-O (VV) à 3 m avant et après la modélisation. L'erreur quadratique moyenne entre les deux courbes est égale à 0.1198. Cette figure montre que nos modèles sont conformes aux réponses originales des canaux, ce qui nous permet d'utiliser ces modèles avec confiance dans les calculs du RMS delay spread et de la bande de la cohérence, ainsi que dans les simulations que nous allons effectuer pour étudier la performance du système OFDM dans la mine. Le tableau 4.3 récapitule les valeurs d'EQM obtenues pour tous les scénarios.

Scénarios	40 m	70 m
D-D (HH)	0.1296	0.1197
D-D (VV)	0.1125	0.1162
D-O (HH)	-	0.1315
D-O (VV)	-	0.1198
O-D (HH)	0.1132	-
O-D (VV)	0.1094	-

Tableau 4.3 – Erreur quadratique moyenne pour différents scénarios.

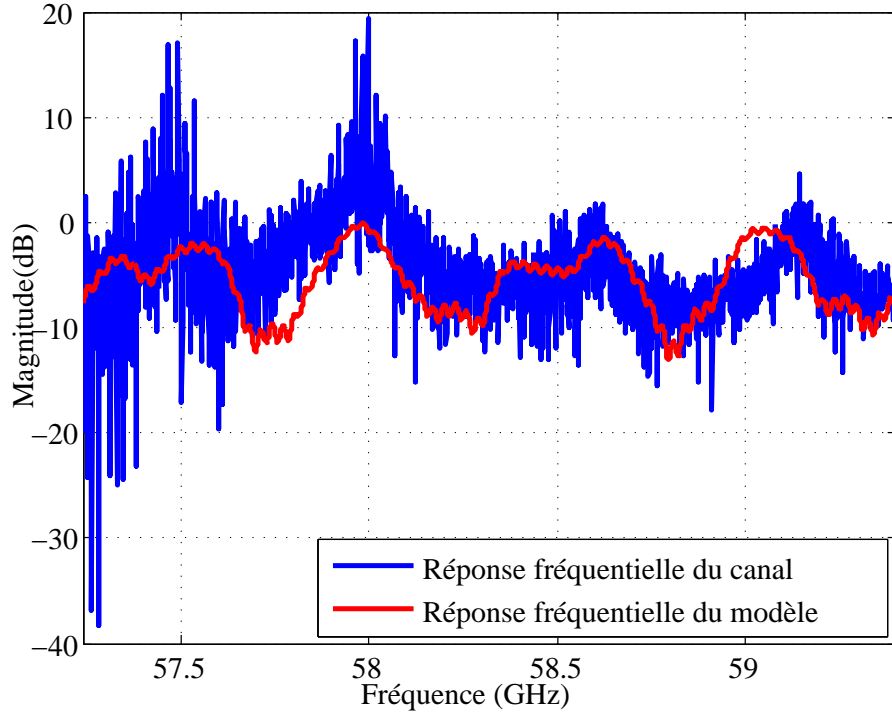


FIGURE 4.21 – Exemple de la réponse fréquentielle du canal original et son modèle pour le scénario D-O, (VV) au niveau 70 m à 3 m.

4.5.6 Paramètres caractérisant l'étalement temporel du canal de propagation dans la mine

L'amplitude de la réponse impulsionnelle d'un canal de propagation (figure 4.16) donne comme information plusieurs paramètres pertinents du canal. Ce profil fournit les temps d'arrivée de toutes les composantes multivoies en abscisse et les amplitudes de puissance relative correspondantes. Les paramètres comme l'étalement efficace du retard, τ_{rms} , le délai moyen, τ_m , l'étalement maximal du retard, τ_{max} , et le nombre total des chemins, L , caractérisant l'étalement temporel du canal sont analysés dans cette sous-section.

Après avoir obtenu les modèles des PDP des canaux dans la mine souterraine (figure 4.19 et figure 4.20), nous pouvons en extraire les paramètres pertinents des canaux qui seront utilisés dans l'étude de la performance du système OFDM dans la mine.

Délai moyen, étalement maximal et étalement efficace du retard

Le délai moyen et l'étalement maximal du retard donnés au chapitre 2 ont été évalués en utilisant :

$$\tau_m(d) = \frac{\sum_{l=1}^{L(d)} a_l^2(d)\tau_l(d)}{\sum_{l=0}^{L(d)} a_l^2(d)}, \quad \overline{\tau^2} = \frac{\sum_{l=0}^{L(d)} a_l^2(d)\tau_l^2(d)}{\sum_{l=0}^{L(d)} a_l^2(d)} \quad (4.19)$$

où $a_l(d)$ est la puissance du l - ème trajet à une distance d (4.17), $\tau_l(d)$ est le temps d'arrivé du l - ème trajet à une distance d et $L(d)$ est le nombre total de trajets du modèle. L'étalement efficace du retard (RMS) à une distance d est donné par :

$$\tau_{rms}(d) = \sqrt{\overline{\tau^2}(d) - \tau_m^2(d)} \quad (4.20)$$

Les statistiques des paramètres caractérisant l'étalement temporel du canal ont été extraites à partir de la réponse impulsionnelle du canal, en considérant les 2000 points de mesures. La figure 4.22 donne les variations de l'étalement efficace du retard du canal en fonction de la distance de séparation entre l'émetteur et le récepteur.

Les résultats illustrés à la figure 4.22 ne permettent pas de définir une relation tangible entre l'étalement efficace moyen et la distance de séparation entre l'émetteur et le récepteur. Par contre, on remarque que τ_{rms} est un paramètre dont la valeur dépend de la position d'antenne de réception à chaque distance. Comme nous l'avons vu au chapitre 2, la variation de l'étalement efficace du retard du canal à onde millimétrique en fonction de la distance de séparation a été rapportée dans plusieurs travaux de recherche dans des environnements à l'intérieur comme un bureau, un laboratoire et une résidence contenant des meubles [9], [82], [88], [36], [89], [?], [54], [90]. Cependant, les travaux sur la caractérisation temporelle du canal dans une mine souterraine ne sont pas nombreux. Il y a un travail dans la même mine souterraine [15]. Dans [15], l'auteur n'a pas caractérisé l'effet de la polarisation et de la largeur de galerie sur les résultats d'étalement efficace de retard. D'où, l'importance de notre travail.

Pour des environnements à l'intérieur des immeubles et les bureaux, la plupart des publications montrent que l'étalement efficace de retard en fonction de d augmente avec la distance et puis décroît après une certaine séparation entre l'émetteur et le récepteur. Comme la figure 4.22 le montre, des comportements de propagation spécifiques dans les galeries de la mine souterraine ont été observés. La valeur moyenne de τ_{rms} , τ_m et τ_{max} , pour les galeries à 40 m et à 70 m et les quatre scénarios dans chaque galerie sont résumés aux tableaux 4.4 et 4.5, respectivement. D'après ces tableaux, l'étalement

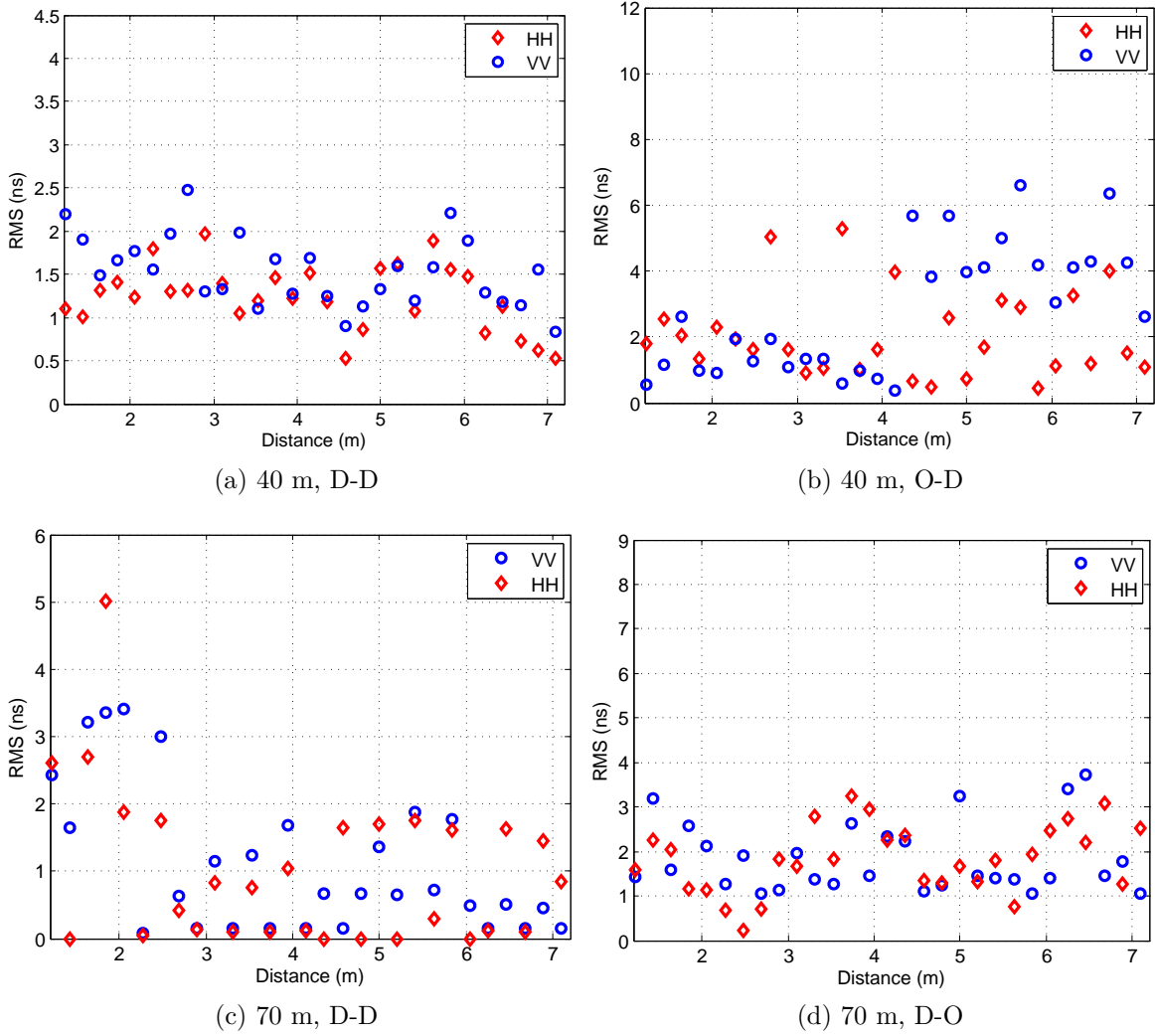


FIGURE 4.22 – Étalement efficace du retard en fonction de la distance de séparation entre l'émetteur et le récepteur dans la mine.

moyen du retard du canal pour les deux galeries et les quatre scénarios sont similaires. Ce résultat implique que seul τ_{rms} donne une évaluation exacte de la sévérité du canal de propagation. D'après ces tableaux, et en comparant les valeurs de la moyenne d'étalement moyen du retard, $\mu_{\tau_{rms}}$, nous pouvons noter les points suivants :

Configuration	τ_{rms} (ns)	τ_m (ns)	τ_{max} (ns)	Bc_{90} (MHz)
D-D, (HH)	1.4	1.96612	23.678	55
D-D, (VV)	1.327	1.7691	26.36	41.6
O-D, (HH)	0.89	0.7929	25.6269	29.64
O-D, (VV)	1.34	1.7956	33.2272	23.38

Tableau 4.4 – Paramètres d'étalement temporel dans la mine au niveau 40 m à 3 m.

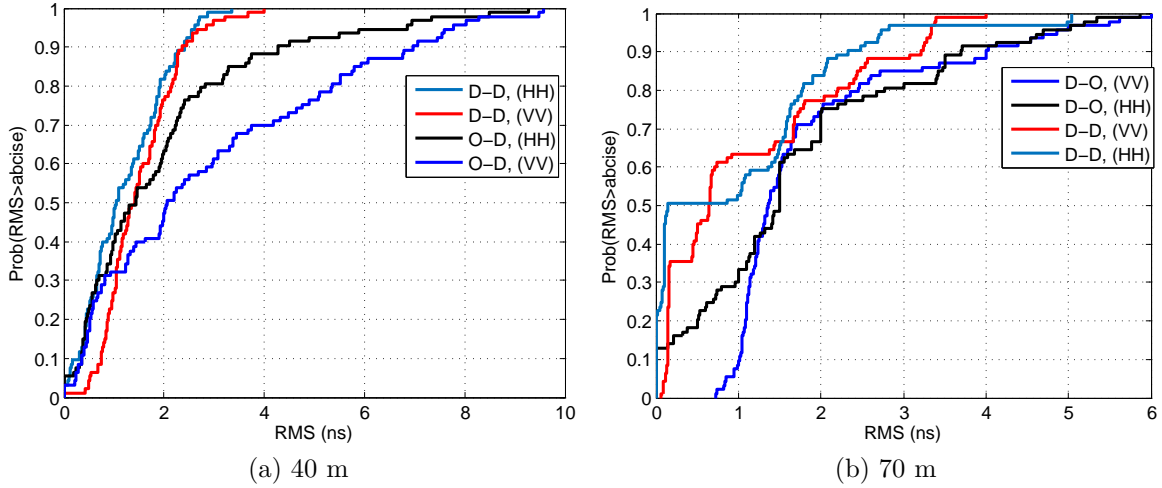


FIGURE 4.23 – La fonction CDF de l'étalement efficace du retard dans la mine.

Configuration	τ_{rms} (ns)	τ_m (ns)	τ_{max} (ns)	Bc_{90} (MHz)
D-D, (HH)	0.78	0.60379	18.8657	60.1684
D-D, (VV)	1.15	1342	20.8092	90.8199
D-O, (HH)	1.66	2.6928	39.7811	40.0508
D-O, (VV)	1.958	3.7297	19.8	70.7711

Tableau 4.5 – Paramètres d'étalement temporel dans la mine au niveau 70 m à 3 m.

1) Effet des dimensions des galeries

- Afin de pouvoir identifier l'effet des dimensions des galeries sur les valeurs de τ_{rms} , leurs fonctions de répartition cumulative (CDF : Cumulative Distribution Function) ont été calculées et leurs courbes ont été tracées à la figure 4.23 pour les deux galeries et les huit scénarios de mesures. D'après cette figure et d'après les résultats récapitulés aux tableaux 4.4 et 4.5, on constate que les paramètres d'étalement efficace de retard trouvés pour le niveau 40 m sont plus élevés que ceux trouvés pour le niveau 70 m, dans tous les scénarios. Ces résultats peuvent être expliqués par la grande dimension de la galerie minière au niveau 40 m. Dans cette galerie, lorsque l'émetteur est situé loin du récepteur, les trajets multiples arrivent au récepteur avec peu de puissance à cause des phénomènes de propagation sévères dans la mine. Ces phénomènes, surtout la dispersion, diffusent les ondes due à la rugosité des parois ce qui réduit le nombre des trajets détectables impliquant la diminution de la valeur de τ_{rms} .
- Au niveau 70 m, la largeur de la galerie est plus petite que celle à 40 m, ce qui augmente la contribution des trajets multiples ayant une puissance

significative et un retard faible.

2) Effet du changement de la polarisation des antennes

- Les résultats trouvés dans les deux galeries de la mine montrent que la polarisation VV donne des résultats plus élevés que HH pour les huit scénarios dans les deux galeries. Le résultat du scénario O-D (VV) montre que ce scénario est le scénario le plus dispersé, $\mu_{\tau_{rms}} = 2.826$ ns, et une telle configuration n'est pas conseillée dans un environnement comme la mine.

3) Effet de l'utilisation de l'antenne omni

- L'utilisation d'une antenne omni à l'émission au niveau 40 m augmente l'effet des phénomènes de propagation, surtout la dispersion et la réflexion. L'antenne omni aide à générer un nombre plus élevé de trajets multiples et par la suite, à augmenter la valeur de τ_{rms} . Au niveau 40 m, dans la région où l'émetteur est éloigné du récepteur, les composantes multivoie arrivent avec des délais de propagations élevés, ce qui explique les résultats de τ_{rms} élevé en utilisant une antenne omni.
- En utilisant une antenne omni à la réception au niveau 70 m, nous recevons nécessairement un nombre plus élevé de trajets multiples venant des murs, du plafond et du sol après réflexion et dispersion. Ces trajets arrivent avec un délai plus court que ceux au niveau 40 à cause de la petite dimension de la galerie. C'est ce qui explique la faible valeur de τ_{rms} au niveau 70 m en comparant avec celles obtenues au niveau 40 m, même en utilisant une antenne omni à la réception.

Bande de cohérence

Il est possible de caractériser l'étalement efficace du retard du canal de propagation dans le domaine fréquentiel en utilisant la notion de bande de cohérence. En procédant comme expliqué au chapitre 2, nous avons calculé la fonction d'autocorrélation de la fonction de transfert complexe mesurée par la relation suivante [20] :

$$R_H(d, \nu) = \frac{1}{N_f} \sum_{k=1}^{N_f} H^*(d, f_k) H(d, f_{k+\nu}) \quad (4.21)$$

où N_f est le nombre de fréquences établi à partir de la largeur de bande ($N_f = 2000$), $H(d, f_k)$ est la réponse en fréquence à une distance d et à la fréquence f_k et ν est le

décalage fréquentiel. La fonction d'autocorrélation a été calculée pour chaque scénario. Ensuite, nous avons obtenu la bande de cohérence B_c comme la bande passante sur laquelle la fonction de d'autocorrélation est supérieure à 0.9. La figure 4.24 donne la bande de cohérence du canal de propagation en fonction de la distance de séparation entre l'émetteur et le récepteur. Comme prévu et d'après l'équation (2.8) définie au chapitre 2, cette figure montre un comportement inverse de la bande de cohérence à celui du τ_{rms} en fonction de d . Lorsque la valeur de l'étalement efficace du retard est faible, celle de la bande de cohérence est élevée et vice versa.

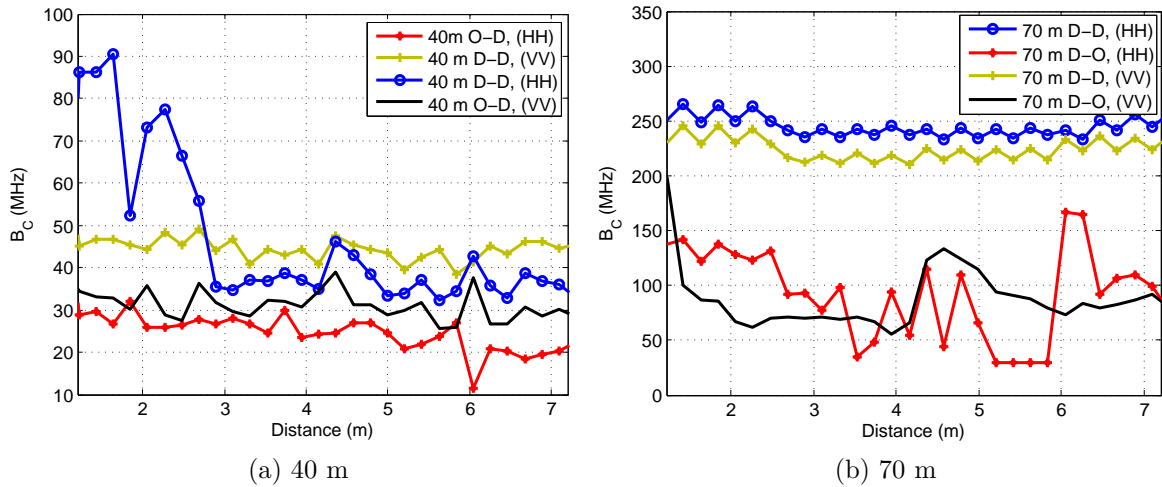


FIGURE 4.24 – Bande de cohérence en fonction de la distance de séparation entre l'émetteur et le récepteur dans la mine.

4.5.7 Paramètres caractérisant l'étalement temporel et la bande de cohérence du canal de propagation dans le laboratoire

Dans le but de comparer l'étalement temporel et la bande de cohérence du canal minier avec celle dans un milieu interne, nous avons calculé les paramètres qui caractérisent l'étalement temporel du canal et la bande de cohérence dans le laboratoire. La figure 4.25 donne les variations de l'étalement efficace du retard et la bande de cohérence du canal en fonction de la distance de séparation entre l'émetteur et le récepteur. La valeur moyenne et l'écart type de τ_{rms} , τ_m et τ_{max} , pour le canal interne (laboratoire) est donnée au tableau 4.6. D'après ce tableau, l'étalement moyen du retard du canal est similaire. Ce résultat implique une autre fois que seul τ_{rms} donne une évaluation juste de la sévérité du canal de propagation.

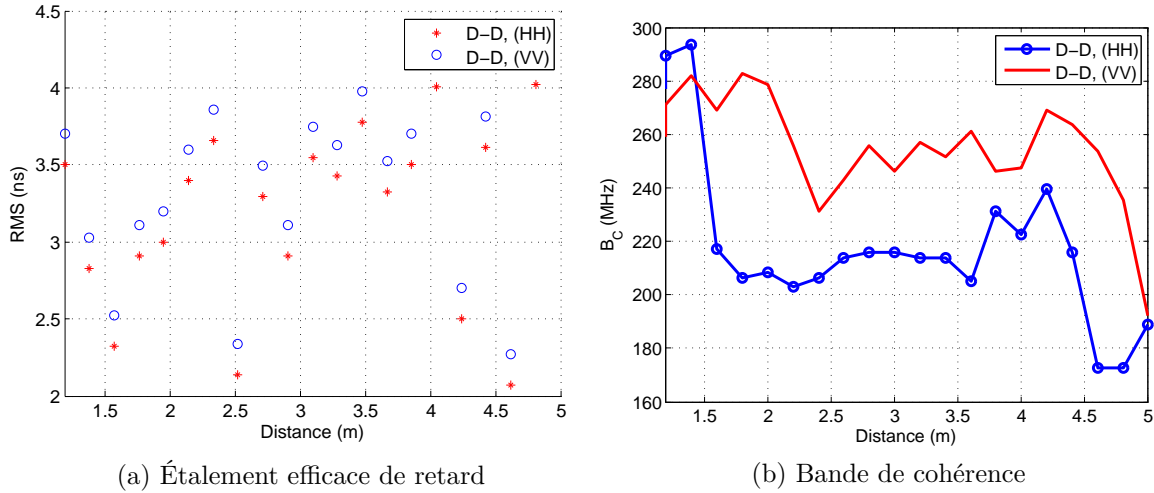


FIGURE 4.25 – Étalement efficace du retard et bande de cohérence en fonction de la distance de séparation entre l'émetteur et le récepteur dans le laboratoire.

Configuration	τ_{rms} (ns)	τ_m (ns)	τ_{max} (ns)	Bc_{90} (MHz)
D-D, (HH)	0.78	0.6379	39.5035	30.0114
D-D, (VV)	3.54	12.642	33.5035	19.5114

Tableau 4.6 – Paramètres d'étalement temporel dans le laboratoire.

D'après ce tableau, nous pouvons noter les points suivants :

- Les valeurs de l'étalement efficace de retard dans le laboratoire et pour les deux polarisations sont plus élevées que celle obtenues dans la mine. Ces résultats sont compatibles avec les résultats dans la littérature [?], [9]. Ces résultats peuvent être expliqués par la grande dimension du laboratoire (plus grande que les galeries à 40 m et à 70 m). Aussi, ils peuvent être expliqués par la présence de différents obstacles dans le laboratoire durant les mesures comme une table à manger et un robot utilisé dans le travail dans la mine. Ces obstacles reflètent le signal vers les murs et celui-ci arrive au récepteur avec un grand délai et par la suite un grand étalement efficace de retard.

4.6 Mesures à petite échelle

Dans les canaux à ondes millimétriques, la longueur d'onde est très courte, 5 mm dans notre cas. Les dimensions des obstacles et des rugosités des murs dans la mine sont grands comparés à cette longueur d'onde. Ces obstacles sont donc susceptibles d'intervenir dans les phénomènes de propagation (réflexion diffuse ou spéculaire, diffraction). Il est donc intéressant de quantifier cette influence.

Dans le but d'obtenir la distribution statistique du signal reçu à petite échelle, nous avons effectué une série de mesures à petite échelle dans les deux galeries (40 m et 70 m) dans la mine. Dans cette série, nous avons considéré quatre scénarios de mesures, D-D (VV) et D-O (VV) au niveau 70 m et D-D (VV) et D-O (HH) au niveau 40 m. La série de mesures du canal à petite échelle a été prise en considérant les trois dimensions (3D) pour chercher avec le plus de précision possible la distribution statistique de la puissance du signal reçu et pour éliminer les défauts d'alignement de l'antenne causée par la rugosité du sol.

La table Velmex commandée par un programme MATLAB nous a permis de déplacer la position de l'antenne de réception en X , Y et Z . En déplaçant l'antenne de réception selon les axes X , Y et Z , une grille $5 \times 5 \times 5$ a été établie pour caractériser le comportement statistique du canal. Les points de mesures dans la grille sont séparés localement par une distance de $\lambda/2$ comme montré la figure 4.26. Pour chaque série de mesures, l'antenne à l'émission a été fixée sur un trépied de caméra. En commençant, nous avons placé la table Velmex à 1 m de l'antenne d'émission.

À 1 m sur la table Velmex, la position de l'antenne du récepteur a été changée 125 fois selon X , Y et Z correspond à la grille $5 \times 5 \times 5$ comme le montre la figure 4.26. Les déplacements de l'antenne sont séparés par une moitié de longueur d'onde ($\lambda/2 = 2.5$ mm). À chaque point de mesure, 15 mesures ont été prises pour augmenter la fiabilité des données mesurées (soit $15 \times 125 = 1875$ mesures à chaque 1 m). Après avoir terminé les mesures à 1 m, nous avons déplacé l'antenne de réception sur la table Velmex de 1 m et suivi les mêmes démarches que pour les mesures à 1 m. Ensuite, et à cause de la courte longueur de la table Velmex (1.6 m), nous avons déplacé la table Velmex de 1 m, et effectué les mesures pour les 125 déplacements en X , Y et Z de l'antenne. Après le déplacement de la table, le premier point de la deuxième position de la table se situait à 3 m. Après avoir terminé les mesures à 3 m et à 4 m, nous avons déplacé la table Velmex une deuxième fois de 1 m. Au début de la troisième position de la table, la distance entre les deux antennes était de 5 m.

À cause du long temps requis pour les mesures à petite échelle, nous avons effectué nos mesures à petite échelle jusqu'à 5 m seulement (au lieu de 7.2 m) et à tous les 1 m (au lieu de 0.2 m). Pour cette raison, nous n'avons pas déplacé la table Velmex plus de deux fois. Pour les deux positions de la table, nous avons obtenu $(15 \times 125 = 1875) \times 5 = 9375$ mesures, correspondant aux 5 emplacements de mesure ($125 \times 5 = 625$ points de mesure). Le paramètre de diffusion, S_{21} , a été obtenu pour les 625 points de mesure

pour chaque scénario aux niveau 40 m et 70 m.

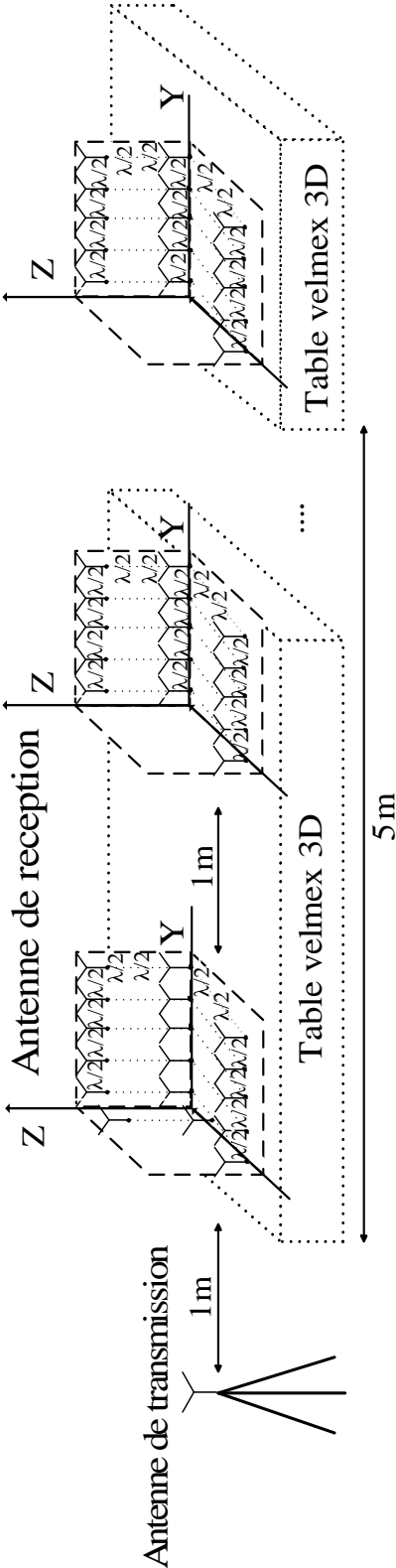


FIGURE 4.26 – Montage de mesures à petite échelle.

4.6.1 Modélisation statistique de la puissance reçue

La réponse impulsionnelle du canal est calculée par la transformé de Fourier inverse et en considérant une fenêtre de Hamming, comme pour les mesures à grande échelle. Les réponses impulsionnelles obtenues pour les quatre scénarios montrent que la puissance du signal reçue dépend de la position de l'antenne de réception dans la grille $5 \times 5 \times 5$, ce qui nous invite à étudier le comportement du canal à trajets multiples. Son étude est utile pour décrire les fluctuations rapides de l'amplitude des trajets multiples. Nous avons procédé avec la même démarche que pour les mesures à grande échelle ; nous avons cherché les maximums locaux et les points d'inflexion afin d'obtenir les modèles du PDP.

Afin de modéliser les paramètres de dispersion temporelles, cinq fonctions de distributions cumulatives ont été présélectionnées. Il s'agit des distributions normale, Weibull, Log-normale, Nakagami et Rice. Les fonctions de distributions, les densités de la probabilité et les moments de ces distributions sont présentés à (l'annexe A). Le test de Kolmogorov-Smirnov a été appliqué à ces distributions afin de déterminer la distribution qui s'ajuste le mieux avec les résultats expérimentaux. Nous avons adopté un intervalle de confiance de 90 % pour comparer les fonctions de distributions cumulatives (CDF) candidates et les résultats expérimentaux. L'idée est de calculer la distance maximale K entre les fonctions théoriques et la fonction expérimentale.

La distribution ayant la plus petite valeur de distance maximale K entre les fonctions théoriques et la fonction expérimentale sera considérée comme s'ajustant le mieux avec les données expérimentales. Les figures 4.27 et 4.28 illustrent la fonction cumulative des mesure testée avec les cinq distributions aux niveaux 40 m et 70 m à 3 m.

Les figures 4.27 et 4.28 montrent que la distribution de Rice représente le mieux la distribution de la puissance reçu à 3 m pour les scénarios D-D (VV) au niveau 40 m et 70 m. Ce résultat est compatible avec la théorie, soit que la distribution de Rice représente le mieux les canaux où le trajet direct est dominant. En fait, dans le scénario D-D (VV), l'impulsion directe est accompagnée d'impulsions plus faibles dispersées par les parois rugueuses de la mine. La présence des trajets multiples dans une mine souterraine à 60 GHz sont dues à la réflexion et à la diffusion au sol et sur surfaces rugueuses des murs et du plafond. Cependant, l'absence des trajets multiples peut être causée par la directivité de l'antenne.

Les résultats montrent que les distributions de Nakagami et Weibull représentent les mieux la puissance reçue à petite échelle à 3 m pour le scénario D-O (VV) au niveau 70

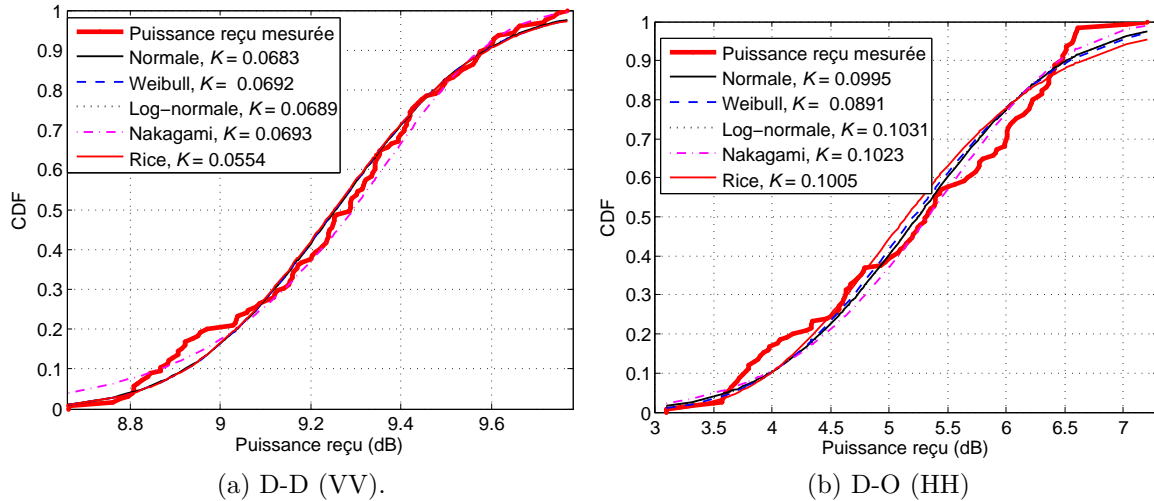


FIGURE 4.27 – Distribution de la puissance reçue au niveau 40 m à 3 m.

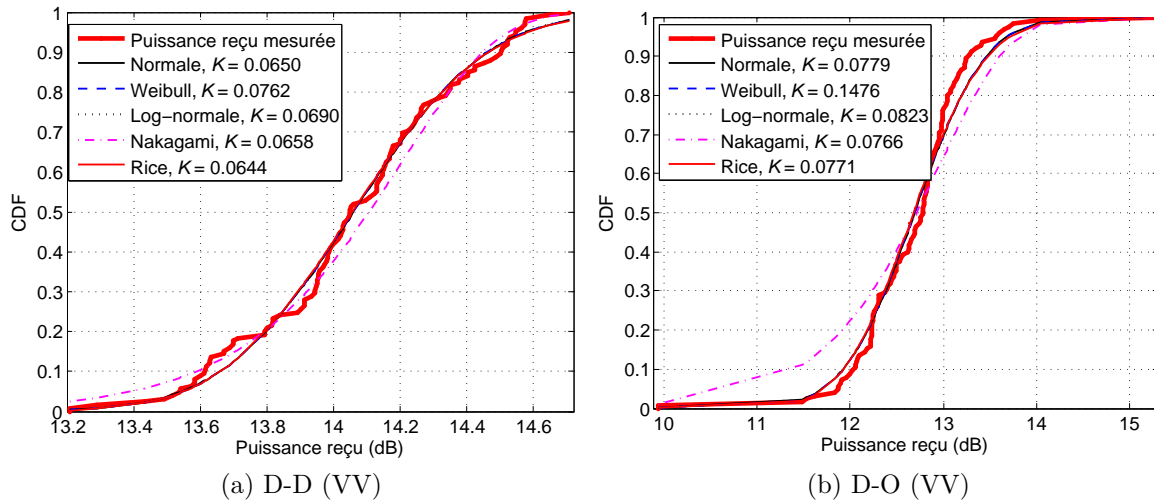


FIGURE 4.28 – Distribution de la puissance reçue au niveau 70 m à 3 m.

m et pour le scénario D-O (HH) au niveau 40 m, respectivement. Ces résultats peuvent être expliqués par le nombre élevé de trajets multiples au niveau 70 m comparé au niveau 40 m

4.7 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté le montage expérimental utilisé pour les mesures effectuées dans la mine CANMET à Val-d'Or. Deux séries de mesures ont été effectuées, une à grande échelle et une autre à petite échelle. Dans les deux séries, un système de positionnement automatique a été utilisé. Ce système est composé d'une table Velmex

posée sur une table en bois, nous permettant de déplacer l'antenne selon les axes X , Y et Z .

Les résultats des mesures à grande échelle ont été utilisés dans le but d'extraire les paramètres pertinents nécessaires pour l'étude de la performance d'un système OFDM dans la mine, comme l'indice de la perte de propagation et le shadow fading, pour les différents scénarios de mesures dans les deux galeries. Nos résultats sont similaires aux résultats obtenus dans des environnements intérieurs comme les couloirs.

Une méthode de recherche des maximums locaux et des points d'inflexion a été adoptée afin d'obtenir les modèles du PDP pour les différents scénarios. Ces modèles sont utilisées pour calculer les paramètres caractérisant l'étalement temporel du canal comme le délai moyen et l'étalement efficace du retard. Nous avons aussi caractérisé l'étalement efficace du retard du canal de propagation dans le domaine fréquentiel en calculant la bande de cohérence du canal. Comme prévu, nos résultats sur la bande de cohérence montrent un comportement inverse de la bande de cohérence par rapport à celui de l'étalement efficace du retard en fonction de la distance entre les deux antennes.

En analysant les résultats obtenus, nous avons considéré l'effet de la dimension des galeries, l'effet de l'utilisation d'une antenne omni et l'effet de guide d'onde. Aussi, nous avons étudié l'effet du changement de polarisation d'antenne de VV à HH. Les résultats obtenus montrent que tous ces critères mentionnés plus haut jouent un rôle important dans la caractérisation du canal minier. Dans un but de comparaison, nous avons effectué une série de mesures dans un milieu interne (laboratoire). Les résultats obtenus dans le laboratoire ne sont pas similaires à ceux obtenus dans la mine. Cette différence entre les résultats est causée par la différence entre les dimensions de laboratoire et les galeries de la mine.

Afin d'obtenir la distribution statistique de la puissance reçue à une distance d à petite échelle, nous avons effectué une autre série de mesures. Les distributions statistiques obtenues par le test de Kolmogorov Smirnov sont : Nakagami pour le scénario D-O (VV) au niveau 70 m, Weibull pour le scénario D-O (HH) au niveau 40 m et Rice pour les scénarios D-D (VV) aux niveaux 40 m et 70 m.

Finalement, les résultats obtenus dans ce chapitre, surtout les réponses en fréquences et les modèles de PDP, vont être utilisés dans les chapitres suivants pour le calcul de la capacité et par la suite pour le calcul du taux d'erreur binaire.

Chapitre 5

Capacité du canal à onde millimétrique

5.1 Introduction

Nous avons vu précédemment que l'une des caractéristiques des signaux à ondes millimétriques est la largeur de la bande qu'ils occupent, typiquement de l'ordre de 7 GHz. La théorie de l'information nous apprend que moyennant l'utilisation d'un code approprié, il est possible de transmettre des données à un taux d'erreur binaire (TEB) inférieur à un seuil fixé arbitrairement bas, à condition que le débit de données soit inférieur à la capacité du canal de transmission. La capacité, C , du canal est donc une indication du débit maximal qu'il est théoriquement possible d'obtenir sur ce canal. La capacité d'un canal perturbé par du bruit blanc gaussien additif peut être calculée par la formule de Shannon donnée par l'équation 1.2 [14].

Le signal à ondes millimétriques est caractérisé par une faible puissance à la transmission à cause de sa large bande passante. Le canal minier est aussi caractérisé par de graves évanouissements. Le travail de Zheng et Kaiser [75] basé sur l'algorithme de "waterfilling" présenté au chapitre 3 et vérifié par la simulation à la figure 3.8 représente la façon la plus convenable pour calculer la capacité du canal minier à ondes millimétriques.

Dans ce chapitre, nous décrirons plusieurs méthodes de calcul de la capacité du canal à partir des mesures. Aussi, nous présentons les principaux résultats obtenus lors de nos calculs de la capacité du canal. Les réponses des canaux dans le domaine fréquentiel obtenues au chapitre 4 montrent que le canal de transmission à ondes millimétriques est

généralement sélectif dans le domaine fréquentiel. La formule classique de la capacité de Shannon est obtenue pour les canaux ayant des réponses fréquentielles plates. Cette formule ne s'applique pas directement dans notre type de canal. La première partie de ce chapitre présente l'intérêt de la méthode de "waterfilling" (WF) pour calculer la capacité du canal sélectif.

5.2 Motivation

Les futurs systèmes de communications radio dans la mine souterraine sont tenus de fournir des services similaires à ceux fournis par les réseaux fixes. Cela exige un haut débit de données afin de gérer toutes sortes d'applications multimédia dans la mine. La bande de fréquence autour de 60 GHz avec une bande passante de 7 GHz a été identifiée comme un candidat potentiel pour ces futurs systèmes de communications à large bande.

Comme nous l'avons signalé auparavant, l'objectif principal de notre thèse est d'étudier la performance de système de communications sans fil à ondes millimétrique dans une mine souterraine. Ce système va être basé sur la modulation multiporteuse OFDM. Dans ce contexte, la capacité du canal est considérée comme un paramètre important dans l'étude de la performance de n'importe quel système de communications. La grande bande passante disponible autour de 60 GHz offre une grande capacité pour les systèmes sans fil à large bande. Comme nous avons vu au chapitre 3, les valeurs de capacités obtenues nous serviront dans le calcul de la limite de Shannon. La limite de Shannon pour les différents scénarios dans les deux galeries, sera utilisée au chapitre suivant.

5.3 Capacité du canal basée sur la réponse fréquentielle du canal

La capacité d'un canal de transmission se définit comme la plus grande quantité d'information pouvant transiter dans le canal [14]. Afin d'évaluer la capacité du canal, nous avons utilisé toute la bande du canal utilisée durant les mesures. Le canal est divisé en un grand nombre de sous-canaux ayant une bande passante égale à $f_s = 1.08$ MHz. Chaque sous-canal peut être considéré comme étant équivalent à un canal plat.

Le problème réside dans l'attribution de la puissance transmise dans le canal. En fait, il y a deux types d'attribution ; attribution uniforme, et attribution optimale. Dans

l'attribution uniforme, on considère que la puissance transmise est distribuée sur tous les sous-canaux d'une manière uniforme. Autrement dit, dans ce type d'attribution, on ne considère pas le phénomène de sélectivité en fréquence du canal. La sélectivité en fréquence du canal et l'affaiblissement subi par le signal dans le canal influent sur la capacité du canal en variant le rapport signal sur bruit d'un sous-canal à l'autre. Comme nous l'avons vu dans le chapitre 3, la capacité du canal est reliée logarithmiquement au rapport signal sur bruit. La diminution de ce rapport implique la diminution de la capacité du canal.

Quand un canal de communication est endommagé par de graves sélectivités en fréquences, ou par de fortes interférences entre symboles, l'adaptation du signal de transmission à l'état de canal peut généralement apporter une grande amélioration de la vitesse de transmission. L'attribution optimale de puissance sert à distribuer la puissance sur les sous-canaux d'une manière optimale afin de calculer la capacité du canal connaissant ses caractéristiques. Ensuite, on intègre la capacité sur les divers sous-canaux sur toute la bande passante.

Dans ce contexte et avant d'évaluer la capacité du canal à ondes millimétriques dans une mine souterraine, une connaissance à priori du canal de propagation s'avère indispensable. Pour cette raison, le chapitre 4 a abordé les différentes caractéristiques d'un canal de communications dans la mine. En utilisant les caractéristiques du canal de communication à ondes millimétriques dans la mine comme la réponse fréquentielle et l'indice de perte de propagation, on peut calculer la capacité du canal. Dans la suite, on présente deux méthodes de calcul basées sur la réponse fréquentielle du canal.

5.3.1 Attribution optimale de la puissance du signal

Dans ce qui suit, nous utilisons l'approche développée par Zheng et Kaiser pour calculer la capacité du canal [75]. Cette approche est bien expliquée au chapitre 3. Le signal au niveau du récepteur peut être représenté par :

$$y(t) = h(t) * x(t) + n(t) \quad (5.1)$$

où $x(t)$ est le signal à la transmission, $y(t)$ est le signal reçu, $n(t)$ est le bruit à la réception avec moyenne nulle et avec une densité spectrale de puissance (DSP) égale à N_0 et $h(t)$ est la réponse impulsionnelle du canal. Puisque notre étude est basée sur des mesures réelles, nous avons discrétisé les équations du chapitre 3.

Comme nous avons vu au chapitre 3, la capacité optimale du canal, C_{Optim} , est donnée

par une distribution optimale de la puissance sur tous les sous-canaux. En faisant cela, le maximum de puissance attribué aux sous-canaux égale la puissance disponible à l'émission P :

$$\sum_{k=1}^{N_f} \Delta f \times S_x(f_k) = P \quad (5.2)$$

où $S_x(f_k)$ est la densité spectrale de puissance (DSP) du signal transmis $x(t)$ à la fréquence f_k et N_f est le nombre de sous-canaux. Le SNR à la transmission est donc donné par :

$$\rho_T = \frac{\sum_{k=1}^{N_f} \Delta f \times S_x(f_k)}{N_0 B} = \frac{P}{N_0 B} \quad (5.3)$$

où B est le largeur de bande, dans notre cas égale à 2.16 GHz. Comme nous l'avons vu plus haut, pour résoudre le problème de sélectivité en fréquence, on divise la bande de fréquence en un grand nombre de sous-canaux, lesquels peuvent être considérés comme plats. Ensuite, on distribue la puissance sur les sous-canaux d'une manière optimale afin de calculer la capacité du canal connaissant ses caractéristiques. On ne considère pas les sous-canaux qui ont un rapport signal sur bruit très faible dans le calcul de la capacité. Enfin, on somme les capacités sur les divers sous-canaux sur toute la bande passante. La densité spectrale de puissance $S_x(f_k)$ pour chaque sous-canal peut être calculée en appliquant (3.32). En discrétisant (3.32) et (3.31) et en substituant le premier dans le deuxième, on obtient la capacité optimale du canal :

$$\begin{aligned} C_{Optim}(d) &= \sum_{f_k \in F_\theta} \Delta f \times \log_2 \left[1 + \frac{\left(\theta - \frac{N_0}{|H(d, f_k)|^2} \right) |H(d, f_k)|^2}{N_0} \right] \\ &= \sum_{f_k \in F_\theta} \Delta f \times \log_2 \left[\frac{\theta |H(d, f_k)|^2}{N_0} \right] \end{aligned} \quad (5.4)$$

où $\Delta f = \frac{B}{N_f}$ est la largeur de bande des sous-canaux, θ est une constante vérifiant l'équation suivante :

$$\sum_{f_k \in F_\theta} \Delta f \times \left[\theta - \frac{N_0}{|H(d, f_k)|^2} \right] = P \quad (5.5)$$

et $F_\theta \subset [f_1, f_{N_f}]$ est la gamme de fréquences, telles que $\frac{N_0}{|H(d, f_k)|^2} \leq \theta$. En définissant $\bar{\theta} = \theta/N_0$, (5.5) peut s'écrire comme :

$$\sum_{f_k \in F_{\bar{\theta}}} \left[\bar{\theta} - \frac{1}{|H(d, f_k)|^2} \right] = \frac{P}{N_0} \frac{N_f}{B} = \rho_T N_f \quad (5.6)$$

et la capacité optimale du canal donnée par (5.4) peut s'écrire :

$$C_{Optim}(d) = \sum_{f_k \in F_{\bar{\theta}}} \Delta f \times \log_2 [\bar{\theta} |H(d, f_k)|^2] \quad (5.7)$$

La figure 5.1 permet de comprendre la méthode d’attribution optimale de la puissance émise basée sur l’algorithme de WF [75]. On suppose N_f sous-canaux, la couleur blanche désigne le bruit dans les sous-canaux, la couleur bleu désigne la puissance attribuée à chaque sous-canal et le couleur rouge représente les sous-canaux éliminés.

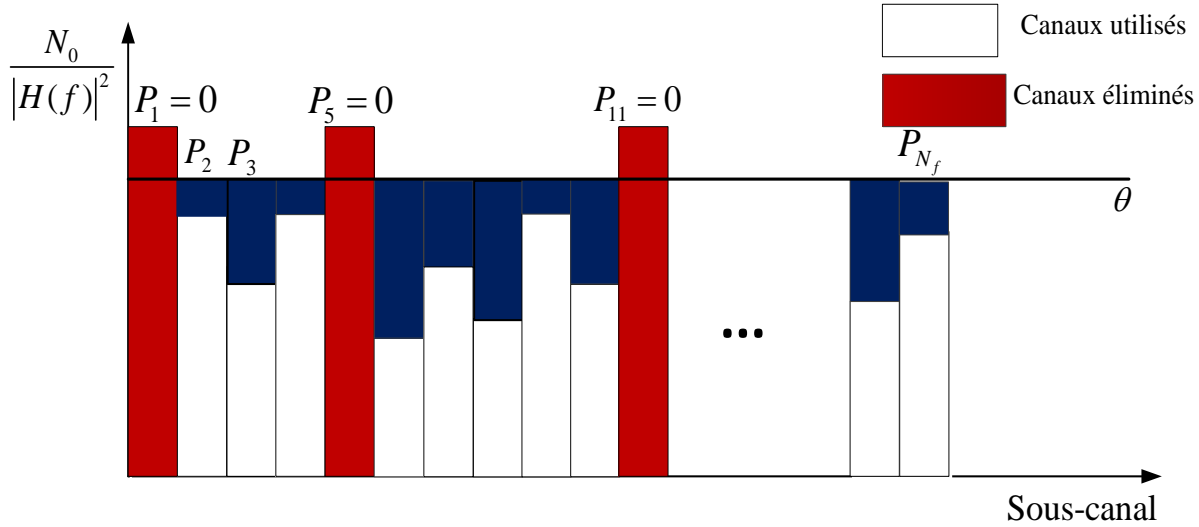


FIGURE 5.1 – Exemple de répartition de puissance avec le WF ; water-level = θ .

5.3.2 Attribution uniforme de la puissance

Si l’information sur $H(d, f_k)$ n’est pas disponible à l’émission, la méthode la plus simple pour calculer la capacité du canal est d’attribuer la puissance disponible sur toute la bande passante de façon uniforme. Par l’utilisation de cette procédure et en discrétisant l’équation (3.35), la capacité uniforme du canal est la somme de la capacité de chaque sous-canal :

$$C_{Unif}(d) = \sum_{k=1}^{N_f} \Delta f \times \log_2 [1 + \rho_T |H(d, f_k)|^2] \quad (5.8)$$

où $\rho_T = \frac{P}{BN_0}$ est le SNR à la transmission.

5.3.3 Résultats numériques à partir des mesures dans la mine

Dans la suite, nous allons considérer la réponse fréquentielle du canal de propagation à ondes millimétriques obtenue à partir des mesures. Dans nos calculs, on divise le canal en N_f sous-canaux (2000 dans notre cas, correspondant au nombre de points de balayage) avec une bande passante de chaque sous-canal égale à 1.08 MHz.

Dans le but de comparer les deux méthodes, uniforme et optimale, nous avons d'abord fait des calculs en supposant que l'on n'a pas d'informations concernant la réponse fréquentielle du canal. Pour cela, on calcule la capacité du canal en attribuant la puissance d'une manière uniforme sur les 2000 sous-canaux. La figure 5.2 illustre les capacités uniformes du canal minier à ondes millimétriques pour les huit scénarios aux niveaux 40 m et 70 m à une distance égale à 3 m. Cette figure montre que la capacité uniforme du canal est très faible lorsque le rapport signal sur bruit est faible et elle augmente lorsque le SNR augmente, ce qui vérifie le théorème de Shannon.

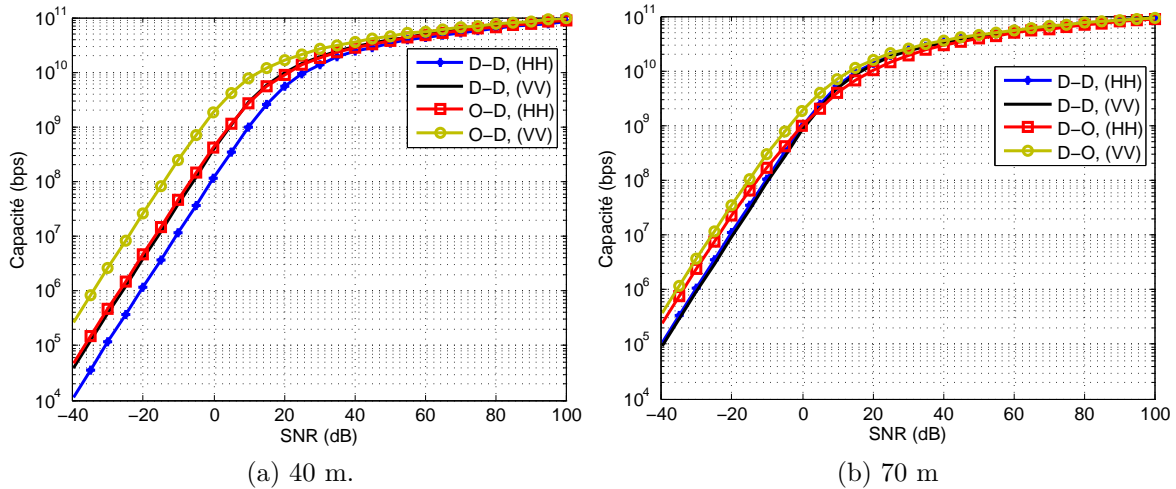


FIGURE 5.2 – Capacité du canal par la méthode uniforme en bps pour les différents scénarios aux niveaux 40 m et 70 m.

Le canal de transmission à ondes millimétriques est généralement un canal à trajets multiples, notamment pour les applications intérieures [91]. Ainsi, la réponse du canal est sélective dans le domaine fréquentiel. Cette caractéristique du canal à ondes millimétriques est démontrée par les résultats trouvés au chapitre 4, surtout la réponse en fréquence du canal pour les différents scénarios. Nous avons utilisé l'information obtenue au chapitre 4 à propos du canal, surtout la réponse en fréquences dans la mine et nous avons adapté la méthode optimale expliquée plus haut pour calculer la capacité du canal minier. Comme nous l'avons vu au chapitre 4, en général, les réponses en fréquences obtenues pour les différents scénarios dans la mine sont sélectives en fréquence. Aussi, nous avons vu dans le chapitre 3 que la formule classique de la capacité de Shannon est utilisée pour les canaux plats. Par conséquent, cette approche ne s'applique pas directement dans le type de canaux obtenus au chapitre 4.

Nous avons utilisé tous les points de la réponse fréquentielle mesurée du canal, soit 2000

points, pour lesquels les sous-canaux peuvent être considérés comme plats. Ensuite, nous avons procédé comme expliqué à la section 5.3.1 pour calculer la capacité du canal connaissant ses caractéristiques. La figure 5.3 illustre la capacité optimale du canal minier à ondes millimétriques pour les huit scénarios aux niveaux 40 m et 70 m à une distance égale à 3 m. Cette figure montre que la méthode optimale basée sur l'algorithme WF donne une amélioration importante par rapport à la capacité uniforme pour de faibles valeurs du SNR. La capacité augmente lorsque le SNR augmente, ce qui vérifie le théorème de Shannon.

Cette figure démontre aussi que le canal est plus sélectif lorsque l'on utilise une antenne omni à la réception. En fait et comme nous avons vu, la méthode optimale est plus efficace lorsque le canal est plus sélectif et lorsque le rapport signal à bruit est faible, ce qui explique la différence entre les courbes des scénarios D-D, (HH) et D-D, (VV) avec les courbes des scénarios D-O, (HH) et D-O, (VV) à la figure 5.3b, au niveau 70 m.

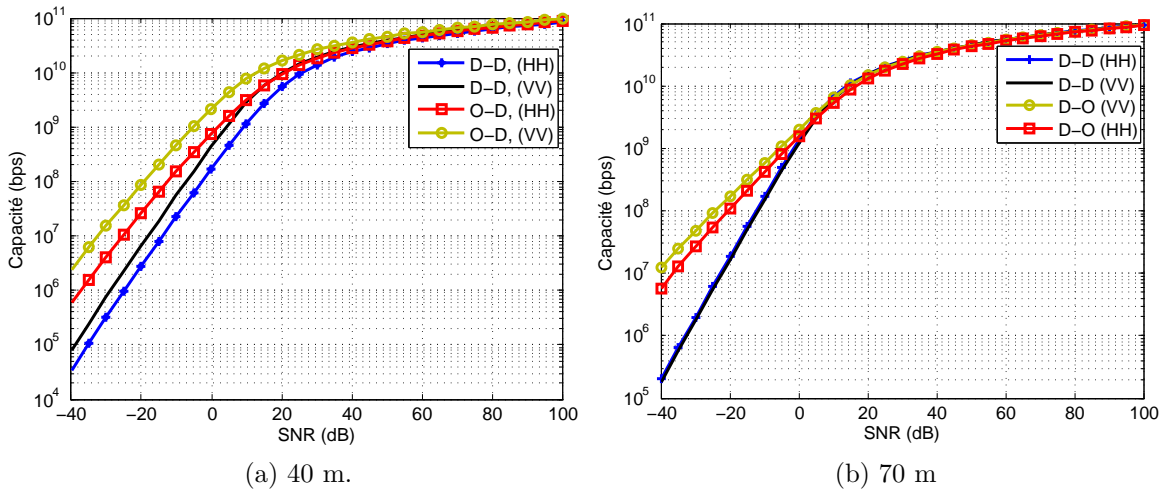


FIGURE 5.3 – Capacité du canal par la méthode optimale en bps pour les différents scénarios aux niveaux 40 m et 70 m.

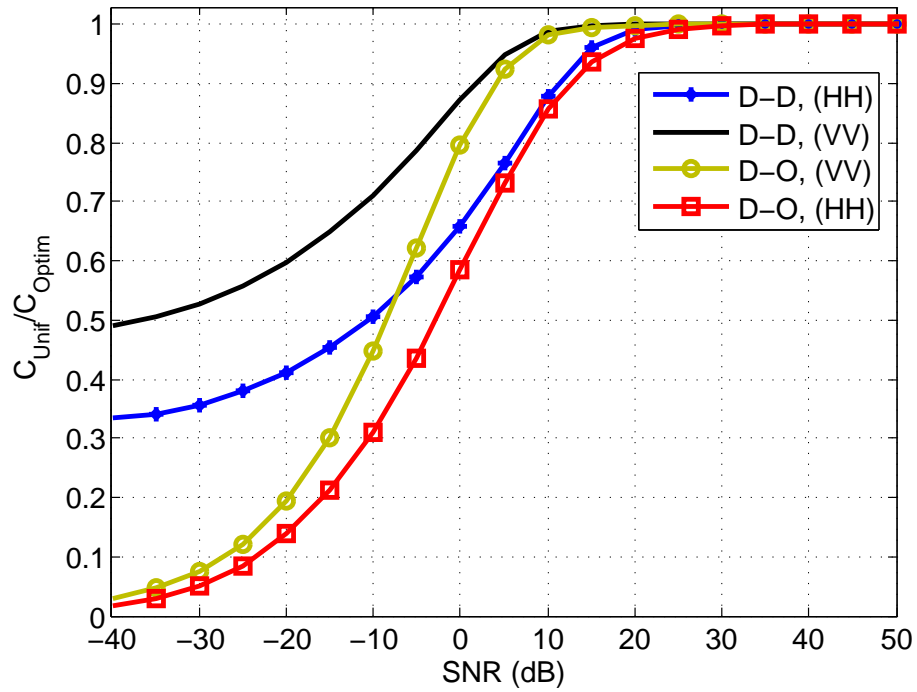
D'après les figures 5.2 et 5.3, nous pouvons noter que la méthode optimale donne des valeurs plus élevées de la capacité par rapport à la méthode uniforme. Cependant, ces figures ne nous donnent pas une évaluation exacte de combien la méthode optimale est plus efficace. Autrement dit, il faut chercher un indice d'efficacité de la méthode uniforme par rapport à la méthode optimale. Pour démontrer la pertinence de la méthode optimale dans le calcul de la capacité du canal à ondes millimétriques dans la mine, nous avons divisé les capacités uniformes par les capacités optimales. Ensuite, nous avons utilisé le

rapport C_{Unif}/C_{Optim} comme indice d'efficacité de la méthode uniforme par rapport à la méthode optimale.

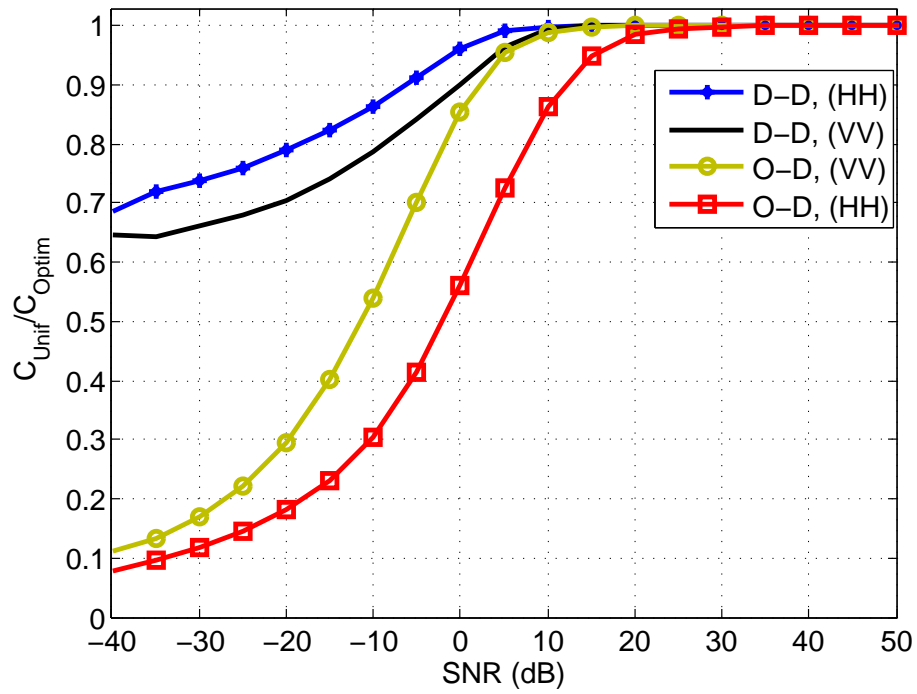
La figure 5.4 illustre le rapport C_{Unif}/C_{Optim} dans la mine aux niveaux 40 m et 70 m, respectivement et à une distance de 3 m. Cette figure démontre la pertinence de la méthode optimale dans un environnement confiné comme une mine souterraine. D'après la figure 5.4 nous pouvons noter les points suivants :

1) Aux niveaux 40 m et 70 m

- La méthode de la distribution optimale de la puissance est plus efficace lorsque le rapport signal sur bruit est faible. Cependant, la capacité uniforme converge vers la capacité optimale lorsque le rapport signal sur bruit devient plus grand pour les huit scénarios aux deux niveaux, 40 m et 70 m.
- La méthode optimale est plus efficace pour les scénarios O-D et D-O aux niveaux 40 m et 70 m, et pour les deux polarisations (HH et VV). Cela peut être expliqué par la sélectivité importante de la réponse en fréquence du canal lorsqu'on utilise une antenne omni à l'émission ou à la réception. Par conséquent, la méthode optimale est moins efficace lorsque nous avons des antennes directives à l'émission et à la réception. En fait, et comme nous avons vu au chapitre 4, le canal devient plus sélectif lorsque nous utilisons une antenne omni. Aussi, nous avons vu au chapitre 3 et d'après la figure 3.8, que la méthode optimale est plus efficace pour les canaux plus sélectifs en fréquence, ce qui explique nos résultats.
- L'indice d'efficacité, C_{Unif}/C_{Optim} , change avec la distance de séparation entre les deux antennes. À la distance où on reçoit plus de trajets, la méthode optimale devient plus efficace. En fait lorsque l'on s'éloigne de l'antenne, le canal devient plus sélectif. Autrement dit, en s'éloignant de l'antenne d'émission, le nombre de trajets multiples devient plus grand. Mais après une certaine distance, ces trajets deviennent non significatifs à cause de la perte de propagation. La figure 5.5 illustre un exemple en trois dimensions de C_{Unif}/C_{Optim} en fonction du SNR à la transmission et de la distance de séparation au niveau 40 m pour le scénario DD (VV).
- En examinant l'efficacité de la méthode optimale en fonction de la distance de séparation entre les deux antennes pour les huit scénarios, nous avons constaté qu'il n'y a pas une relation tangible entre cette méthode et la distance. Cette méthode est plus pertinente à la distance où on reçoit un nombre



(a) 40 m.



(b) 70 m

FIGURE 5.4 – Rapport de la capacité uniforme sur la capacité optimale pour les différents scénarios aux niveaux 40 m et 70 m.

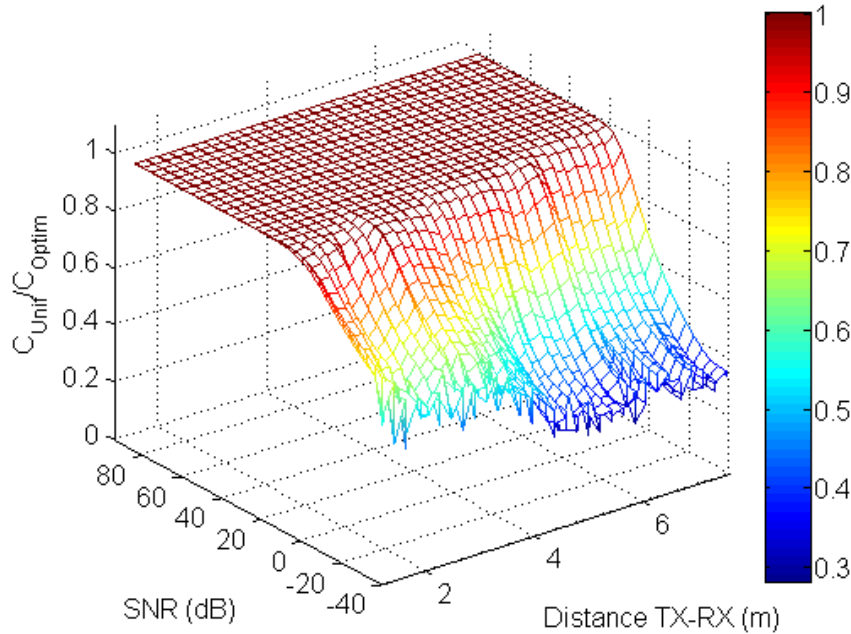


FIGURE 5.5 – Exemple du rapport de la capacité uniforme sur la capacité optimale au niveau 40 m pour le scénario D-D (VV).

plus élevé de trajets multiples. La figure 5.6 illustre un exemple du rapport entre capacité optimale et capacité uniforme au niveau 40 m pour le scénario D-D (HH). Cette figure montre que pour le scénario D-D (HH) au niveau 40 m, la méthode optimale est plus efficace lorsque la distance de séparation est entre 2.5 m et 4.5 m. En fait, à cette distance, nous recevons des trajets significatifs qui contribuent à l'augmentation de la puissance à la réception. Après 4.5 m, la méthode optimale devient moins efficace à cause de la perte de propagation. Lorsque le SNR à la transmission est plus grand que 15 dB, la méthode optimale donne des résultats similaires pour toutes les distances, ce qui corrobore les résultats obtenues à la figure 5.4.

2) Au niveau 40 m

- Au niveau 40 m, la méthode optimale est efficace lorsque le SNR < 22 dB pour les deux scénarios O-D (HH) et O-D (VV). Lorsque le SNR > 22 dB, les deux méthodes donnent les mêmes résultats. Par contre, la méthode optimale est efficace lorsque le SNR < 15 dB pour les deux scénarios D-D (HH) et D-D (VV). Lorsque le SNR > 15 dB, les deux méthodes optimale et uniforme donnent les mêmes résultats. Ces résultats peuvent être expliqués par la sélectivité en fréquence lorsque l'on utilise une antenne omni.

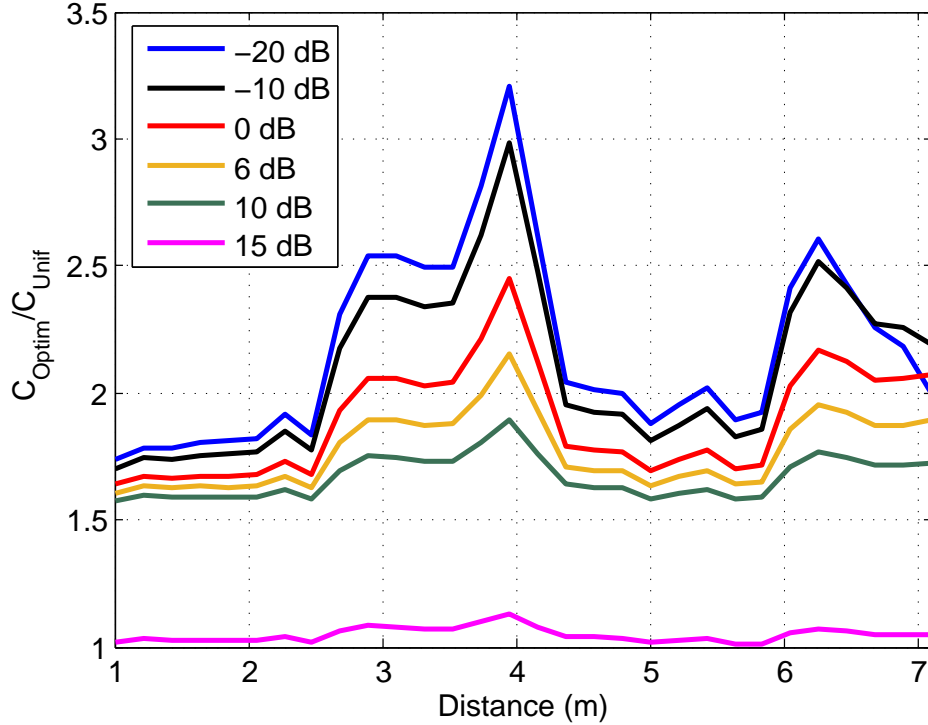


FIGURE 5.6 – Exemple du rapport de la capacité optimale sur la capacité uniforme au niveau 40 m pour le scénario D-D (HH).

- La méthode optimale peut donner une amélioration importante de la capacité, laquelle est augmentée d'un facteur plus grand que 1. La figure 5.4a montre que le rapport C_{Unif}/C_{Optim} lorsque le SNR est entre -40 dB et 0 dB est entre 0.09 et 0.55 et entre 0.11 et 0.88 pour les scénarios O-D (HH) et O-D (VV), respectivement. Par conséquent le taux de transmission binaire peut être augmenté entre 2 et 10 fois et entre 1.2 et 10 fois pour les scénarios O-D (HH) et O-D (VV), respectivement, si la méthode optimale est adoptée au lieu de la méthode uniforme dans ce scénario au niveau 40 m.
- Lorsque le SNR est entre -40 dB et 0 dB le rapport C_{Unif}/C_{Optim} est entre 0.35 et 0.65 et entre 0.5 et 0.85 pour les scénarios D-D (HH) et D-D (VV), respectivement. La méthode optimale augmente la capacité entre 1.55 et 3 fois et entre 1.2 et 2 fois pour les scénarios O-D (HH) et O-D (VV), respectivement.

3) Au niveau 70 m

- Au niveau 70 m, la méthode optimale est efficace lorsque le SNR < 25 dB pour le scénario D-O (HH). Lorsque le SNR > 25 dB, les deux méthodes

donnent les mêmes résultats pour ce scénario. La méthode optimale est efficace lorsque le SNR < 15 dB pour les scénarios D-O (VV), D-D (HH) et D-D (VV), respectivement. Lorsque le SNR > 15 dB, les deux méthodes donnent les mêmes résultats pour ces trois scénarios.

- La figure 5.4b montre que le rapport C_{Unif}/C_{Optim} lorsque le SNR est entre -40 dB et 0 dB est entre 0.02 et 0.6 et entre 0.03 et 0.8 pour les scénarios D-O (HH) et D-O (VV), respectivement. Par conséquent le taux de transmission binaire peut être augmenté entre 1.67 et 50 fois et entre 1.25 et 33 fois pour les scénarios D-O (HH) et D-O (VV), respectivement si la méthode optimale est adoptée au lieu de la méthode uniforme dans ces scénarios au niveau 70 m.
- Lorsque le rapport SNR est entre -40 dB et 0 dB le rapport C_{Unif}/C_{Optim} est entre 0.69 et 0.95 et entre 0.65 et 0.9 pour les scénarios D-D (HH) et D-D (VV), respectivement. La méthode optimale augmente la capacité entre 1.055 et 1.45 fois et entre 1.1 et 1.54 fois pour les scénarios D-D (HH) et D-D (VV), respectivement. Lorsque le SNR > 15 dB à la transmission C_{Unif}/C_{Optim} est proche de 1.

Nous pouvons constater que la méthode optimale est plus appropriée pour les scénarios où le canal est plus sélectif comme pour les scénarios D-O (VV) et D-O (HH) au niveau 70 m. Ces résultats vérifient les résultats obtenues au chapitre 4, soit que le canal est plus sélectif au niveau 70 m qu’au niveau 40 m lorsqu’une antenne omni est utilisée. L’indice d’efficacité C_{Unif}/C_{Optim} nous donne une idée sur l’ordre de diversité du canal. En fait, l’ordre de diversité est égal au nombre de trajets à la réception. Autrement dit, lorsque le nombre de trajets augmente, la capacité augmente à cause de la diversité temporelle.

5.4 Capacité de canal minier basée sur l’indice de perte de puissance n

Dans cette section nous allons déterminer une relation entre la capacité du canal et l’indice de perte de puissance n pour les huit scénarios dans les deux niveaux, 40 m et 70 m. Cette relation nous aide à étudier la variation de la capacité en fonction de l’atténuation à grande échelle du canal. Les valeurs des n obtenues au chapitre 4 vont être utilisées dans le modèle de la capacité en fonction de la perte de propagation que

nous allons déterminer dans cette section. Le résultat de la capacité obtenu selon ce modèle sera comparé avec celle obtenu à partir de mesure.

5.4.1 Relation entre la capacité et l'indice de perte de puissance n

Dans la suite nous allons définir une relation entre la constante n et la capacité du canal. En commençant, on définit la sensibilité nécessaire au niveau du récepteur par :

$$S_r = NF + F + \rho_R \quad (5.9)$$

où $NF = -107$ dBm est le bruit de fond du système, F est le facteur de bruit supposé égale à 0 dB après la calibration et ρ_R est le rapport du signal sur le bruit au récepteur. Pour assurer une performance adéquate au récepteur, la puissance minimale recue doit être supérieure ou égale à la sensibilité requise, $P_r \geq S_r$ [92]. La puissance reçue à une distance d est donnée par :

$$P_r(d) = P_t + G_t + G_r - L_{\text{câbles}} - PL(d) \quad [dB] \quad (5.10)$$

où P_t est la puissance émise, G_t représente la combinaison des gains de l'antenne d'émission et de l'amplificateur de puissance, G_r représente la combinaison des gains de l'antenne au niveau de récepteur et l'amplificateur de puissance, $L_{\text{câbles}}$ représente l'atténuation dans les câbles et $PL(d)$ est l'atténuation de parcourus à une distance d . Après avoir retiré l'effet des équipements de mesure en normalisant à 1 m, G_t , G_r et $L_{\text{câbles}}$ sont supposés égaux à 0 dB. En tenant compte que $P_r \geq S_r$ et en substituant (2.20) dans (5.10), la relation entre la performance du système et la distance de séparation entre les deux antennes peut être dérivée comme :

$$\begin{aligned} \rho_R &\leq P_t - NF - PL(d) \\ &= 4 \text{ dBm} + 107 \text{ dBm} - PL(d) \\ &= 81 \text{ dB} - PL(d_0) - 10n \log_{10} \left(\frac{d}{d_0} \right) + S(d) \end{aligned} \quad (5.11)$$

En substituant (5.11) dans (3.27), la relation entre la capacité et la distance d est :

$$C = B \log_2 \left(1 + 10^{(81 - PL(d_0) - 10n \log_{10}(\frac{d}{d_0}) + S(d))/10} \right) \quad (5.12)$$

5.4.2 Résultats de la capacité en fonction de la distance entre les antennes

Dans le but de comparer les capacités du canal en utilisant l'indice de perte de propagation, nous avons posé $\rho_T = \rho_R|_{1m} = 13$ dB dans (5.8) de telle sorte que les deux

capacités sont égales à la distance de référence d_0 . Cette valeur de ρ_R à 1 m est obtenue en posant $S(d) = \mu_{S(d)} = 0$ et $d = d_0 = 1$ m dans (5.11). Les capacités calculées en fonction de la perte de propagation comparé à la capacité uniforme sont illustrées aux figures 5.7 et 5.8 pour les deux environnements, 40 m et 70 m. D'après ces figures, nous pouvons noter les points suivants :

- Les capacités uniformes illustrées aux figures 5.7 et 5.8 sont conformes au modèle de la capacité en fonction de l'indice de la perte de propagation. La variation entre la capacité uniforme et la capacité selon le modèle peut-être expliquée par les valeurs de shadow fading.
- Le changement de la polarisation de l'antenne joue un rôle important dans les résultats de la capacité. Les résultats trouvés pour la polarisation VV sont plus élevés dans les deux galeries, sauf pour le scénario D-D au niveau 70 m, où la capacité est plus élevée pour la polarisation HH. En fait, au niveau 70 m la dimension étroite de la galerie permet de recevoir un nombre plus élevé de trajets multiples pour le scénario D-D (HH) que pour le scénario D-D (VV). Ces trajets augmente la puissance reçu et par la suite la capacité du canal.
- Comme prévu, les valeurs des capacités diminuent avec la distance de séparation entre les deux antennes. Les fluctuations dans les courbes des capacités peuvent être expliquées par les contributions des trajets multiples. La capacité augmente lorsque le SNR augmente.
- Les valeurs obtenues aux figures 5.7 et 5.8 sont plus petites que les valeurs présentées dans [15] pour la même mine au niveau 40 m. Les valeurs obtenues dans [15] peuvent être expliquées par l'utilisation d'antennes microrubans patches, les différentes largeurs de bande et les différentes puissances d'émission. Les résultats montrent qu'à cause de l'effet de guide d'ondes, le canal de propagation au niveau 70 m peut atteindre, avec moins de puissance émise, la même capacité de canal qu'au niveau 40 m. En fait, les trajets multiples reçus peuvent être constructifs ou destructifs au récepteur, ce qui explique la variation de la capacité mesurée en fonction de la distance pour tous les scénarios.

Les moyennes de la capacité optimale et uniforme sur toutes les distances pour les huit scénarios aux niveaux 40 m et 70 m sont récapitulées au tableau 5.1. D'après ce tableau nous pouvons noter que :

1) Aux niveaux 40 m et 70 m

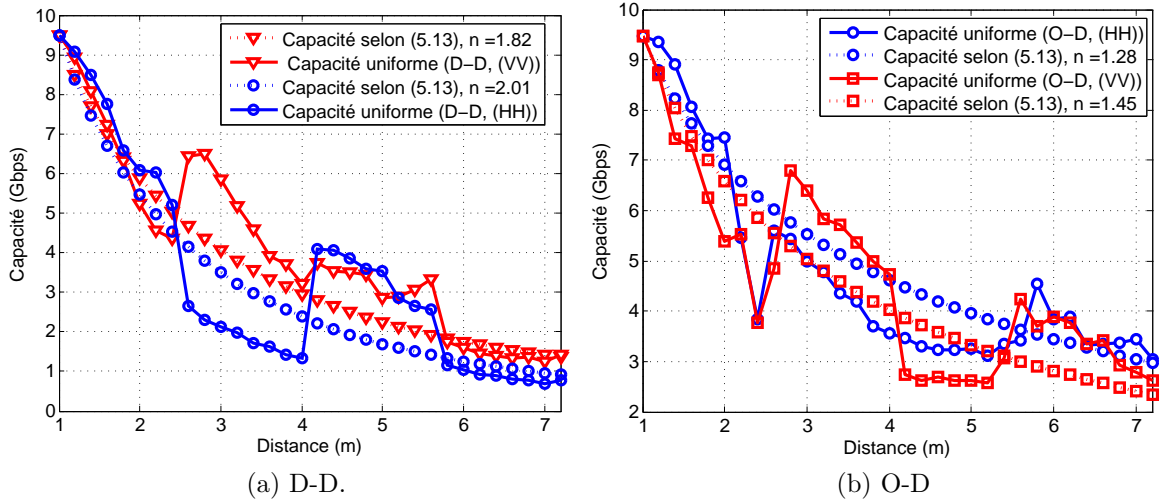


FIGURE 5.7 – Capacité du canal en fonction de la distance entre les deux antennes au niveau 40 m.

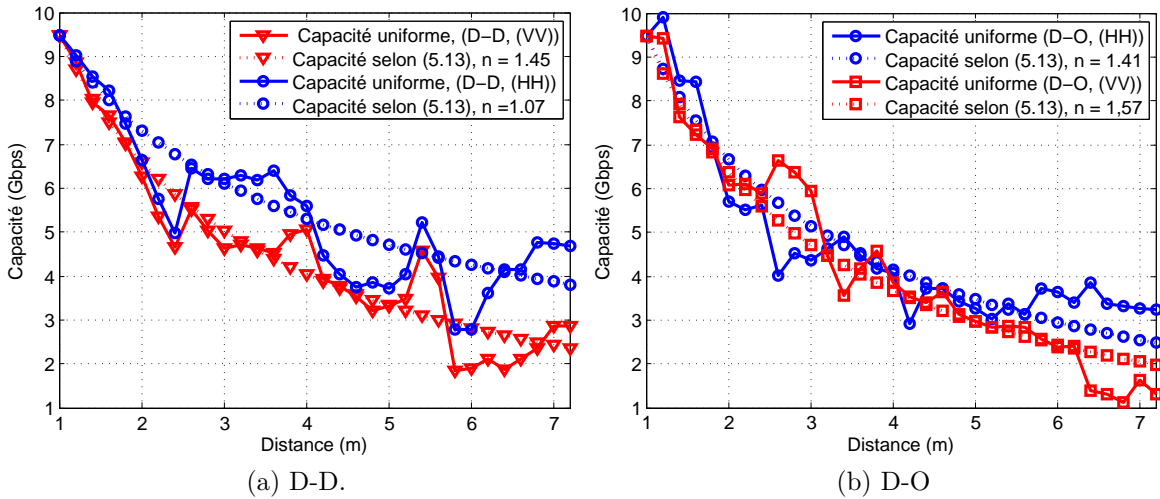


FIGURE 5.8 – Capacité du canal en fonction de la distance entre les deux antennes au niveau 70 m.

Scénarios de mesure	C_{Unif} [Gbps]		C_{Optim} [Gbps]	
	VV	HH	VV	HH
40 m, (D-D)	4	3.47	4	3.48
40 m, (O-D)	4.75	3.85	5.18	4.2
70 m, (D-D)	4.66	5.32	4.66	5.32
70 m, (D-O)	4.85	4.67	5.2	5.15
Laboratoire, (D-D)	7.8665	3.7	7.8977	3.94

Tableau 5.1 – Capacités uniformes et optimales moyennes des canaux aux niveaux 40 m et 70 m et dans le laboratoire en Gbps.

– les valeurs des capacités uniforme et optimale démontrent ce qu'on a obtenu

à la section 5.3.3, soit que la méthode optimale donne les mêmes résultats que la capacité uniforme lorsque le SNR > 15 dB pour les scénarios D-D (HH) et D-D (VV) aux niveaux 40 m et 70 m. En fait, nos calculs ont été faits pour un SNR = 13 dB, d'où l'observation que la méthode optimale donne des valeurs proches de celle données par la méthode uniforme.

- Les valeurs des capacités obtenues montrent que la méthode optimale donne des résultats plus élevés pour les scénarios D-O (VV) et D-O (HH) au niveau 70 m et O-D (VV) et O-D (HH) au niveau 40 m lorsque SNR < 25 dB. À un SNR = 13 dB, la méthode optimale augmente la capacité d'un facteur autour de 1.1 pour les scénarios mentionnés plus haut, ce que montrent nos résultats dans le tableau 5.1.
- La capacité obtenue dans les deux environnements est plus petite que celle obtenue dans [15], soit 2.92 bits/s/Hz pour la même valeur de ρ_T . Ce résultat peut s'expliquer par l'utilisation d'un système MIMO dans les mesures avec des antennes omnidirectionnelles à l'émission et à la réception [15].

2) Au niveau 40 m

- Les valeurs des capacités trouvés au niveau 40 m sont plus basses que celles trouvées au niveau 70 m. Ces résultats peuvent être expliqués par la grande dimension de la galerie, ce qui diminue les contributions des trajets multiples.
- Le scénario D-D (VV) au niveau 40 m donne un moins bon résultat. Ceci est attendu à cause de la directivité de l'antenne, en plus de la dimension de la galerie. D'après le diagramme de rayonnement, illustré à la figure (4.12), de l'antenne directive utilisée dans les mesures pour les différentes polarisations, on voit que l'antenne a un lobe plus étroit pour la polarisation VV, ce qui diminue la dispersion du signal causée par les murs de la mine.

3) Au niveau 70 m

- Les valeurs élevées des capacités au niveau 70 m peuvent être expliquées par la petite dimension de la galerie 70 m. En fait, lorsque la galerie est plus étroite, l'effet de guide d'onde devient plus élevé. L'effet de guide d'onde augmente les contributions des trajets multiples qui augmentent la puissance à la réception et par la suite la capacité du canal.
- Le scénario D-D (HH) au niveau 70 m donne un meilleur résultat. Ceci est attendu à cause de la directivité de l'antenne.

5.4.3 Capacité de canal selon le modèle de \widetilde{PDP}

Dans le but de démontrer la pertinence du modèle \widetilde{PDP} obtenu au chapitre 4, nous avons calculé la capacité du canal en utilisant ce modèle et l'avons comparé aux capacités uniforme et optimale. Comme nous l'avons expliqué au chapitre 4, nous avons cherché la réponse impulsionnelle du modèle, $\tilde{h}(d, lT_e)$. Ensuite, pour obtenir $\tilde{H}(d, f_k)$, nous sommes retournés dans le domaine des fréquences par une transformé de Fourier discrète sur N_f points. En se basant sur (4.18) et (5.8), la capacité selon le modèle de la réponse impulsionnelle du canal peut être obtenue par :

$$\tilde{C}_{Unif}(d) = \sum_{k=1}^{N_f} \Delta f \times \log_2 [1 + \rho_T |\tilde{H}(d, f_k)|^2] \quad (5.13)$$

où $|\tilde{H}(d, f_k)|^2$ est la réponse en fréquence du modèle $\tilde{h}(d, lT_e)$ à la distance d et ρ_T est le SNR à la transmission.

La figure 5.9 illustre un exemple des capacités uniforme, optimale et selon le modèle de PDP pour la même valeur de SNR = 13 dB pour le scénario D-D (HH) au niveau 40 m. Cette figure montre que, pour une valeur de $\rho_T = 13$ dB, le taux de transmission binaire peut être augmenté entre 1.01 et 1.122 fois si la méthode optimale est adoptée à toutes les distance de séparation entre les antennes. Ces résultats démontrent une autre fois ce qu'on a obtenu à la section 5.3.3, soit que la méthode optimale est plus efficace que la méthode uniforme lorsque SNR < 25 dB. On peut aussi voir sur cette figure que la capacité PDP est très près de la capacité uniforme, ce qui démontre la validité du modèle PDP. Ces résultats démontrent la pertinence de modèle de PDP. Les modèles de PDP pour les différents scénarios seront utilisés dans le chapitre suivant dans l'étude de la performance des systèmes OFDM.

5.5 Capacité du canal dans le laboratoire

Dans le but de comparer les résultats trouvés sur la capacité dans la mine avec des résultats obtenus dans un milieu interne, nous avons calculé la capacité du canal interne (laboratoire) en utilisant sa réponse en fréquences telle qu'obtenue au chapitre 4. Aussi, nous avons vérifié la variation des capacités en fonction de la distance par le modèle développé à la section 5.4. La figure 5.10 illustre les capacités, uniforme et optimale, dans le laboratoire. D'après cette figure, nous constatons qu'il y a une différence significative entre les deux scénarios D-D (HH) et D-D (VV). Le scénario D-D (VV) donne des résultats plus élevés de la capacité. Cette capacité est augmentée par l'utilisation

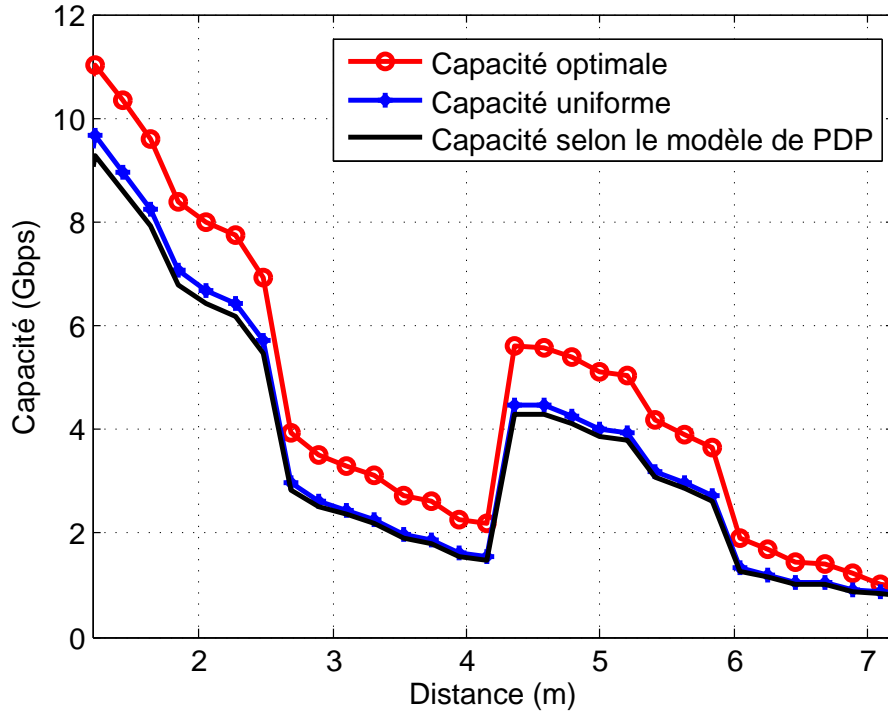


FIGURE 5.9 – Exemple des capacités uniforme, optimale et selon le modèle de PDP de canal en fonction de la distance entre les deux antennes au niveau 40 m pour le scénario D-D (HH).

de la méthode optimale. Cela peut être expliqué par la directivité d’antenne pour le scénario D-D (VV).

La figure 5.11 illustre le rapport entre les deux capacités, uniforme et optimale, pour les deux scénarios. D’après cette figure, nous pouvons remarquer que la méthode optimale est efficace lorsque le SNR < 15 dB pour le scénarios D-D (VV). Lorsque le SNR > 15 dB, les deux méthodes donnent les mêmes résultats. Par contre, cette méthode est efficace lorsque le SNR < 22 dB pour le scénario D-D (HH). Lorsque le SNR > 22 dB, les deux méthodes donnent les mêmes résultats. Ces résultats peuvent être expliqués par la directivité de l’antenne dans la polarisation VV.

La méthode optimale peut donner une amélioration importante de la capacité dans le canal interne (laboratoire), laquelle est augmentée d’un facteur important. Lorsque le SNR est entre -40 dB et 0 dB l’indice d’efficacité, C_{Unif}/C_{Optim} , est entre 0.25 et 0.5 et entre 0.2 et 0.7 pour les scénarios D-D (HH) et D-D (VV), respectivement. Par conséquence le taux de transmission binaire peut être augmenté entre 2 et 4 fois et entre 1.45 et 1.9 fois pour les scénarios D-D (HH) et D-D (VV), respectivement, si la méthode optimale est adoptée au lieu de la méthode uniforme dans ces scénarios au niveau 40 m.

La figure 5.12 illustre la variation de la capacité en fonction de la distance de séparation entre les deux antennes pour les deux scénarios dans le laboratoire. Cette figure montre que la capacité diminue avec la distance et ces résultats sont conformes au modèle de la capacité en fonction de l'indice de la perte de propagation. La variation entre la capacité uniforme et la capacité selon le modèle peut-être expliquée par les valeurs du shadow fading qui viennent des obstacles de l'environnement. Cette figure montre aussi une différence entre les deux polarisations de l'antenne. Cette différence corrobore les résultats montrés par la figure 4.12, soit que la polarisation VV rend l'antenne plus directive et par la suite diminue l'effet de dispersion du canal et alors donne une capacité plus élevée. Les résultats de la capacité dans le laboratoire sont récapitulés au tableau 5.1.

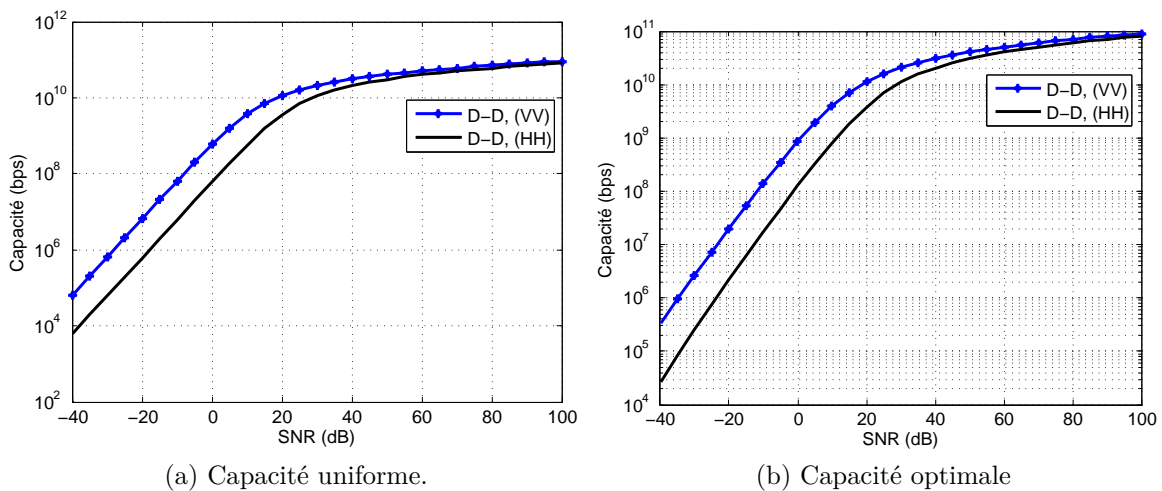


FIGURE 5.10 – Capacités uniforme et optimale du canal interne en bps pour les deux polarisations.

Les résultats trouvés démontrent ce qui a été mentionné précédemment, soit que le canal minier à ondes millimétriques est caractérisé par de graves affaiblissements à cause des évanouissements causés par le grand nombre de trajets multiples. Pour cette raison, la capacité trouvée pour le canal interne est plus élevée pour le scénario D-D (VV), soit autour de 7 Gbps.

5.6 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté une étude détaillée de la capacité d'un canal à ondes millimétriques soumis à de graves évanouissements. L'adaptation du signal de transmission à l'état de canal peut apporter une grande amélioration de la vitesse

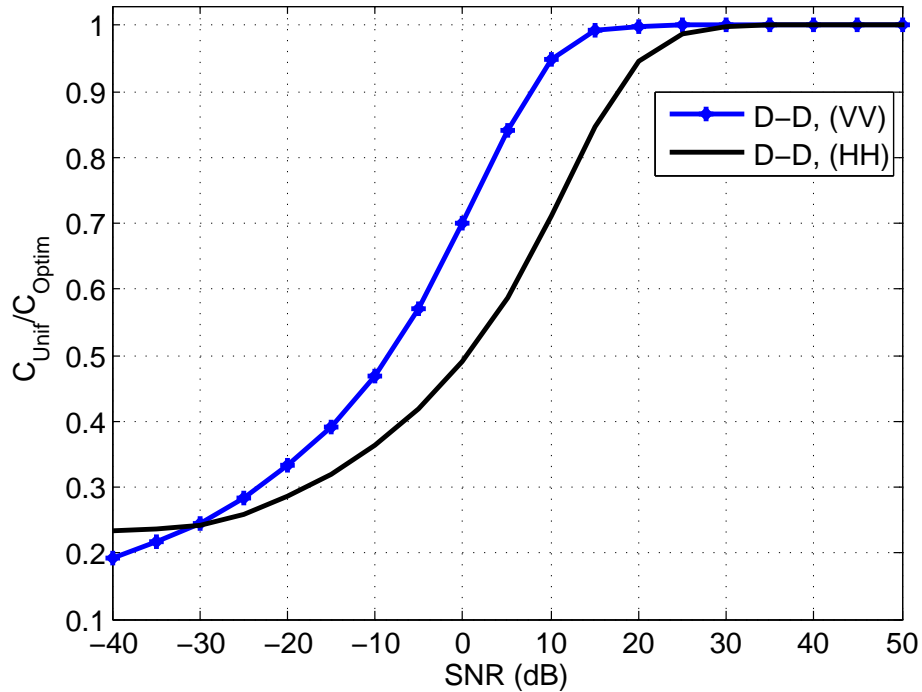


FIGURE 5.11 – Rapport des capacités optimale sur uniforme

de transmission. Le problème de trouver une stratégie optimale d'adaptation a été beaucoup étudié dans le passé. Parmi eux, une méthode qui propose de diviser la bande passante en un nombre de sous-canaux parallèles, identiques et indépendantes les uns des autres a été adaptés dans ce travail.

La capacité uniforme et la capacité optimale ainsi que le rapport de la capacité uniforme sur la capacité optimale ont été présentés. Les résultats sont utiles pour la conception de systèmes de communications à ondes millimétriques dans une mine souterraine. Un modèle de la performance de système en fonction de la distance qui sépare les deux antennes est comparé avec la capacité calculée à partir de la réponse en fréquence mesurée. Ces résultats sont basés sur des mesures réelles prises dans un environnement de la mine, ils seront utilisés pour la conception des réseaux locaux sans fil dans une mine active.

Les résultats obtenus démontrent que les différences dans la dimension de la galerie entre les deux niveaux dans la mine et les configurations adoptées durant les mesures effectuées jouent un rôle important dans la performance des systèmes en produisant différents résultats pour les capacités. Les résultats de la capacité obtenus au niveau étroit (70 m) sont plus élevés que ceux obtenu au niveau large (40 m).

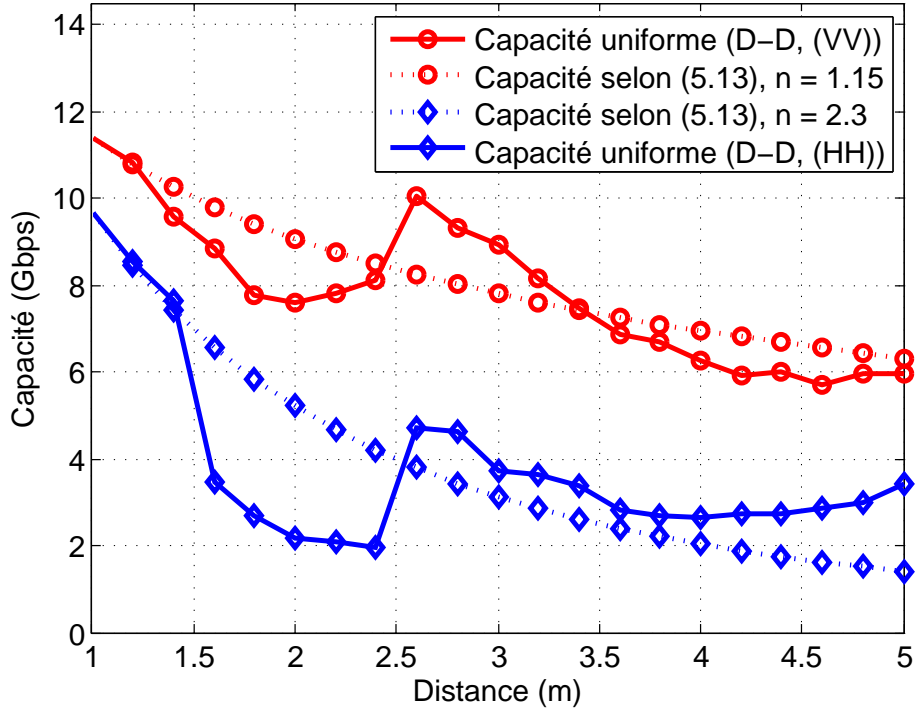


FIGURE 5.12 – Capacité du canal en fonction de la distance entre les deux antennes dans le laboratoire.

Les résultats obtenus montrent aussi que la capacité est supérieure si des antennes omnidirectionnelles sont utilisées. Le scénario D-O (VV) et O-D (VV) fournis des capacités supérieures dans les deux niveaux, 40 m et 70 m. La capacité déterminée par la méthode du WF optimise la répartition de la puissance disponible en utilisant les sous-porteuses ayant le bruit le plus faible. Le paramètre de seuil, "water-level" $\bar{\theta}$, permet de choisir les sous-porteuses utilisées.

Dans le scénario D-D (VV), à la fois pour 40 et 70 m, lorsque le rapport de signal sur bruit est très faible, en utilisant la méthode optimale on peut augmenter le taux de transmission considérablement par rapport à la méthode uniforme, tandis que lorsque le rapport signal sur bruit à l'émission est supérieur à 15 dB, l'avantage de la méthode optimale est très limité. Dans le cas D-D (VV) à 70 m et O-D (VV) à 40 m, lorsque le rapport signal sur bruit est supérieur à 25 dB, les deux approches, uniforme et optimale, donnent des résultats similaires.

Chapitre 6

Performance du système à ondes millimétriques dans la mine souterraine

6.1 Introduction

Comme nous l'avons vu dans la partie I, le déploiement d'un système de communications à ondes millimétriques dans une mine souterraine offre beaucoup d'avantages pour les communications sans fil, surtout pour les applications qui demandent un haut débit de transmission. Dans ce contexte, et pour rendre notre travail plus pertinent, notre projet est basé sur des mesures effectuées dans un milieu souterrain dans la plage fréquentielle du standard IEEE802.15.3c, soit 57.24 - 59.4 GHz. Ce milieu est hostile pour la propagation des ondes millimétriques vu les rugosités, l'humidité et l'existence du système de ventilation. Les chapitres précédents ont été dédiés à analyser les mesures effectuées dans ce milieu afin d'apporter une caractérisation du canal minier et de sa capacité. Cette étape est importante pour concevoir un système de communications viable s'approchant de cette capacité. Ce système est basé sur la modulation OFDM pour contrecarrer la sélectivité du canal, et le codage LDPC pour tendre vers la limite théorique de performance.

Comme nous l'avons vu au chapitre 4, les résultats obtenus sur le canal minier montrent que ce canal est sélectif en fréquences. Un des problèmes majeurs que rencontre la transmission à débit élevé est le problème des trajets multiples. Ce problème a été trouvé dans le canal minier surtout lorsque nous avons utilisé une antenne omni à

l'émission ou à la réception. Pour cette raison, nous avons utilisé la méthode optimale basée sur l'algorithme de waterfilling pour calculer la capacité du canal soumis à de graves évanouissements.

Dans ce chapitre, nous présentons les principaux résultats obtenus lors de nos simulations du système de communications minier à ondes millimétriques basé sur la modulation OFDM. Durant notre étude, nous avons pris en considération plusieurs facteurs, parmi lesquels nous pouvons citer les caractéristiques du canal obtenu à partir des résultats de la campagne de mesures, la puissance de l'émetteur, la forme d'onde utilisée ou le type de codage du canal utilisé. Pour quantifier la fréquence à laquelle les erreurs se produisent, nous avons calculé le taux d'erreur binaire (TEB). Un autre aspect important pour juger des performances d'un système de communications réside dans la complexité de l'algorithme de détection employé par le récepteur.

Dans les simulations, nous allons commencer par un système de communications simple sans le bloc de codage du canal (figure 3.1). Dans le but de rendre notre travail plus significatif, nous allons fixer une valeur de E_b/N_0 représentant la limite de Shannon. Plus on approche de cette limite plus on va considérer que notre système est performant. Comme nous l'avons vu au chapitre 5, les valeurs des capacités obtenues nous serviront dans le calcul de la limite de Shannon. Dans une deuxième étape, nous allons étudier plusieurs chemins d'optimisation pour s'approcher au maximum de la limite de Shannon.

6.2 Motivation

Comme nous l'avons expliqué dans la partie I, les canaux à trajets multiples peuvent dégrader ou améliorer les performances des systèmes de communications radio selon que les trajets multiples s'additionnent d'une façon destructive ou constructive. Néanmoins, les travaux menés sur ces canaux durant les deux dernières décennies ont montré que les canaux à trajets multiples peuvent offrir de plus grands débits en utilisant des récepteurs adéquats, capables d'exploiter leurs propriétés. Ces récepteurs peuvent utiliser plusieurs techniques dont la technique OFDM basée sur le multiplexage fréquentiel. Cette dernière a été proposée récemment comme une technique pouvant tirer profit des canaux avec évanouissements [93].

L'utilisation de l'OFDM dans les systèmes à ondes millimétriques est motivée principalement par la capacité de cette technique à transformer un canal à évanouissements en

un ensemble de canaux à bande étroite, caractérisés par une simple atténuation. À la connaissance de l’auteur, jusqu’à présent, il n’y a pas de travail détaillé sur la performance d’un système de communications à ondes millimétriques basé sur la modulation OFDM dans une mine souterraine. En faisant cela, nous pouvons répondre aux besoins dans la mine comme la transmission de vidéo en temps réel utilisée pour la surveillance.

6.3 Système OFDM non codé à ondes millimétriques dans la mine

Le système proposé fait partie d’un système de communications sans fil basé sur le standard IEEE802.15.3c dans la mine CANMET à Val-d’Or. Comme nous l’avons mentionné au chapitre 4, la fréquence porteuse des mesures est $f_c = 58.32$ GHz avec une bande passante égale la bande du standard IEEE802.15.3c, soit, $B = 2.16$ GHz. Par souci de simplicité et dans le but de synchroniser le système OFDM, nous considérons une durée du symbole QAM égale à la résolution temporelle du canal (durée entre deux échantillons) $T_s = t_{res} = 1/B = 0.46296$ ns.

Dans le but d’étudier la performance de système OFDM à ondes millimétriques en considérant les huit scénarios de notre étude, nous avons calculé le TEB en changeant le nombre de sous-porteuses, la longueur de préfixe cyclique et la taille de la modulation QAM. Dans la section suivante, les performances du système OFDM sans codage sont présentées. Cette étude nous permet de tester les paramètres OFDM comme le nombre de sous-porteuses et la longueur de préfixe cyclique. Ensuite, les performances du système OFDM sont comparées avec la limite de Shannon.

6.3.1 Choix des paramètres du système OFDM non codé à ondes millimétriques

Les paramètres utilisés dans nos simulations s’inspirent de différents articles et travaux de recherche [94], [40], [95] pour démontrer la validité et l’efficacité du système OFDM à ondes millimétriques dans une mine souterraine dont on avait donné un aperçu dans le chapitre 3. Notre système OFDM est modélisé et simulé en utilisant Matlab pour permettre de tester l’effet des changements des divers paramètres du système. Le but des simulations est d’estimer la performance du système OFDM pour les huit scénarios de mesure, aux niveaux 40 m et 70 m, et d’examiner les différents schémas de configurations du système.

Lors de la conception d'un système OFDM à ondes millimétriques, le choix des paramètres dépend des caractéristiques du système de communications, soit la largeur de bande, le taux de transmission, et le délai d'étalement. L'étalement maximal du canal détermine le temps de garde, tel que mentionné au chapitre 3. Dans le but de simplifier notre travail, nous avons supposé que :

- l'émetteur et le récepteur sont parfaitement synchronisés ;
- à part l'interférence entre symboles causée par les trajets multiples, seulement le bruit blanc additif gaussien (AWGN) est présent comme défaut dans le canal ;
- l'extension cyclique des symboles OFDM est utilisée comme intervalle de garde.

Comme nous l'avons vu au chapitre 4, nous avons effectué les mesures selon huit scénarios différents. Dans ce contexte, nous allons avoir huit systèmes OFDM différents. Ces systèmes ont des paramètres en commun qui restent fixes dans les simulations comme la bande passante du canal, soit 2.16 GHz.

Dans ce qui suit, nous présentons les démarches de calcul des paramètres du système OFDM non codé à ondes millimétriques. Ces paramètres sont classifiés en deux groupes : paramètres communs pour tous les scénarios et paramètres variant d'un scénario à un autre.

Choix du nombre de sous-porteuses

Le nombre de sous-porteuses qui peut être alloué pour le système OFDM est limité par l'exigence que les sous-canaux soient plats. En utilisant la valeur de la bande de cohérence, B_c , calculées au chapitre 4 pour chaque scénario de mesures, nous obtenons le nombre de sous-porteuses qu'on doit considérer dans la simulation. Pour assurer un évanouissement plat sur chaque sous-canal, il faut que le nombre de sous-porteuses vérifie la condition suivante [73], [18] :

$$N_C > \frac{B}{B_c} \tag{6.1}$$

où B_c est la largeur de bande de cohérence du canal. D'après les tableaux 4.4 et 4.5, la bande de cohérence minimale est celle pour le scénario O-D (VV) au niveau 40. Pour ce scénario, il faut que $N_C > 94$. Dans le but d'étudier l'effet du nombre de sous-porteuses et de comparer les résultats de performance des huit scénarios, nous avons simulé le système OFDM à onde millimétriques en utilisant trois valeurs de N_C , soit, 128, 256 et 512.

Taille et durée de l'IFFT

La taille de l'IFFT est égale au nombre de sous-porteuses N_C . L'espacement entre les sous-porteuses dans le domaine fréquentiel est donnée par :

$$d_f = \frac{B}{N_C} \quad (6.2)$$

La durée de l'IFFT est égale à l'inverse de l'espacement entre les sous-porteuses :

$$T_{\text{IFFT}} = \frac{1}{d_f} \quad (6.3)$$

L'espacement entre les sous-porteuses pour $N_C = 128$ et pour $B = 2.16$ GHz est

$$d_f = \frac{B}{N_C} = \frac{2.16 \text{ GHz}}{128} = 16.875 \text{ MHz} \quad (6.4)$$

La durée de l'IFFT est égale à :

$$T_{\text{IFFT}} = \frac{1}{16.875} = 59.25 \text{ ns} \quad (6.5)$$

Le tableau 6.1 présente les paramètres communs des systèmes OFDM non codés qui restent fixes pour toutes les simulations à 3 m. Les paramètres N_C , d_f et T_{IFFT} désignent le nombre de sous-porteuses, la bande passante des sous canaux et la durée de l'IFFT, respectivement.

N_C	d_f [MHz]	T_{IFFT} [ns]
128	16.875	59.259
256	8.437	118.525
512	4.218	237.037

Tableau 6.1 – Paramètres communs dans les simulations du système OFDM à ondes millimétriques pour les huit scénarios.

Choix de la longueur du préfixe cyclique et durée du symbole OFDM

Comme nous l'avons vu au chapitre 3, pour résoudre le problème d'interférence entre symboles et entre porteuses, il faut ajouter un préfixe cyclique au début de chaque symbole OFDM. La durée du préfixe cyclique, t_{PC} , doit être plus grande que l'étalement maximal du canal sans fil :

$$t_{PC} > \tau_{\max} \quad (6.6)$$

D'un point de vue pratique, il faut ajouter à chaque vecteur de symbole OFDM un vecteur N_{PC} de longueur vérifiant la condition suivante :

$$N_{PC} > \frac{\tau_{\max}}{T_s} \quad (6.7)$$

où T_s est la durée du symbole QAM. Les résultats présentés au chapitre 4 montrent que τ_{\max} change avec les scénarios de mesures, d'où N_{PC} varie aussi d'un scénario à un autre. Pour le même nombre de sous-porteuses, la variation du N_{PC} modifie l'efficacité spectrale. Comme nous l'avons vu, l'efficacité spectrale désigne le débit par unité de largeur de bande en bit/s/Hz et est donnée par (3.17).

La durée du symbole OFDM dépend de la longueur de préfixe cyclique, elle peut s'écrire comme :

$$T = N_T T_s = \frac{N_C + N_{PC}}{B} \quad (6.8)$$

où T_s est la durée du symbole QAM, B est la largeur de bande du canal égale 2.16 GHz, N_C est le nombre de sous-porteuses et N_{PC} est la longueur de préfixe cyclique. On pourrait augmenter la durée du symbole en utilisant un nombre plus grand de point de l'IFFT. Cependant, cette approche conduirait à une grande sensibilité au bruit de phase en raison du petit espacement des sous-porteuses (inversement proportionnelle à la taille de l'IFFT) [73].

Débit binaire et limite de Shannon

Dans nos simulations, nous allons utiliser la modulation M -QAM. Lorsque la valeur de M augmente, cette modulation devient plus sensible au bruit et à l'interférence entre symbole (IES). Cependant, ce problème peut être résolu par un code correcteur d'erreur (section 6.5) et par l'ajout du préfixe cyclique. Le débit binaire dans un système OFDM est donné par le nombre de bits d'information par symbole OFDM divisé par la durée d'un symbole OFDM, $D = \frac{n_{bits}}{T}$, où $n_{bits} = kN_C$ désigne le nombre de bits d'information par symbole OFDM avec k égal au nombre de bits par symbole QAM ($M = 2^k$) et $T = (N_C + N_{PC})/B$ désigne la durée du symbole OFDM.

La présence du préfixe cyclique diminue le débit binaire du système OFDM car la durée du symbole OFDM est augmentée de t_{PC} secondes. Le débit binaire du système OFDM peut s'écrire comme :

$$D = \frac{kN_C}{N_C + N_{PC}} B = \eta B \quad \text{bits/s} \quad (6.9)$$

où $\eta = \frac{kN_C}{N_C + N_{PC}}$ désigne l'efficacité spectrale du système ; celui-ci n'est pas fixe et dépend du nombre de sous-porteuses, N_C , et de la longueur du préfixe cyclique, N_{PC} .

En utilisant (6.9), nous pouvons trouver le débit binaire pour un système et un scénario donné. Pour calculer la limite de Shannon, il faut trouver la valeur de E_b/N_0 pour obtenir une capacité égale au débit binaire du système.

Nous avons vu au chapitre 3 que :

$$\frac{E_b}{N_0} = \frac{\rho_T}{\eta} \quad (6.10)$$

où ρ_T est le rapport signal sur bruit à la transmission et η désigne l'efficacité spectrale du système. Comme nous l'avons démontré au chapitre 5, la capacité optimale est donnée par :

$$C_{Optim}(d, f_k) = \sum_{f_k \in F_{\bar{\theta}}} \Delta f \times \log_2 [\bar{\theta} |H(d, f_k)|^2] \quad (6.11)$$

où $\bar{\theta}$ vérifie l'équation suivante :

$$\sum_{f_k \in F_{\bar{\theta}}} \left[\bar{\theta} - \frac{1}{|H(d, f_k)|^2} \right] = \rho_T N_f \quad (6.12)$$

En développant (6.12), on obtient l'équation suivante :

$$|F_{\bar{\theta}}| \bar{\theta} - \sum_{k=1}^{N_f} |H(d, f_k)|^2 = \rho_T N_f \quad (6.13)$$

où $|F_{\bar{\theta}}|$ est le cardinal de l'ensemble $F_{\bar{\theta}}$. Cet ensemble inclut les sous-canaux qui ont un rapport signal sur bruit significatif dans le calcul de la capacité. La constante $\bar{\theta}$ peut donc s'écrire sous la forme :

$$\bar{\theta} = \frac{|F_{\bar{\theta}}| \rho_T - \sum_{f_k \in F_{\bar{\theta}}} |H(d, f_k)|^2}{N_f} \quad (6.14)$$

On peut remanier (6.11) pour isoler $\bar{\theta}$:

$$\begin{aligned} \frac{C_{Optim}}{\Delta f} &= \sum_{f_k \in F_{\bar{\theta}}} \log_2 [\bar{\theta} |H(d, f_k)|^2] \\ &= \log_2 \left(\prod_{f_k \in F_{\bar{\theta}}} \bar{\theta} |H(d, f_k)|^2 \right) \end{aligned} \quad (6.15)$$

$$2^{\frac{C_{Optim}}{\Delta f}} = \bar{\theta}^{|F_{\bar{\theta}}|} \prod_{f_k \in F_{\bar{\theta}}} |H(d, f_k)|^2 \quad (6.16)$$

$$\bar{\theta} = \left(\frac{2^{\frac{C_{Optim}}{\Delta f}}}{\prod_{f_k \in F_{\bar{\theta}}} |H(d, f_k)|^2} \right)^{\frac{1}{|F_{\bar{\theta}}|}} \quad (6.17)$$

En mettant (6.17) dans (6.14), nous obtenons :

$$N_f \left(\frac{2^{\frac{C_{Optim}}{\Delta f}}}{\prod_{f_k \in F_{\bar{\theta}}} |H(d, f_k)|^2} \right)^{\frac{1}{|F_{\bar{\theta}}|}} = |F_{\bar{\theta}}| \rho_T - \sum_{f_k \in F_{\bar{\theta}}} |H(d, f_k)|^2 \quad (6.18)$$

d'où la valeur du rapport ρ_T donnée par :

$$\rho_T = \frac{N_f \left(\frac{2^{\frac{C_{Optim}}{\Delta f}}}{\prod_{f_k \in F_{\bar{\theta}}} |H(d, f_k)|^2} \right)^{\frac{1}{|F_{\bar{\theta}}|}} + \sum_{f_k \in F_{\bar{\theta}}} |H(d, f_k)|^2}{|F_{\bar{\theta}}|} \quad (6.19)$$

Après avoir obtenu la valeur de ρ_T , nous pouvons calculer le rapport E_b/N_0 correspond à cette valeur en appliquant (6.10). Cette valeur de E_b/N_0 représente la limite en dessous de laquelle il ne peut y avoir de communication fiable pour des valeurs données des paramètres de notre système.

En suivant les mêmes démarches, nous pouvons également obtenir la valeur de ρ_T si la méthode uniforme est adoptée dans la recherche de la capacité. Comme nous l'avons démontré au chapitre 5, la capacité uniforme est donnée par :

$$C_{Unif}(d, f_k) = \sum_{k=1}^{N_f} \Delta f \times \log_2 [1 + \rho_T |H(d, f_k)|^2] \quad (6.20)$$

En développant (6.20), on peut obtenir ρ_T en fonction de C_{Unif} :

$$\begin{aligned} \frac{C_{Unif}}{\Delta f} &= \sum_{k=1}^{N_f} \log_2 [1 + \rho_T |H(d, f_k)|^2] \\ &= \log_2 \prod_{k=1}^{N_f} (1 + \rho_T |H(d, f_k)|^2) \end{aligned} \quad (6.21)$$

$$2^{\frac{C_{Unif}}{\Delta f}} = \prod_{k=1}^{N_f} (1 + \rho_T |H(d, f_k)|^2) \quad (6.22)$$

Il est difficile d'obtenir ρ_T à partir de (6.22), pour cette raison, nous allons définir une limite inférieur de ρ_T . Dans ce contexte, nous allons utiliser l'inégalité 6 dans ([96]). Cette inégalité est donnée par :

$$\prod_{n=1}^N (1 + x_n) \geq \left(1 + \left(\prod_{n=1}^N x_n \right)^{\frac{1}{N}} \right)^N \quad (6.23)$$

En appliquant (6.23), nous pouvons écrire la partie droite de (6.22) comme :

$$\prod_{k=1}^{N_f} (1 + \rho_T |H(d, f_k)|^2) \geq \left(1 + \left(\prod_{k=1}^{N_f} \rho_T |H(d, f_k)|^2 \right)^{\frac{1}{N_f}} \right)^{N_f} \quad (6.24)$$

$$\begin{aligned} 2^{\frac{C_{Unif}}{\Delta f}} &\geq \left(1 + \left(\rho_T^{N_f} \prod_{k=1}^{N_f} |H(d, f_k)|^2 \right)^{\frac{1}{N_f}} \right)^{N_f} \\ 2^{\frac{C_{Unif}}{\Delta f}} &\geq \left(1 + \rho_T \left(\prod_{k=1}^{N_f} |H(d, f_k)|^2 \right)^{\frac{1}{N_f}} \right)^{N_f} \\ \left(2^{\frac{C_{Unif}}{\Delta f}} \right)^{\frac{1}{N_f}} - 1 &\geq \rho_T \left(\prod_{k=1}^{N_f} |H(d, f_k)|^2 \right)^{\frac{1}{N_f}} \\ \left(2^{\frac{C_{Unif}}{B}} \right) - 1 &\geq \rho_T \left(\prod_{k=1}^{N_f} |H(d, f_k)|^2 \right)^{\frac{1}{N_f}} \end{aligned} \quad (6.25)$$

En remaniant (6.25), nous pouvons écrire ρ_T comme :

$$\rho_T \leq \frac{\left(2^{\frac{C_{Unif}}{B}} \right) - 1}{\left(\prod_{k=1}^{N_f} |H(d, f_k)|^2 \right)^{\frac{1}{N_f}}} \quad (6.26)$$

Dans nos calculs, nous avons utilisé le maximum de ρ_T :

$$\rho_T \text{ [dB]} = 10 \log_{10} \left(\frac{\left(2^{\frac{C_{Unif}}{B}} \right) - 1}{\left(\prod_{k=1}^{N_f} |H(d, f_k)|^2 \right)^{\frac{1}{N_f}}} \right) \quad (6.27)$$

6.3.2 Analyse du système OFDM à ondes millimétriques non codé dans la mine à une distance fixe et N_{PC} variable

Après avoir défini les paramètres de système OFDM non codé à ondes millimétriques, nous allons commencer par une simulation de ce système à une distance fixe. La distance choisie est 3 m. Dans une deuxième étape nous allons effectuer la simulation entre 2 et 6 m. Le diagramme bloc du système OFDM utilisé dans les simulations a été exposé au chapitre 3. Dans toutes les simulations, nous avons considéré les paramètres réels calculés à partir des modèles des canaux mesurés au chapitre 4.

Comme nous l'avons vu au chapitre 4, les résultats de caractérisation du canal varient d'un scénario à un autre. Dans la suite, nous présentons à titre d'exemple les démarches détaillées pour déterminer les paramètres réel du système OFDM à ondes millimétriques correspondant au scénario D-O (VV) au niveau 70 m et à 3 m de distance. D'après le tableau 4.5, le bande de cohérence de ce scénario est égale à 70.7711 MHz. Comme nous l'avons expliqué, le choix de nombre de sous-porteuses doit vérifier la condition (6.1). La division de la bande passante par la bande de cohérence nous donne le nombre minimal de sous-porteuses, soit 31 pour ce scénario.

Le préfixe cyclique pris pour chaque scénario est plus grand que l'étalement maximal du canal afin d'éviter l'IES et l'IEP. Pour le scénario D-O (VV), d'après le tableau 4.5, l'étalement maximal du canal est $\tau_{\max} = 19.8$ ns. La durée du préfixe cyclique doit vérifier la condition (6.6), c'est-à-dire $t_{PC} > 19.8$ ns. D'un point de vue numérique, il faut que le vecteur de préfixe cyclique soit plus grand que $N_{PC} > 19.8/T_s = 19.8/0.46296 = 42.85$. La durée totale du symbole OFDM choisi pour ce scénario est donc égale à $(128+43) \times T_s = 79.16$ ns. En utilisant 128 sous-porteuses de données avec un préfixe cyclique de longueur $N_{PC} = 43$, nous pouvons appliquer (6.9), et obtenir un débit binaire entre 3.23 Gbits/s et 9.7 Gbits/s selon le type de modulation utilisé, du 4-QAM jusqu'au 64-QAM.

Le rapport E_b/N_0 correspondant à la limite de Shannon (LS) lorsqu'on transmet avec un débit égal à la capacité uniforme peut être calculé en posant $C_{Unif} = D = 3.23$ Gbps et par la suite en appliquant (6.27) et (6.10). Pour le scénario D-O (VV) au niveau 70 m et en considérant une modulation 4-QAM, le valeur de $LS_{Unif} = 5.44$ dB. Le rapport E_b/N_0 qui nous donne la limite de Shannon lorsqu'on transmet avec un débit égal à la capacité optimale peut être calculé en posant $C_{Optim} = D = 3.23$ Gbps et par la suite en appliquant (6.19) et (6.10). Pour le scénario D-O (VV) et en considérant une modulation 4-QAM, le valeur de $LS_{Optim} = 6.7$ dB. Comme nous l'avons vu au chapitre 3, la différence entre la performance de deux systèmes, χ , pour 128 sous-porteuses et 512 sous-porteuses peut être calculée en divisant l'efficacité spectrale des deux systèmes selon (6.28). À titre d'exemple, la différence entre les deux systèmes pour le scénario D-O (VV) devrait être égale à :

$$\chi = 10 \log_{10} \left(\frac{\eta_{512}}{\eta_{128}} \right) = 10 \log_{10} \left(\frac{4(128 + 43)}{512 + 43} \right) = 0.9 \text{ dB} \quad (6.28)$$

où η_{512} et η_{128} sont les efficacités spectrales du système OFDM avec 512 et 128 sous-porteuses, respectivement. Les mêmes démarches de calcul des paramètres du système OFDM ont été suivies pour les sept autres scénarios. Le tableau 6.2 présente les para-

mètres des systèmes pour les huit scénarios de mesure à une distance de 3 m, avec :

- N_T : la longueur d'un symbole OFDM avec préfixe cyclique,
- T : la durée du symbole OFDM avec préfixe cyclique en ns,
- N_{PC} : la longueur du préfixe cyclique,
- T_{PC} : la durée du préfixe cyclique en ns,
- η : l'efficacité spectrale du système OFDM,
- R : le débit binaire du système en bps,
- χ : la différence entre la performance des deux système, $N_C = 128$ et $N_C = 512$,
- LS_{Unif} : E_b/N_0 correspondant à la limite de Shannon lorsque $C_{Unif} = R$,
- LS_{Optim} : E_b/N_0 correspondant à la limite de Shannon lorsque $C_{Optim} = R$.

Galerie	40 m				70 m			
	D-D		O-D		D-D		D-O	
Antennes	HH	VV	HH	VV	HH	VV	HH	VV
N_T	564	561	575	571	545	548	559	555
T [ns]	261.13	259.74	266.2	264.37	252.3	253.72	258.8	256.9
N_{PC}	52	49	63	59	33	36	47	43
T_{PC} [ns]	24	22.68	29	27.2	15.5	16.6	21.7	19.86
η [dB]	2.59	2.61	2.5	2.53	2.73	2.71	2.62	2.66
R [bps]	3.9	3.93	3.84	3.86	4.05	4.01	3.95	3.97
χ	1.06	1	0.48	1.22	0.71	0.77	0.96	0.9
LS_{Unif} [dB]	11.2	8.9	12.3	12	6.6	8.1	10.9	7.76
LS_{Optim} [dB]	9.6	7.8	10.2	9.7	10.5	5.9	8.7	6.4

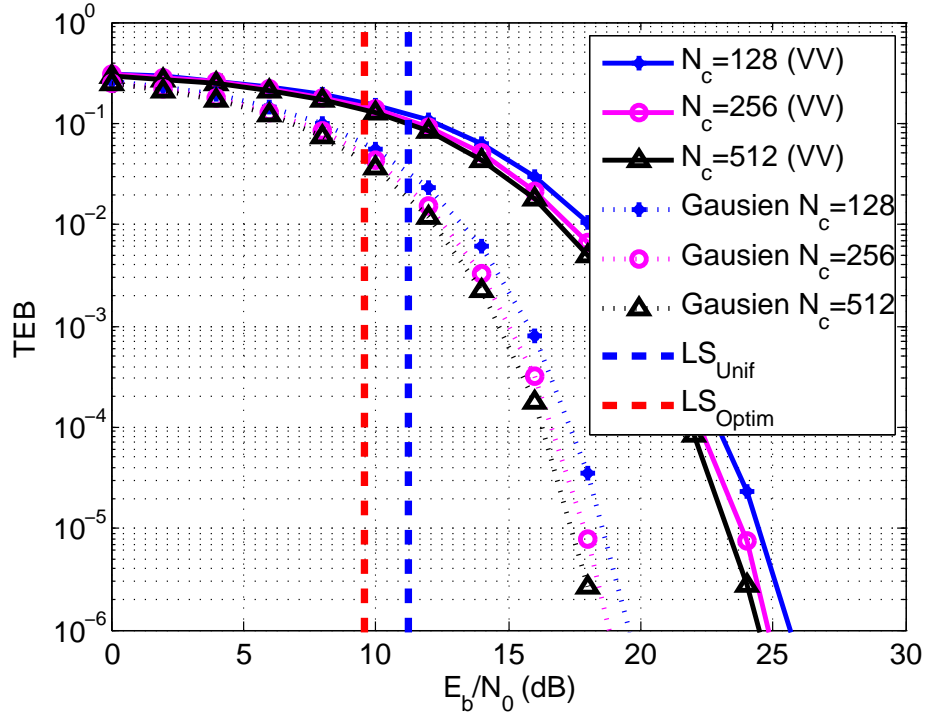
Tableau 6.2 – Paramètres de simulations du système OFDM à ondes millimétriques pour les huit scénarios à 3 m pour $N_C = 512$.

On remarque d'après ce tableau que les paramètres du système OFDM à ondes millimétriques dans la mine varient selon les scénarios de mesures effectués. Comme nous l'avons vu au chapitre 3, nous utilisons la notion d'énergie par bit d'information dans notre étude. Dans les simulations, nous avons défini l'énergie par bit selon (3.9). Nos simulations sont divisées en deux étapes. Tel que mentionné au début de cette section, nous allons dans la première étape, calculer le taux d'erreur binaire pour les huit scénarios en appliquant différents préfixes cycliques (plus grand que l'étalement maximal du canal dans chaque scénario) et pour trois nombres de sous-porteuses : 128, 256 et 512. Les paramètres utilisés dans les simulations de la première étape sont présenté aux tableaux 6.1 et 6.2.

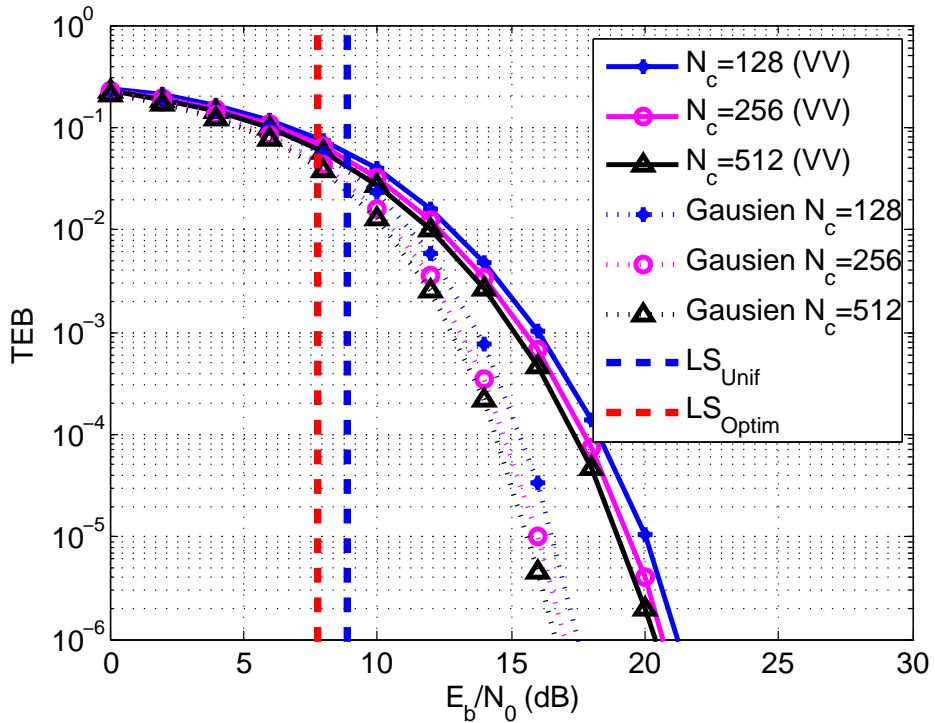
Dans une deuxième étape et dans le but d'avoir un système fonctionnel partout dans la mine, nous allons fixer la longueur de cyclique préfixe et le nombre de sous-porteuses. La longueur du préfixe cyclique que nous allons utiliser considère le pire scénario (qui a un étalement maximale du canal le plus étendu). Le nombre de sous-porteuses dans cette étape va rester fixe à 512. En fait, après cette valeur nous n'avons pas trouvé une amélioration significative de la performance du système. Lorsque $N_C = 1024$ la performance du système est presque la même que lorsque $N_C = 512$ pour tous les scénarios de mesures. En posant $N_{PC} = 100$, le paramètre χ entre les deux système, avec $N_C = 1024$ et avec $N_C = 512$, est égal à 0.36 dB. En faisant le rapport complexité-performance, nous voyons que le bénéfice qu'on va avoir si on augmente N_C à 1024 est mineur en comparant avec la complexité qu'on va avoir dans l'IFFT.

Les figures 6.1, 6.2, 6.3 et 6.4 illustrent le taux d'erreur binaire en fonction du E_b/N_0 du système OFDM non codé à ondes millimétriques pour les huit scénarios aux niveaux 40 m et 70 m et à une distance égale à 3 m. Ces figures illustrent aussi le taux d'erreur binaire d'un canal gaussien avec la même longueur de préfixe cyclique, le même nombre de sous-porteuses et la même atténuation. Sur les mêmes figures, les lignes verticales en rouge et bleu représentent les limites de Shannon pour les méthodes optimale et uniforme du calcul de la capacité. En regardant ces figures, nous pouvons constater les points suivants :

- Dans tous les scénarios, l'augmentation du nombre de sous-porteuses de 128 à 256 et ensuite à 512 améliore la performance du système. Cette amélioration varie d'un scénario à un autre. Les mêmes améliorations sont aussi trouvées pour les canaux Gaussiens avec la même atténuation. La différence de performance entre les deux systèmes, avec 128 sous-porteuses et avec 512 sous-porteuses pour le même scénario, est donnée par le paramètre χ . À titre d'exemple, ce paramètre pour le scénario D-O (VV) est égal à 0.9 dB. Cette différence est trouvée entre les courbes ($N_C = 128$ et $N_C = 512$) de la figure 6.4b. Le même gain a été trouvé pour le canal gaussien avec la même longueur de préfixe cyclique et la même atténuation lorsque nous avons augmenté le nombre de sous-porteuse de 128 à 512.
- En comparant avec les autres scénarios, les scénarios O-D (VV) et D-O (VV) aux niveaux 40 m et 70 m, ont une amélioration plus importante lorsqu'on augmente le nombre de sous-porteuses de 128 à 512.
- L'écart entre LS_{Optim} et LS_{Unif} varie d'un scénario à un autre. Cet écart est plus grand pour les scénarios qui contiennent une antenne omni. Ces résultats

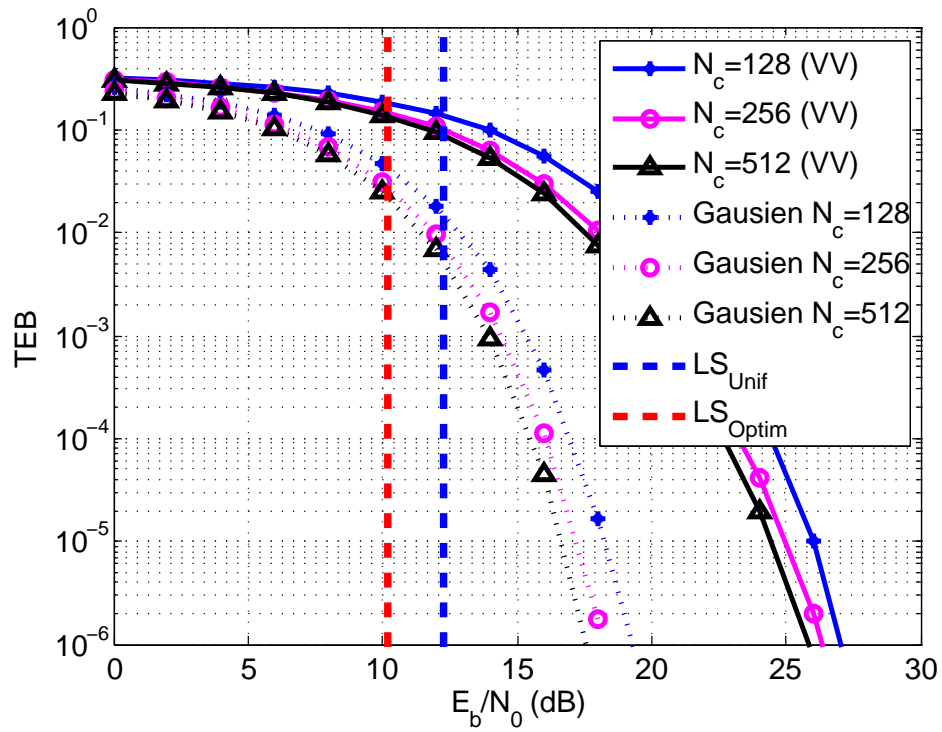


(a) HH.

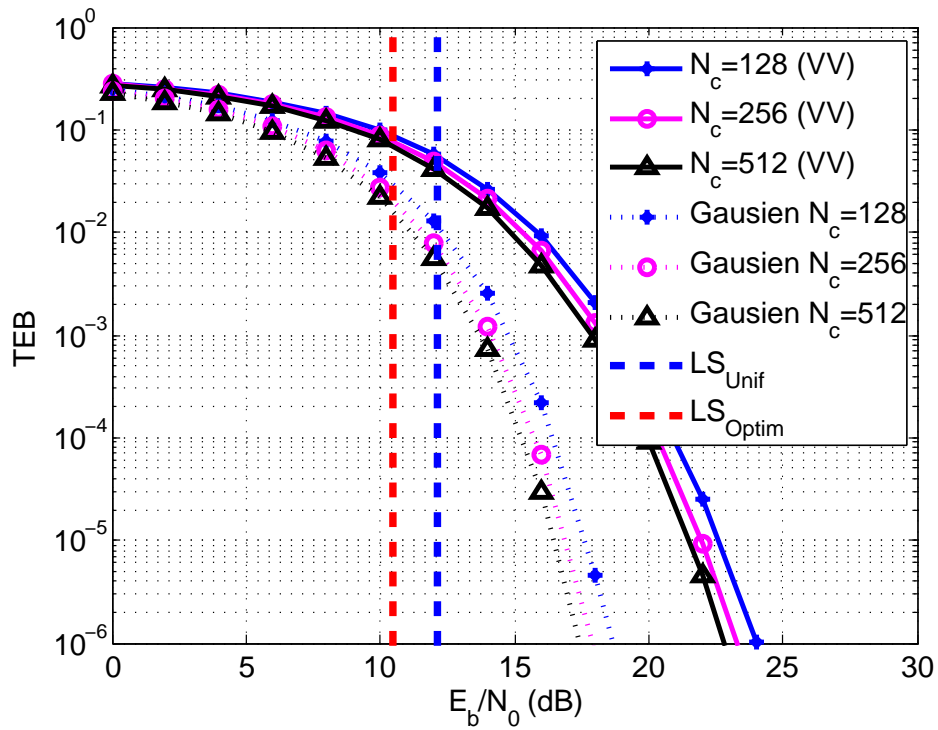


(b) VV.

FIGURE 6.1 – Taux d'erreur binaire au niveau niveau 40 m pour le scénario D-D.

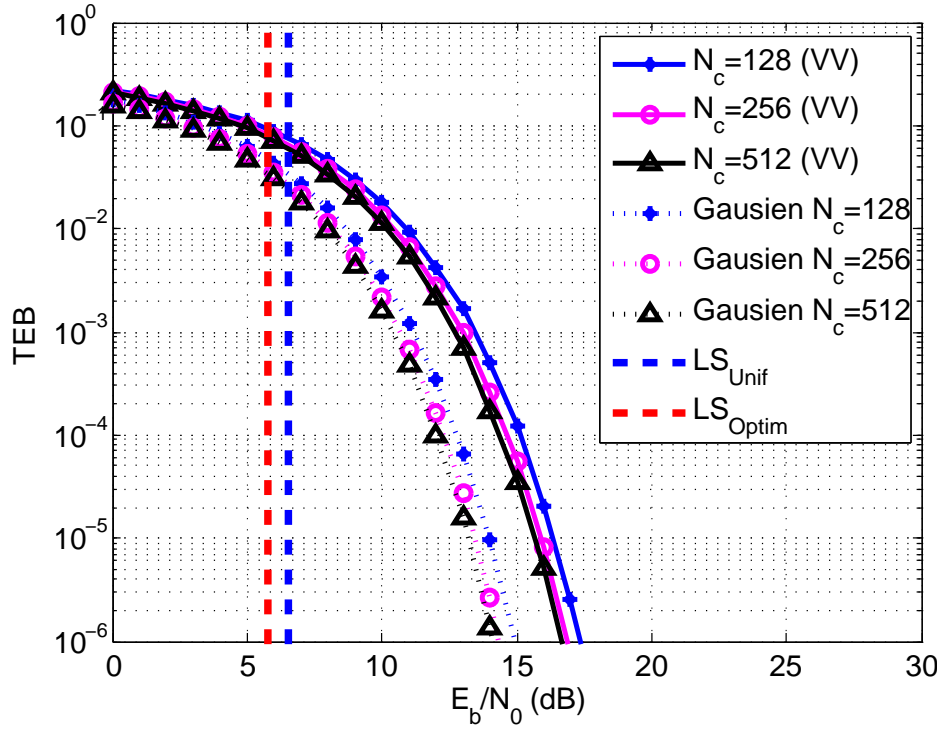


(a) HH.

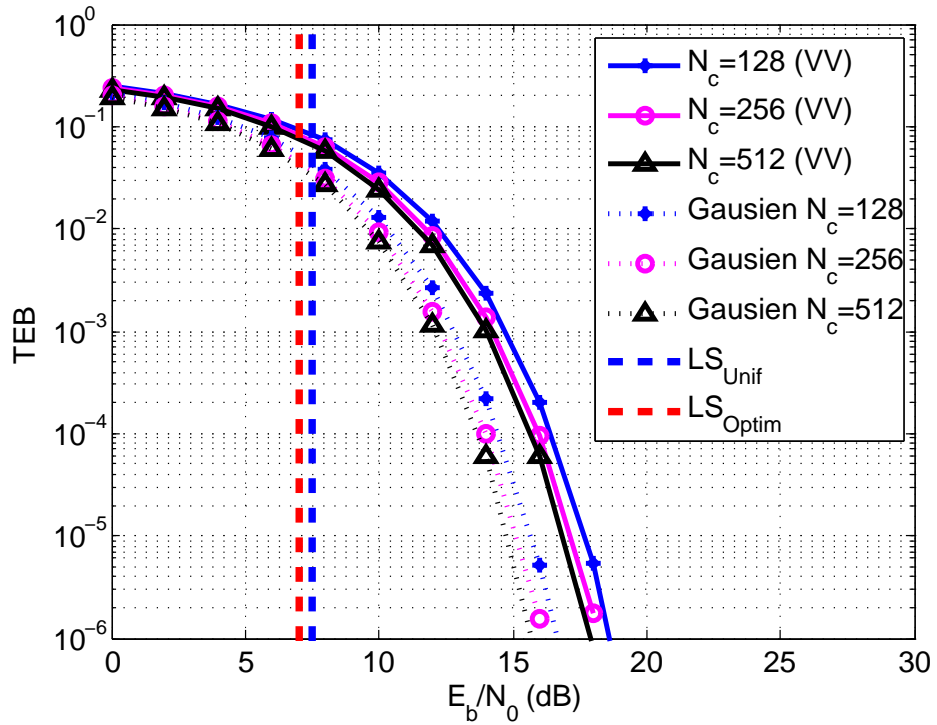


(b) VV.

FIGURE 6.2 – Taux d'erreur binaire au niveau niveau 40 m pour le scénario O-D.

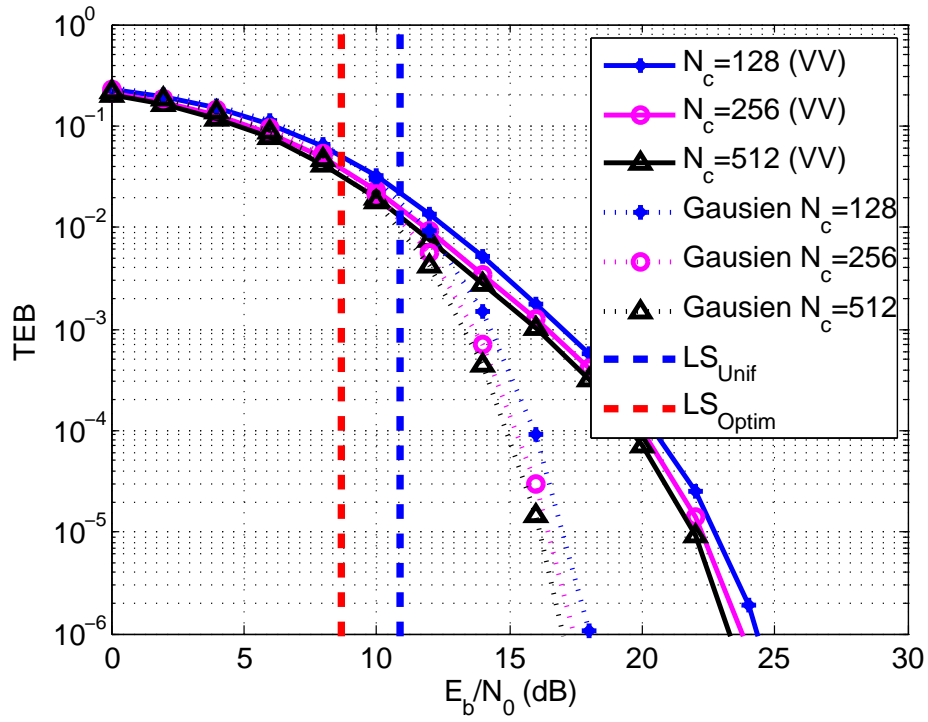


(a) HH.

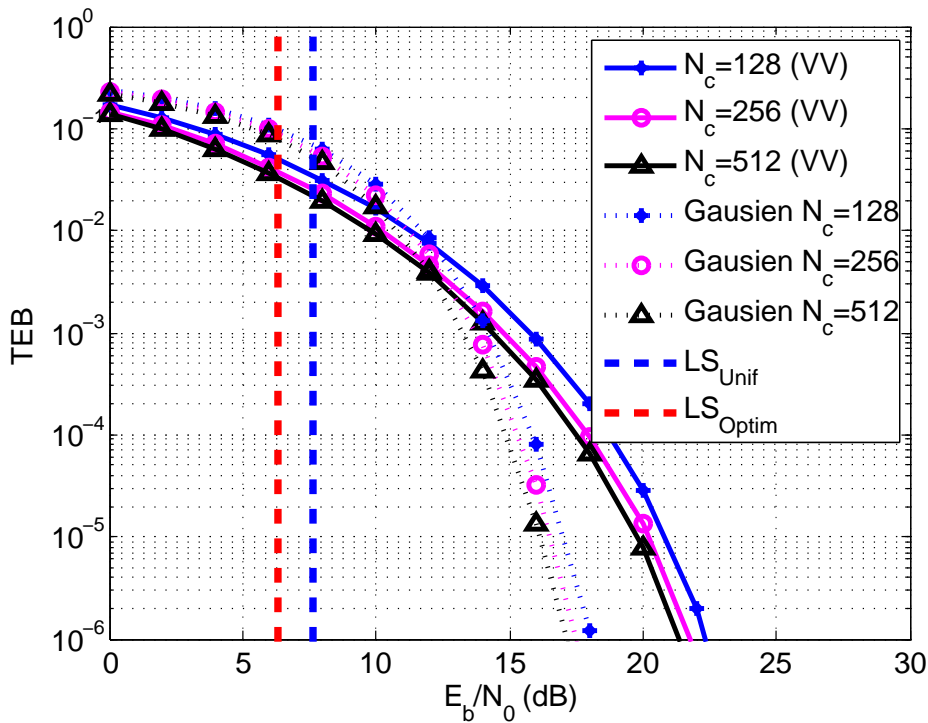


(b) VV.

FIGURE 6.3 – Taux d'erreur binaire au niveau niveau 70 m pour le scénario D-D .



(a) HH.



(b) VV.

FIGURE 6.4 – Taux d'erreur binaire au niveau niveau 70 m pour le scénario D-O.

vérifient les résultats obtenus au chapitre 5, soit que la méthode optimale basé sur l'algorithme de "waterfilling" est plus efficace dans les scénarios qui contiennent une antenne omni.

- En regardant les courbes de performance des huit scénarios, nous remarquons qu'il y a une relation entre les deux écarts, écart entre le canal Gaussien avec la même atténuation et le canal minier et écart entre les deux limites de Shannon, LS_{Optim} et LS_{Unif} . Nous remarquons que les deux écarts sont proportionnels. Lorsque l'écart entre LS_{Optim} et LS_{Unif} s'agrandit, l'écart entre le système avec le canal Gaussien et le canal minier s'agrandi aussi. À titre d'exemple, pour le scénario D-O (VV), cette différence est environ 3.65 dB pour un $TEB = 10^{-5}$. Cette différence peut être expliquée par le changement du rapport signal sur bruit d'une sous-porteuse à une autre. Les courbes du système avec un canal Gaussien qui subit la même atténuation de propagation, montrent que ce n'est pas juste l'atténuation qui affecte la performance du système, mais le changement du rapport signal sur bruit sur les sous-porteuses nous fait perdre environ 3.65 dB pour le scénario D-O(VV).
- L'écart entre les performances des systèmes et la limite de Shannon varie d'un scénario à un autre. Cet écart pouvait être en partie comblé par un code correcteur d'erreur et par des techniques d'égalisation plus performantes.

Les résultats illustrés aux figures 6.1, 6.2, 6.3 et 6.4 ne permettent pas de définir une relation tangible entre le performance du système OFDM non codé à ondes millimétriques et les scénarios des mesures. Ils montrent aussi que la performance du système change d'une galerie à une autre dans la mine. Aussi, elles montrent que la directivité de l'antenne joue un rôle important dans l'étude de performance des systèmes de communications sans fils dans la mine. En outre, le changement de polarisations des antennes amène un changement majeur sur la performance de système. En fait, il y aurait une grande différence entre les deux murs et le sol et le plafond. Le sol, plus lisse, le plafond avec son grillage, affecteraient les réflexions qui seraient plus spéculaires que les réflexions produites par les murs. En consultant ces figures nous pouvons analyser les résultats en les regroupant sous les titres suivants : effet de la dimension des galeries, effet de la directivité des antennes et effet du changement de polarisation.

Effet des dimensions des galeries

Les résultats illustrés aux figures 6.1, 6.2, 6.3 et 6.4 montrent que la dimension des galeries change la performance du système. Dans le but de démontrer l'effet des dimensions des galeries et de faire une analyse plus profonde des résultats, nous avons tracé les huit scénarios sur la même figure. La figure 6.5 illustre la performance du système OFDM non codé aux niveaux 40 m et 70 m pour $N_C = 512$. D'après cette figure, nous pouvons constater que le système au niveau 40 m est en général moins performant que celui au niveau 70 m. Comme nous l'avons vu au chapitre 4 dans le tableau 4.2, le canal minier subit une atténuation plus élevée au niveau 40 m et par la suite une performance moins bonne. Ces résultats peuvent être expliqués par la grande dimension de la galerie au niveau 40 m.

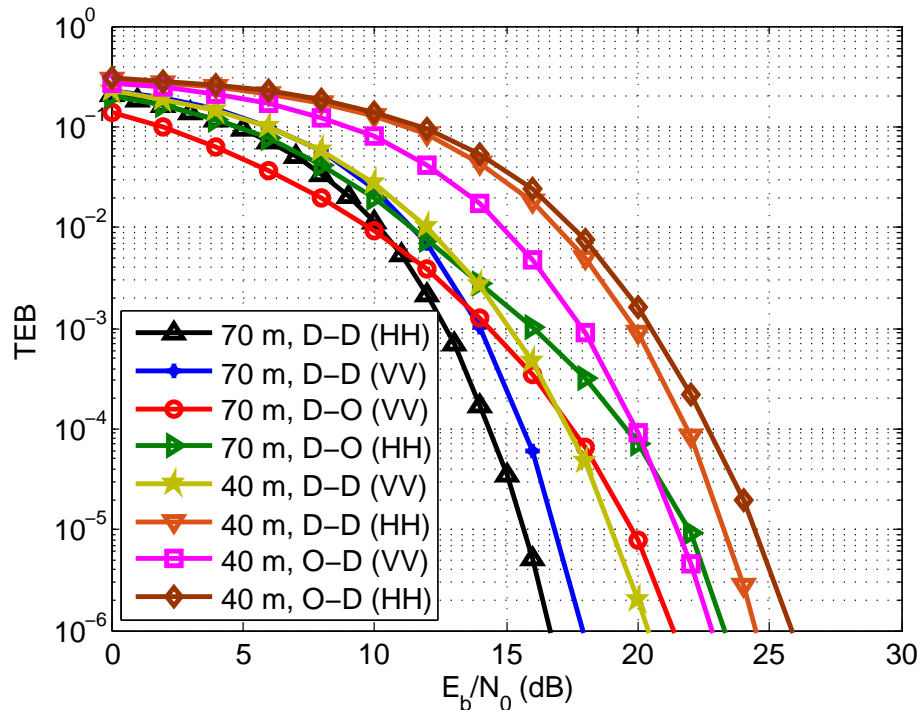


FIGURE 6.5 – Taux d'erreur binaire pour les huit scénarios pour $N_C = 512$.

D'un autre côté, la plus petite largeur de la galerie au niveau 70 m et l'atténuation moins élevée en comparant avec la galerie à 40 m renforce la présence des phénomènes de propagation comme la réflexion, la diffraction et la diffusion. Ces phénomènes jouent un rôle positif dans la performance du système. Ils contribuent par la production de trajets multiples qui viennent au récepteur avec une puissance significative.

Effet de la directivité de l'antenne et de l'utilisation une antenne omni

Les résultats obtenues montrent que la performance du système pour les scénarios directive-directive sont en général les meilleurs aux niveaux 40 m et 70 m. Cependant, les scénarios directive-directive au niveau 70 m sont plus performants que ceux au niveau 40 m. Comme nous l'avons vu au chapitre 4, le canal au niveau 70 m est caractérisé par un effet de guide d'onde ce qui explique la faible atténuation comparé au niveau 40 m et la directivité importante du signal. Ces résultats peuvent aussi être expliqués par la dimension des galeries comme nous l'avons vu à la section 6.3.2. Comme nous avons expliqué plus haut, la grande dimension de la galerie au niveau 40 m diminue la contribution des trajets multiples au récepteur. Par contre, au niveau 70 m, en plus des trajets directs nous avons pu recevoir un nombre significatif de trajets multiples, ce qui améliore la performance du système.

D'après la figure 6.5, nous pouvons constater que l'utilisation d'une antenne omni dégrade la performance du système. Comme prévu, au niveau 40 m, l'utilisation d'une antenne omni a moins dégradé la performance du système que l'utilisation d'antenne omni au niveau 70 m. Ce résultat peut être expliqué par l'effet de dimensions des galeries comme nous avons expliqué plus haut. Au niveau 70 m, cette utilisation aide à générer un nombre plus élevé de trajets multiples à la réception ce qui rend le canal plus dispersé. Cependant l'utilisation d'une antenne omni à l'émission dans une galerie large comme au niveau 40 m a rendu la performance un peu moins bonne en comparant avec l'utilisation d'une antenne directive. Ce résultat peut être expliqué par le faible directivité de l'antenne omni et aussi par les dimensions élevées de la galerie au niveau 40 m.

Effet du changement de la polarisation des antennes

Comme la figure 6.5 le montre, à part le scénario D-D (HH) au niveau 70 m, tous les autres scénarios ont une meilleure performance lorsqu'une polarisation VV est adoptée. Ce résultat est attendu et vient appuyer les résultats obtenus au chapitre 5, soit que le scénario D-D(HH) au niveau 70 m donne une capacité plus élevée que les autres scénarios. Le scénario D-O au niveau 70 a une meilleure performance lorsque la polarisation VV est adoptée. Cependant, le changement de polarisation de VV à HH a dégradé la performance du système. Ce résultat peut être expliqué par la directivité élevée des antennes lorsque la polarisation VV est adoptée et par la petite dimension de la galerie au niveau 70 m. En changeant la polarisation de VV à HH, les antennes envoient l'énergie vers les murs ; c'est ce qui rend le canal plus dispersé et ce qui cause

par la suite une diminution du nombre de trajets significatifs.

La figure 6.5 montre qu'au niveau 40 m, les deux scénarios D-D et O-D ont une meilleure performance pour la polarisation VV. Cependant, ces deux scénarios ont une dégradation de performance lorsque la polarisation HH est adoptée. Ces résultats peuvent être expliqués par la directivité des antennes et par la grande dimension de la galerie au niveau 40. En changeant la polarisation des antennes au niveau 40 m, les antennes transmettent l'énergie horizontalement vers les murs et puisque la galerie est large, on ne reçoit pas beaucoup de trajets à la réception. C'est ce qui explique le faible étalement maximal du canal. Par conséquent, l'augmentation du nombre de sous-porteuses n'a pas beaucoup amélioré la performance du système à cause de la faible longueur de préfixe cyclique lorsque la polarisation HH a été adoptée. Ce résultat peut être expliqué par le faible étalement maximal du modèle du canal pour la polarisation HH. Le faible étalement temporel du modèle du canal est dû à la perte de propagation significative lorsqu'on change la polarisation. Ces résultats sont compatibles avec les résultats obtenus au chapitre 4.

6.3.3 Analyse du système OFDM à ondes millimétriques non codé dans la mine en fonction de la distance pour N_C et N_{PC} fixe

Comme nous l'avons mentionné au début de la section 6.3.2, la deuxième partie des simulations porte sur l'étude de la performance du système OFDM non codé entre 2 m et 6 m. Le but de ces simulations est de trouver le meilleur scénario dans chaque galerie. Dans ce contexte, nous avons calculé le taux d'erreur binaire en fonction de E_b/N_0 pour $N_C = 512$ à tous les 1 m, de 2 m jusqu'à 6 m, pour les huit scénarios aux niveaux 40 m et 70 m.

Effet de guide d'onde et de perte de propagation

En utilisant les mêmes démarches présentés à la section 6.3.2, nous avons calculé les paramètres du système OFDM non codé à chaque distance pour les huit scénarios et pour $N_C = 512$. Les figures 6.6 et 6.7, illustrent la performance du système entre 2 m et 6 m, pour les huit scénarios. D'après ces figures, nous pouvons remarquer que la performance du système dépend de la perte de propagation. Comme prévue, la performance du système se dégrade avec la distance de séparation entre les deux antennes. Les résultats obtenus démontrent une autre fois les résultats obtenus au chapitre 4,

soit que l'atténuation au niveau 40 m est plus importante que celle au niveau 70 m. Aussi, ils démontrent la présence de l'effet de guide d'onde, surtout au niveau 70 m. Comme la figure 6.7 le montre, les contributions des trajets multiples qui viennent de l'effet de guide d'onde augmente la puissance à la réception et par la suite améliore la performance du système.

D'après les figures 6.6 et 6.7, nous pouvons conclure les points suivants :

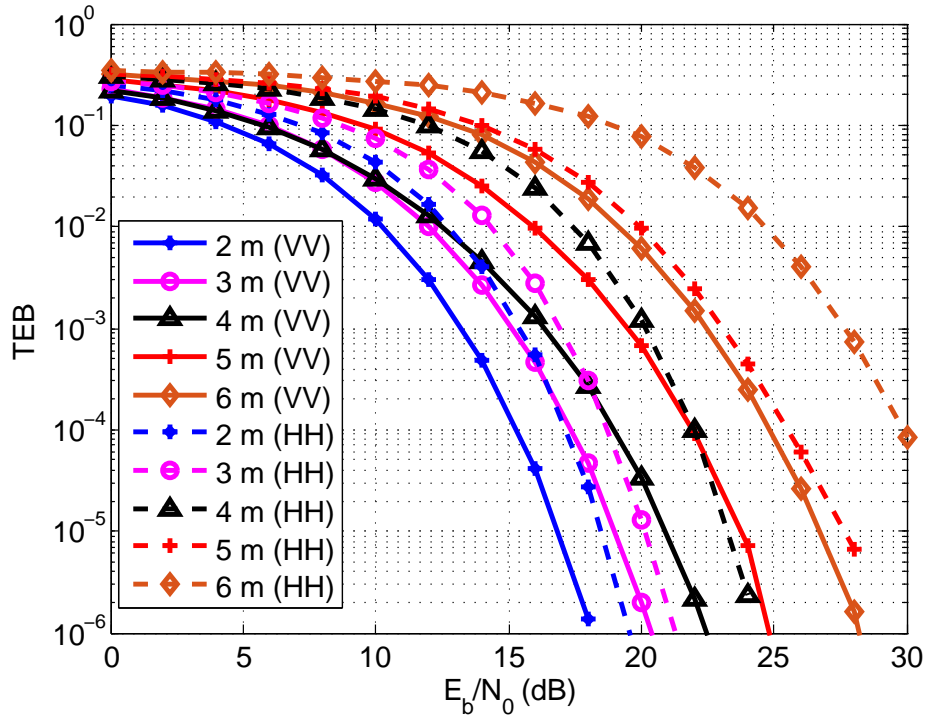
1) Au niveau 40 m

- Pour le scénario D-D, lorsque la polarisation HH est adoptée, nous avons une performance moins bonne. Ce résultats peut être expliqué par la grande dimension de la galerie au niveau 40 m, ce qui augmente le temps de voyage des trajets multiples et par la suite diminue la puissance reçue.
- Pour le scénario O-D, lorsque la polarisation HH est adoptée, la dispersion du canal est augmentée à cause de la dimension de la galerie, le changement de polarisation et l'utilisation d'une antenne omni à l'émission. C'est ce qui explique les résultats qui montrent la dégradation de la performance pour la polarisation HH.
- Les résultats trouvés montrent que le scénario D-D (VV) a une meilleure performance tout au long du canal où nous avons effectué les mesures.

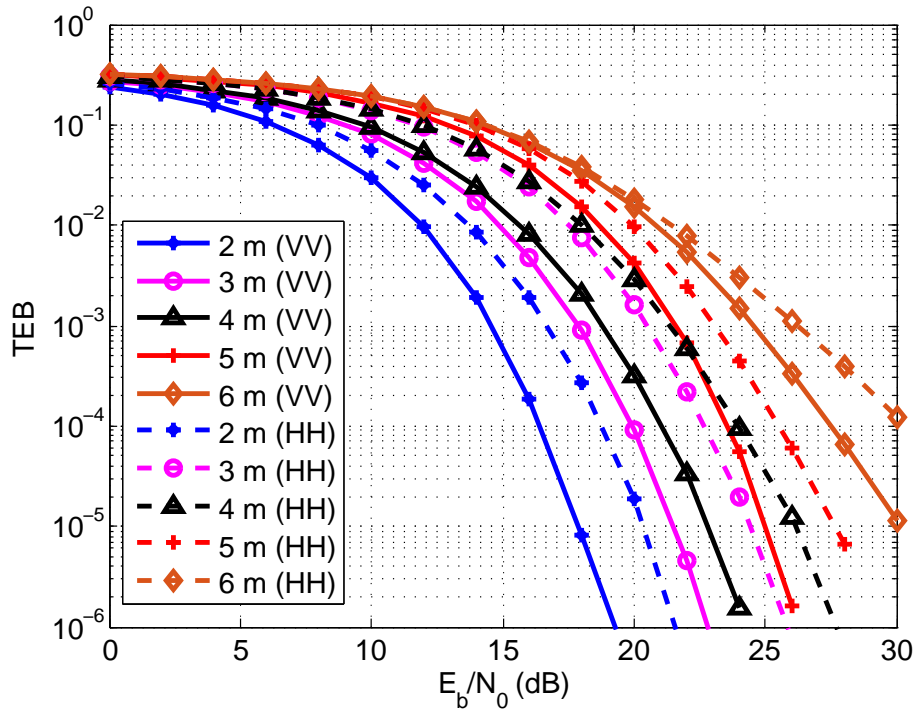
2) Au niveau 70 m

- Le scénario D-O (VV) a une performance acceptable, mais le scénario D-D (VV) a la meilleure performance. Pour cette raison nous allons nous concentrer sur ce scénario durant le reste de la thèse.
- Les résultats trouvés montrent que le scénario D-D (VV) a une meilleure performance tout au long du canal.

Dans le but de trouver un système fonctionnel dans la mine, nous avons considéré les scénarios qui donnent les meilleurs résultats aux niveaux 40 m et 70 m, respectivement. Ensuite, nous avons calculé les paramètres du système OFDM non codé à chaque distance et pour $N_C = 512$ pour ces scénarios. Ces paramètres sont récapitulés au tableau 6.3. Le tableau 6.3 montrent que les paramètres du système OFDM changent d'une distance à une autre. Comme nous l'avons vu au chapitre 5, la capacité du canal diminue avec la distance de propagation, ce qui est démontré par les valeurs de la limite de Shannon à chaque distance dans le tableau 6.3. D'après ce tableau, nous remarquons

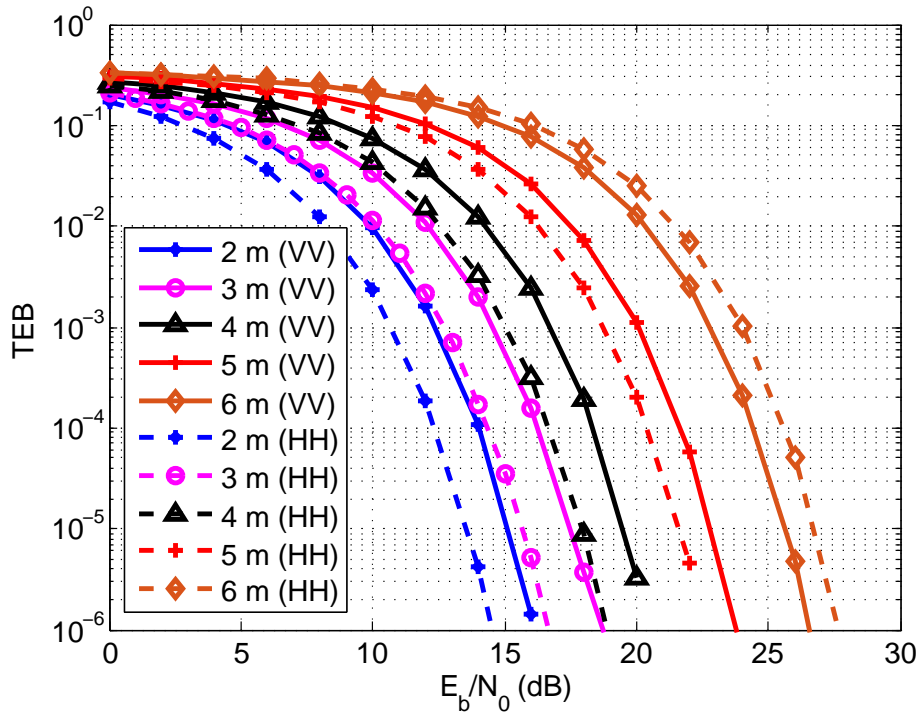


(a) D-D.

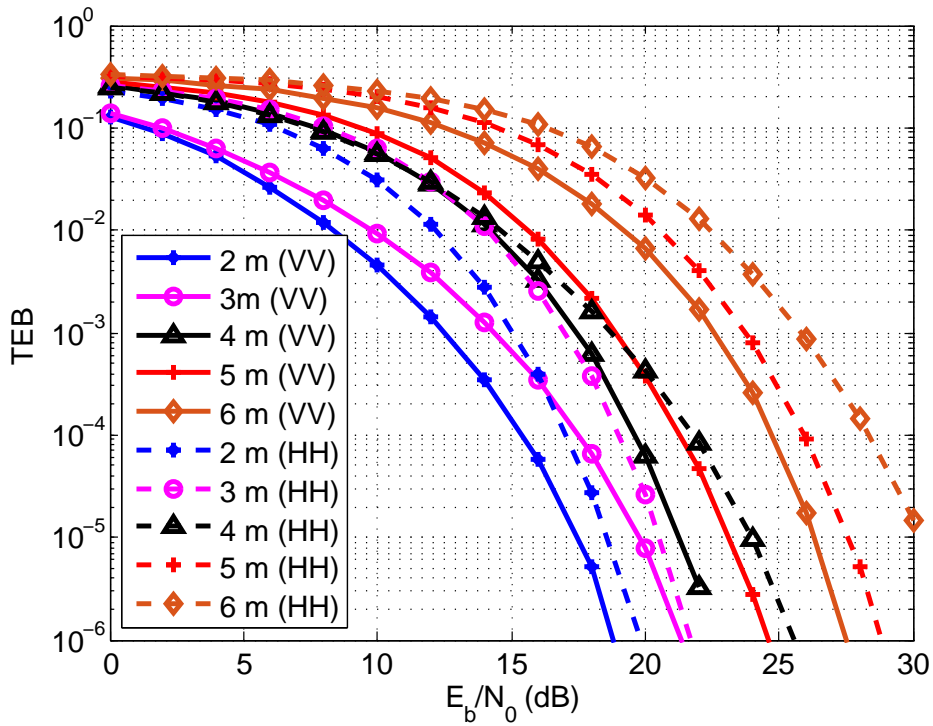


(b) O-D

FIGURE 6.6 – Taux d'erreur binaire pour différentes distances au niveau 40 m, pour $N_C = 512$.



(a) D-D.



(b) D-O

FIGURE 6.7 – Taux d'erreur binaire pour différentes distances au niveau 70 m, pour $N_C = 512$.

que la longueur du préfixe cyclique augmente avec la distance. Ces résultats sont prévus à cause de l'augmentation de l'étalement maximal du canal avec la distance de séparation entre les antennes.

Scenarios	40 m, D-D (VV)					70 m, D-D (VV)				
	2 m	3 m	4 m	5 m	6 m	2 m	3 m	4 m	5 m	6 m
N_T	545	561	577	591	604	541	548	562	578	591
T	252.3	259.7	267	273.6	279.6	250.4	253.7	260.1	267.6	273.6
N_{PC}	33	49	65	79	92	29	36	50	66	79
T_{PC}	15.24	22.6	30	36.5	42.6	13.43	16.6	23.1	30.5	36.5
η	2.73	2.61	2.49	2.38	2.29	2.77	2.7	2.6	2.48	2.38
R	4.05	4	3.82	3.73	3.66	4.08	4.01	3.93	3.82	3.73
LS_{Unif}	7.8	8.9	10.3	12.7	13.12	7.7	8.1	8.8	9.32	12.7
LS_{Optim}	7	7.8	9.15	10.82	11.62	6.8	5.9	7.6	7.87	10.8

Tableau 6.3 – Paramètres de simulations du système OFDM à ondes millimétriques pour les scénarios D-D (VV) au niveau 40 et D-D (VV) au niveau 70 m pour $N_C = 512$.

D'après les résultats récapitulés au tableau 6.3 et aux figures 6.6 et 6.7, nous pouvons conclure que :

- Au niveau 40 m, un système OFDM non codé avec $N_C = 512$, $N_{PC} = 70$ et des antennes directives à l'émission et à la réception est réalisable pour les applications qui nécessitent une courte distance. Ce système est réalisable partout dans les galeries qui ont de grandes dimensions, comme celles de la galerie à 40 m.
- Au niveau 70 m, un système OFDM non codé avec $N_C = 512$, $N_{PC} = 100$ et une antenne directive à l'émission et omni à la réception est réalisable pour les applications qui nécessitent une courte distance. L'utilisation d'une antenne omni à la réception nous aide à profiter de l'effet de guide d'onde dans les galeries qui ont de faibles dimensions comme celles de la galerie à 70 m.

Dans les simulations suivantes, nous allons considérer les meilleurs scénarios aux niveaux 40 m et 70 m avec un préfixe cyclique égal à 100 et un nombre de sous-porteuses égal à 512. Le but est d'élaborer un système de communications à ondes millimétriques qui fonctionne partout dans la mine. L'efficacité spectrale de ce système est égal à 1.67 bits/s/Hz et son débit binaire est égal à 3.613 Gbs.

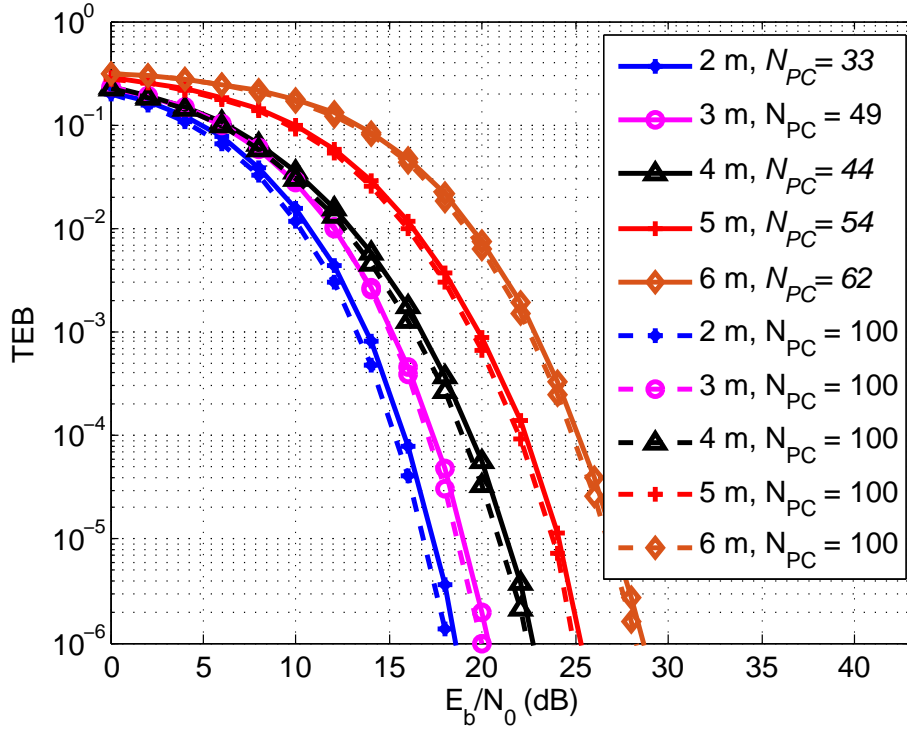
La figure 6.8 illustre le TEB pour les deux meilleurs scénarios, D-D (VV) et D-O (VV) aux niveaux 40 m et 70 m, pour des distances entre 2 m et 6 m et pour $N_c = 512$ et $N_{PC} = 100$. D'après cette figure, nous remarquons que la différence de performance entre le système avec $N_{PC} = 100$ et les autres systèmes avec N_{PC} variable change selon la variation de l'efficacité spectrale du système. Au niveau 40 m, la différence maximale est à la distance 2 m, $\eta = 1.11$ bits/s/Hz. Cette valeur est obtenue par la différence entre les deux systèmes, le premier avec $N_{PC} = 33$, le deuxième avec $N_{PC} = 100$.

À partir des résultats obtenus, nous constatons que pour implémenter un système de communications à ondes millimétriques dans une mine souterraine, il faut tenir compte du type d'antennes utilisé. Aussi, il faut tenir compte de sa directivité et de sa polarisations. Les résultats obtenus montrent que le changement de polarisation a une influence sur la performance du système dans la mine. Ils montrent aussi que la meilleure configuration pour implémenter un système de communications à ondes millimétriques dans la mine est d'avoir des antennes directives. L'utilisation d'une antenne omni à la l'émission au niveau 40 m n'a pas amélioré la performance du système. Ce résultat peut être expliqué par la grande dimension de cette galerie.

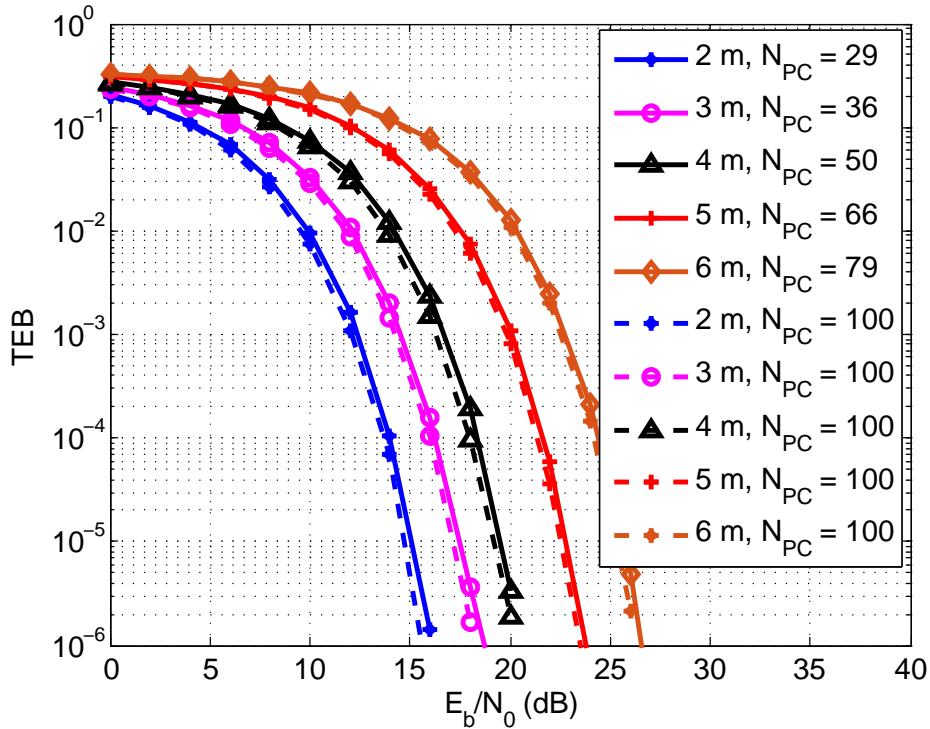
6.4 Analyse des résultats du système OFDM dans un milieu interne

Dans le but de comparer les résultats obtenus dans la mine avec des résultats dans un milieu interne, nous avons suivi les mêmes démarches de la section 6.3.2 et calculé les paramètres du système OFDM à ondes millimétriques dans le laboratoire CANMET. Dans les simulations, nous avons utilisé les modèles du PDP obtenu à partir des mesures effectuées dans le laboratoire. Dans une première étape, nous allons calculer le taux d'erreur binaire à chaque distance en faisant varier les préfixes cycliques utilisés dans les simulations. Les préfixes cycliques du système à chaque distance vérifient la relation 6.7, soit que la longueur de préfixe cyclique devrait être plus grande que l'étalement maximal du canal. Afin de trouver un système qui fonctionne partout dans le laboratoire, dans une deuxième étape, nous allons déterminer le pire scénario, soit celui avec le plus grand étalement maximal du canal et calculer ses paramètres, comme le longueur de préfixe cyclique, le durée du symbole OFDM et l'efficacité spectrale.

Comme nous l'avons vu au chapitre 4, les mesures effectuées dans le laboratoire l'ont été uniquement pour les scénarios D-D (HH) et D-D (VV). Le tableau 6.4 récapitule



(a) 40 m, D-D (VV).



(b) 70 m, D-D (VV)

FIGURE 6.8 – Taux d’erreur binaire aux différentes distances pour les deux meilleurs scénarios dans les deux galeries, avec $N_C = 512$.

les paramètres du système OFDM à ondes millimétriques dans le laboratoire. D'après ce tableau nous constatons que les paramètres du système varient avec la distance de séparation entre les antennes. Cette variation vient du changement d'étalement maximal du canal avec la distance. L'étalement maximal du canal augmente avec la distance de séparation, et par la suite nous avons besoin d'un préfixe cyclique plus long pour résoudre l'interférence causée par cet étalement.

Scenarios	40 m, D-D (HH)				70 m, D-D (VV)			
Distance	2 m	3 m	4 m	5 m	2 m	3 m	4 m	5 m
N_T	543	557	576	600	540	551	564	587
T [ns]	250.86	257.33	266.11	277.2	249.48	254.56	260.56	271.19
N_{PC}	31	45	64	88	28	39	52	75
T_{PC} [ns]	14.32	20.79	29.56	40.65	12.93	18.01	24.02	34.65
η [dB]	2.75	2.64	2.49	0.32	2.77	2.69	2.59	2.41
D [bps]	4.06	3.95	3.82	3.67	4.08	3.99	3.9	3.75
LS_{Unif} [dB]	7.6	8.7	10.1	12.95	7.3	8	8.9	9.7
LS_{Optim} [dB]	6.8	7.8	8.9	11.82	6.65	7.1	7.95	8.6

Tableau 6.4 – Paramètres de simulation du système OFDM à ondes millimétriques pour les scénarios D-D (VV) et D-D (HH) dans le laboratoire pour $N_C = 512$.

La figure 6.9 illustre le TEB du système OFDM non codé à ondes millimétrique dans le laboratoire pour le scénario D-D lorsque les polarisations HH et VV sont adoptées. D'après cette figure, nous pouvons constater que le système donne de meilleurs résultats lorsque la polarisation VV est adoptée. Comme prévu, la performance du système se dégrade avec la distance pour les deux polarisations VV et HH. D'après le tableau 6.4 et la figure 6.9, nous concluons que dans un milieu interne comme le laboratoire CANMET, un système OFDM est réalisable avec un $N_C = 512$ et $N_{PC} = 90$.

6.4.1 Comparaison entre les systèmes dans la mine et dans un milieu interne

Dans le but de comparer la performance de système OFDM dans le laboratoire avec celle dans la mine, nous avons posé N_{PC} égal à 100 et N_C égale à 512. Ensuite, nous avons calculé le taux d'erreur binaire pour les deux systèmes en considérant les scénarios D-D (VV) dans la mine et dans le laboratoire. Comme nous l'avons vu dans la section précédente, le scénario D-D (VV) au niveau 70 dans la mine donne un résultat meilleur que celui pour le scénario D-D (HH). La figure 6.10 illustre la performance du système

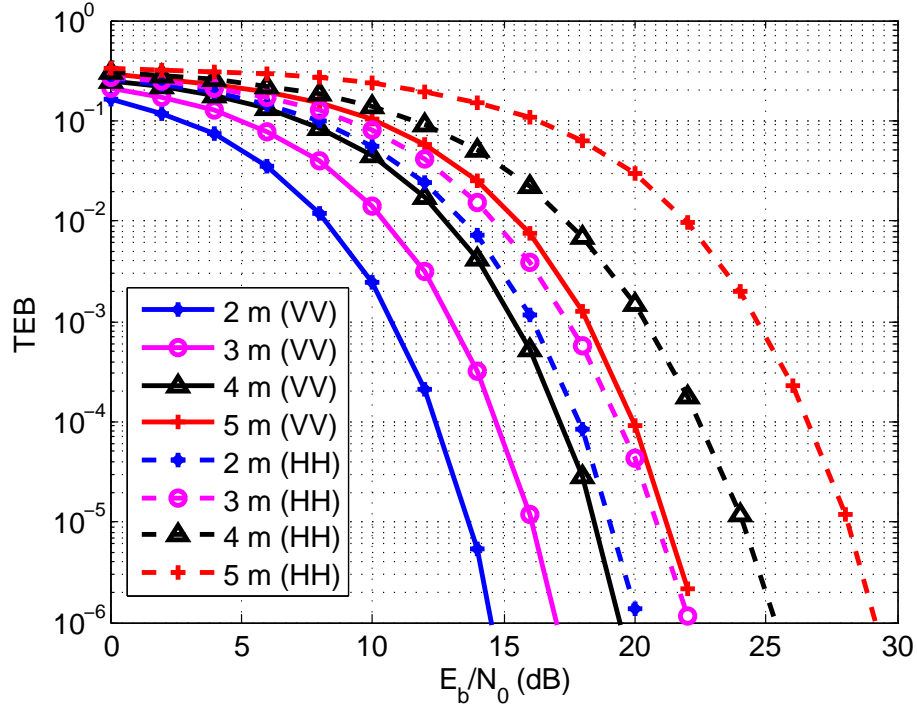


FIGURE 6.9 – Taux d’erreur binaire pour le scénario D-D dans le laboratoire pour $N_C = 512$.

OFDM à ondes millimétriques dans la mine et dans le laboratoire pour les scénarios D-O (VV) et D-D (VV).

Les résultats illustrés à la figure 6.10 montrent ce que nous avons mentionné dans l’introduction de la thèse et aussi dans le chapitre 4, soit que le canal dans la mine est plus compliqué que celui dans un milieu interne. Les résultats obtenus montrent que la performance du système dans le laboratoire est meilleure que celle dans la mine au niveau 70 m. Ce résultat peut être expliqué par les rugosités des murs et du plafond dans la mine.

6.5 Système OFDM codé à ondes millimétriques dans la mine

À la connaissance de l’auteur, il n’y a pas de travaux portant sur l’étude de la performance du système OFDM codé à ondes millimétriques dans un milieu minier pour qu’on puisse comparer. Cependant, il existe beaucoup de travaux dans un milieu interne comme le travail de doctorat de Ghadar [40]. Dans son travail, Ghadar n’a pas calculé la capacité du canal ni la limite de Shannon et par la suite il n’a pas utilisé un code correcteur d’erreur pour améliorer la performance du système. Dans la suite de notre

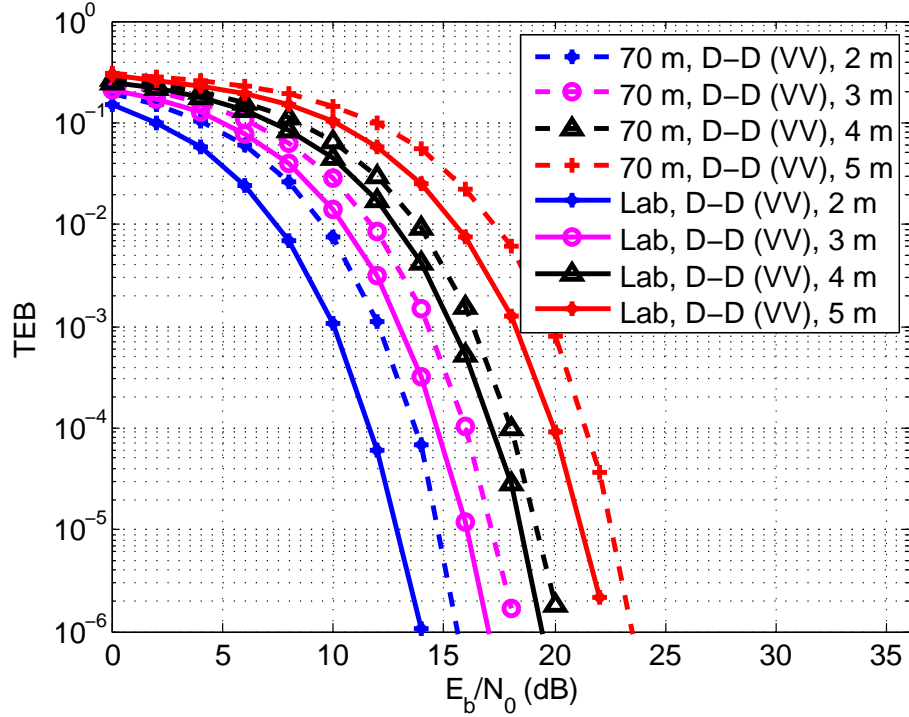


FIGURE 6.10 – Taux d’erreur binaire pour le scénario D-D (VV) dans le laboratoire et dans la mine pour $N_C = 512$ et $N_{PC} = 100$.

travail, nous allons appliquer un code correcteur d’erreur pour essayer d’approcher le plus possible de la limite de Shannon pour chaque scénario.

Dans les simulations, nous avons utilisé un code LDPC (510, 384) avec la distribution de degré suivante [97] :

$$\begin{aligned} \lambda(x) &= 0.0019608 + 0.098039x + 0.0019608x^2 + 0.89804x^3 \\ \rho(x) &= 0.15079x^{14} + 0.33333x^{15} + 0.51587x^{16} \end{aligned} \quad (6.29)$$

où $\lambda(x)$ désigne le polynôme des messages noeuds et $\rho(x)$ est le polynôme des noeuds de vérifications dans le graphe de Tanner [98]. La figure 6.11, illustre le diagramme bloc du système OFDM avec le codage LDPC utilisé dans les simulations.

6.5.1 Analyse des résultats du système OFDM codé à ondes millimétriques dans la mine

Dans les simulations suivantes, nous allons considérer les meilleurs scénarios dans la mine, soit D-D, (VV) au niveau 40 m et 70 m à une distance égale à 3 m. Nous avons considéré un nombre de sous-porteuses égal à 512 et une longueur de préfixe cyclique égale à 100. Aussi, nous avons pris en considération le taux de codage dans

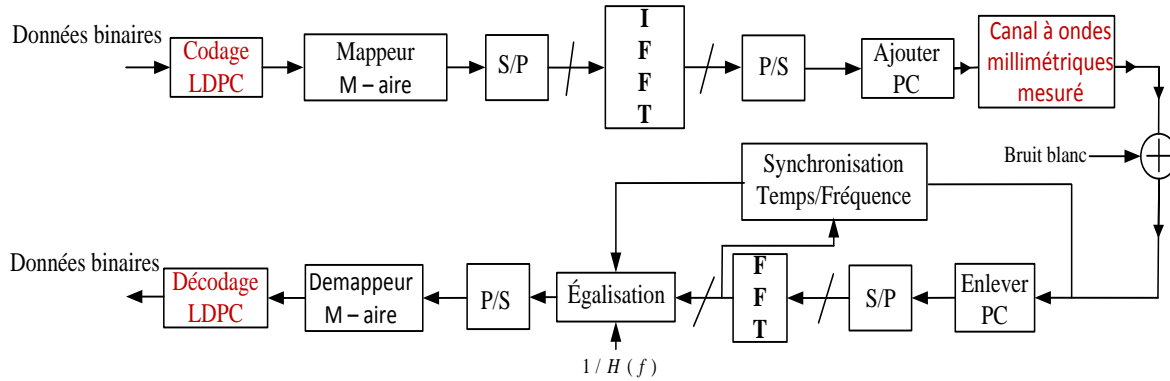
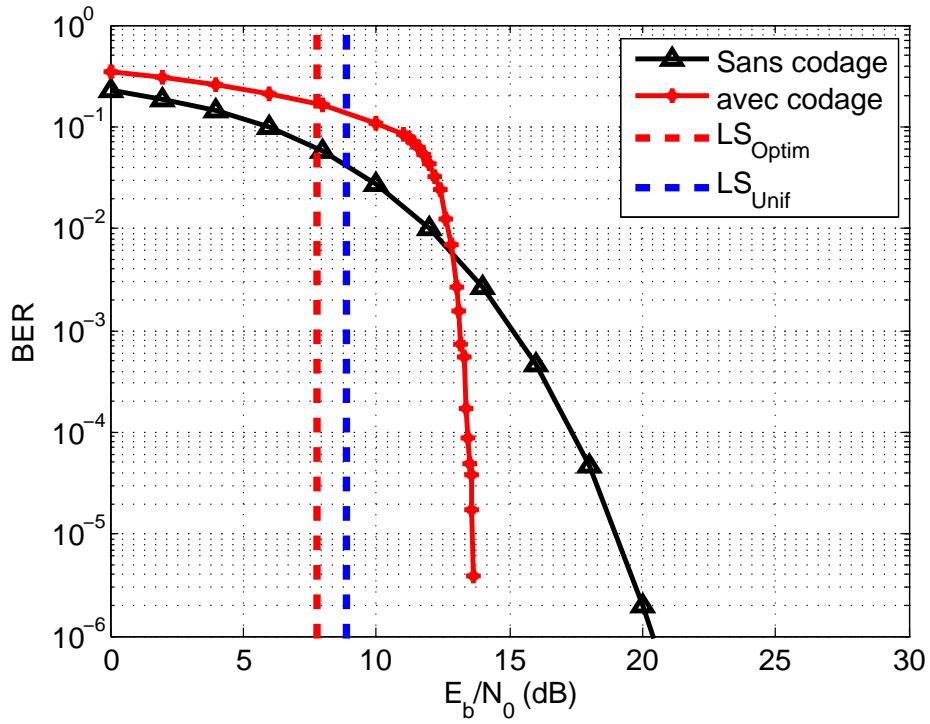


FIGURE 6.11 – Diagramme bloc du système OFDM avec le code LDPC utilisé dans les simulations.

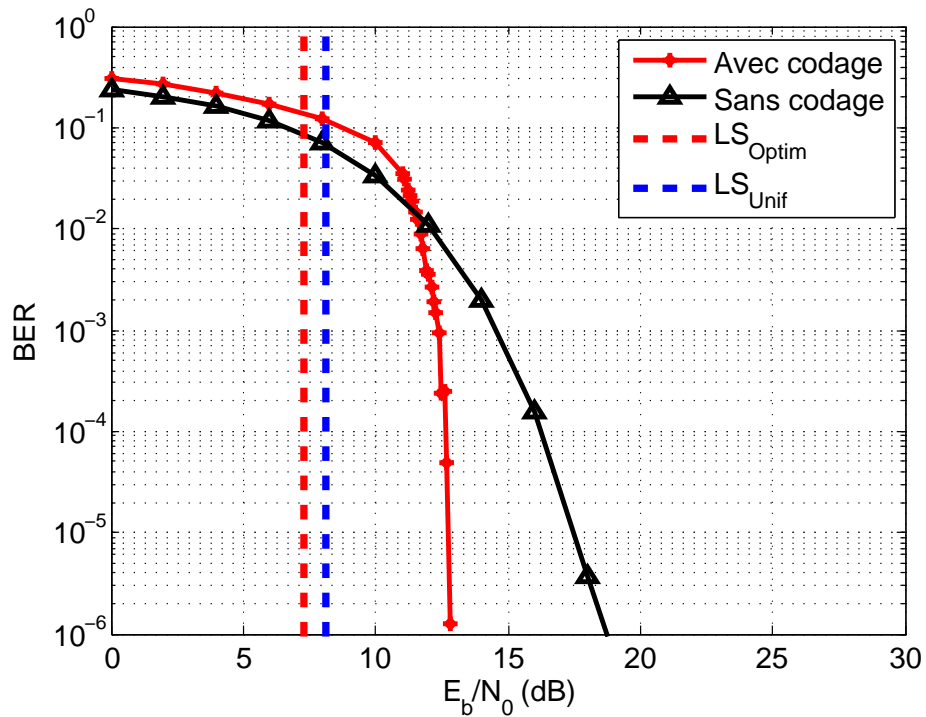
la simulation, soit $10 * \log_{10} \left(\frac{384}{510} \right) = 1.23$ dB. Nous allons aussi illustrer les limites de Shannon uniforme et optimale. La figure 6.12 montre la performance du système codé à ondes millimétriques dans la mine à une distance égale à 3 m, ainsi que la limite de Shannon.

Les résultats présentés à la figure 6.12 montrent que le code LDPC utilisé améliore la performance du système d'un facteur entre 4 et 6.5 dB. Nous pouvons conclure à partir de cette figure que de meilleurs résultats sont obtenus au niveau 70 m où un plancher d'erreur proche de 10^{-6} est enregistré à E_b/N_0 égal à 12.6 dB. Cette valeur de E_b/N_0 est loin de 4.61 dB de la limite de Shannon. Dans une situation réelle et surtout dans le mode de transmission OFDM, il est difficile d'envoyer des données dans le canal d'une manière optimale. Dans ce contexte, nous allons considérer dans cette thèse que notre limite de Shannon est la limite uniforme. Les résultats obtenus montrent ce qu'on a obtenu dans les chapitres précédents, soit que le canal de propagation au niveau 40 m est plus atténué. Le code LDPC est capable de corriger les problèmes venant des trajets multiples et du bruit additif. Au niveau 40 m, une probabilité d'erreur égale à 10^{-5} est obtenue à une valeur de E_b/N_0 égale à 13.65. Cette valeur est loin de 4.67 dB de la limite de Shannon uniforme.

La perte de trajet sévère du lien à ondes millimétriques limite sa vitesse de transmission et sa couverture. Cette dernière peut aller jusqu'à une valeur ne dépassant pas les 10 mètres [95], [99], par conséquent, une directivité élevée est nécessaire pour surmonter cette grande perte de trajet. Récemment, l'avance de la technologie hautement directionnelle de formation de faisceau (beam-forming technology) a permis de surmonter la grande perte de propagation pour des distances de plusieurs dizaines de mètres [100], [101]. Cela donne environ 30 dB de SNR dans la bande de base pour la transmission



(a) 40 m, D-D (VV).



(b) 70 m, D-D (VV)

FIGURE 6.12 – Performance du système OFDM codé à ondes millimétriques à une distance égale à 3 m.

LOS à l'émetteur et au récepteur [102].

6.6 Analyse des résultats du système OFDM codé à ondes millimétriques dans le laboratoire

Dans le but de comparer la performance des systèmes OFDM codés à ondes millimétriques dans la mine et dans le laboratoire, nous avons appliqué le même code LDPC, et simulé la performance de système OFDM codé dans le laboratoire pour le scénario D-D (VV) à une distance égale à 3 m. La figure 6.13, illustre la performance du système codé.

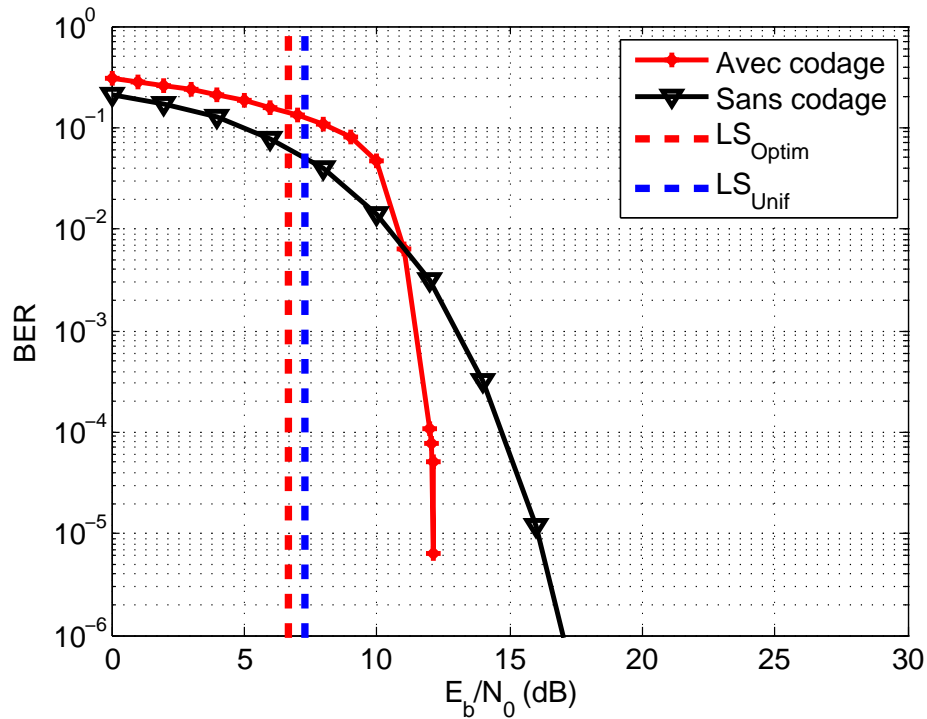


FIGURE 6.13 – Performance du système OFDM codé dans le laboratoire à un distance égale 3 m .

Les résultats illustrés à la figure 6.13 montrent ce qu'on a obtenu dans les chapitres précédents, soit que le canal dans le laboratoire est moins complexe que celui dans la mine. Avec un code LDPC, nous arrivons à 4.1 dB de la limite de Shannon. Cet écart peut être amélioré si on agrandit la longueur du code LDPC et aussi si nous utilisons d'autres techniques d'optimisations comme une égalisation plus performante ou par la modulation adaptative. En faisant cela, nous envoyons plus d'information sur les sous canaux qui ont un rapport signal sur bruit élevés

6.7 Conclusion

Dans ce chapitre, une étude détaillée a été faite sur la performance du système OFDM à ondes millimétriques dans une mine souterraine et dans un milieu interne. Le système de communication étudié est basé sur le standard IEEE802.15.3c. Les résultats obtenus sont utiles dans le déploiement des futurs systèmes de communications dans une mine souterraine. Tout d'abord, nous avons déterminé les paramètres de système OFDM non codé à ondes millimétriques dans la mine. Les paramètres sont basés sur les mesures effectuées dans la mine. À partir de l'étalement maximal du canal, nous pouvons calculer la durée du préfixe cyclique. Nous avons aussi déterminé la limite de Shannon des canaux en calculant le E_b/N_0 pour avoir une capacité égale au débit binaire du canal.

Les simulations effectuées à une distance fixe et avec un préfixe cyclique variable ont été faites pour déterminer le gain que nous pouvons avoir en augmentant le nombre de sous-canaux, et pour déterminer la différence de performance entre les systèmes avec un canal minier et un système avec un canal Gaussien avec les mêmes atténuations. Les résultats obtenus montrent que ce n'est pas juste l'atténuation qui affecte la performance de système mais aussi la différence entre le rapport signal sur bruit d'un sous-porteuse à une autre. Les résultats montrent aussi que l'écart entre les deux limites de Shannon est proportionnel à l'écart entre la performance du canal minier et du canal Gaussien avec la même atténuation.

Les simulations en fonction de la distance pour un nombre de sous-porteuses fixe et un préfixe cyclique variable ont été faites pour déterminer le pire scénario (avec le plus grand préfixe cyclique). Les résultats obtenus, montrent que le scénario D-O (VV) donne un meilleur résultat au niveau 70 m et le scénario O-D (VV) donne le meilleur résultat au niveau 40 m. Dans le laboratoire, le scénario D-D (VV) donne le meilleur résultat. Les résultats montrent qu'un système OFDM non codé à ondes millimétriques avec une longueur de préfixe cyclique égale à 100 et un nombre de sous-porteuses égal à 512 est fonctionnel partout dans la mine, aux niveaux 40 m et 70 m.

Dans ce chapitre, nous avons également présenté la performance du système OFDM codé à ondes millimétriques dans la mine et dans un milieu interne. Nous avons déterminé les paramètres de ce système et par la suite nous avons simulé le système en considérant les meilleurs scénarios aux niveaux 40 m et 70 m dans la mine, et aussi dans le laboratoire. Les résultats obtenus montrent qu'un code LDPC avec un taux de codage égal à 0.75 améliore la performance du système, soit un gain entre 4 et 6.5 dB.

Chapitre 7

Conclusion

7.1 Résumé

La recherche menée dans cette thèse traite de la performance du système de communications à ondes millimétriques dans un environnement minier souterrain. La motivation de ce travail a été d'avoir une performance du système de communications à ondes millimétriques acceptable dans l'environnement hostile considéré. Le défi principal a été de caractériser le canal de propagation. Dans ce contexte, une campagne de mesures a été faite dans différentes galeries de la mine, aux niveaux 40 m et 70 m. Aussi, une campagne de mesures a été faite dans un milieu interne, dans le laboratoire CANMET à Val-d'Or, pour qu'on puisse comparer les résultats obtenus dans la mine avec un autre milieu. L'approche de mesures utilisée, différente de celle qu'on retrouve dans la littérature, peut fonctionner efficacement dans un environnement complexe comme la mine souterraine.

Les contributions de la thèse sont regroupées en trois axes. Le premier a trait à la caractérisation à bande large du canal de propagation à ondes millimétriques dans le but d'utiliser ses paramètres pertinents (réponse fréquentielle, modèle du PDP et bande de cohérence) dans la détermination des paramètres du système OFDM à ondes millimétriques. Le deuxième concerne l'utilisation de la réponse fréquentielle pour calculer la capacité du canal selon deux approches : une avec une distribution uniforme de puissance sur tous les points de la réponse en fréquences et une autre avec une distribution optimale de la puissance sur tous les sous-canaux, cette dernière est connue sous le nom de "waterfilling". Finalement, le troisième axe décrit la performance du système OFDM à ondes millimétriques basé sur des mesures réelles effectuées dans la mine. Ces contributions sont récapitulées dans les sous-sections suivantes.

7.1.1 Caractérisation du canal de propagation

Mise au point de la technique de mesures

La première étape a consisté à concevoir et réaliser un montage expérimental fiable pour la mesure des diverses caractéristiques à bande large du canal de propagation autour de 60 GHz. Un analyseur de réseau (Anritsu MS 4647A) opérant sur la gamme de fréquences de 40 MHz à 70 GHz, avec une bande de 2.16 GHz, dans la plage fréquentielle du standard IEEE802.15.3c, soit 57.24-59.4 GHz, a été utilisé comme composante principale du montage de mesures à bande large. Deux calibrations ont été faites ; une sur les équipements de mesures eux mêmes et une deuxième après l'obtention du paramètre S_{21} en normalisant toutes les mesures obtenues à différentes distances avec la mesure obtenue à une distance de référence. Ces calibrations ont été faites afin d'obtenir des paramètres pertinents et utiles pour une étude de la performance du système de communications à ondes millimétriques.

Système de positionnement

L'environnement de mesure dans la mine est très complexe à cause du sol des galeries qui est assez onduleux et avec des pentes. Ces défis rendaient difficile le déplacement d'antenne à la réception le long de la mine pour effectuer des mesures à grande échelle. L'antenne d'émission restant fixe durant la mesure, celle-ci pouvait être orientée manuellement en utilisant un trépied de camera. À la réception, l'antenne est montée sur un système de positionnement automatique. Ce système appelé table Velmex est un robot monté sur une table. Cette table est très précise ; elle nous a permis de déplacer l'antenne avec une précision de 2.5 mm. Aussi, elle nous a permis de réaliser des mesures à petite échelle en trois dimensions. La table était contrôlée à distance par un programme Matlab que nous avons développé.

Scénarios de mesures

Un protocole expérimental par scénarios de mesures a été établi pour l'étude des caractéristiques du canal, dans le but d'obtenir les paramètres dépendants du type d'antenne utilisé, de la polarisation d'antenne et de la galerie où nous avons effectué les mesures. Les huit scénarios définis ont été réalisés en utilisant le même montage expérimental de mesures, la différence entre les scénarios était le type d'antenne et sa polarisation, ainsi que la galerie de la mine. Chaque scénario réalise une combinaison d'antennes (D-D à 40 m et 70 m, D-O à 70 m et O-D à 40 m) avec une polarisation HH ou VV. Deux séries de mesures ont été prises. La première a été consacrée à des mesures à grande

échelle et la deuxième a été consacrée à des mesures à petite échelle. Durant les mesures à grande échelle, l'émetteur a été placé au milieu de la mine à une hauteur égale à 1.5 m. Le récepteur a été déplacé entre 1 et 7.2 m avec un pas égal à 20 cm en utilisant le table Velmex. Afin d'obtenir des mesure plus précises, le récepteur a été déplacé à chaque position (chaque 20 cm) trois fois selon X , séparé par une moitié de longueur d'onde ($\lambda/2 = 2.5$ mm). Les mesures effectuées à petite échelle ont été faites en trois dimension entre 1 m et 5 m avec un pas égal à 1 m, selon X , Y et Z . En déplaçant l'antenne de réception selon les axes X , Y et Z , une grille $5 \times 5 \times 5$ a été établie pour caractériser le comportement statistique du canal. Les points de mesures dans le grille sont séparés localement par une distance de $\lambda/2$. Dans les deux séries de mesures : à grande échelle et à petite échelle, 15 mesures ont été prises pour augmenter la fiabilité des données.

Paramètres du canal à grande échelle

L'analyse des résultats de mesures à grande échelle a permis de mettre en évidence la variation des puissances reçues en fonction de la distance de séparation entre l'émetteur et le récepteur ainsi que la dépendance des niveaux de puissance des signaux reçus sur la position spatiale de l'antenne de réception (la variance du Shadow fading). Aussi, l'analyse des résultats à grande échelle a permis de mettre en évidence les variations du délai moyen relatif, de l'étalement efficace du retard, de l'étalement maximal du retard, de la puissance relative totale des trajets multiples, du nombre total des trajets multiples et de l'estimation de la bande de cohérence en fonction de la distance de séparation entre l'émetteur et le récepteur.

Paramètres du canal à petite échelle

L'analyse des résultats de mesures à petite échelle a permis de modéliser les paramètres de dispersion temporelle. Afin de modéliser la distribution de la puissance reçu, cinq fonctions de distributions cumulatives ont été présélectionnées (normale, Weibull, Log-normale, Nakagami et Rice) et le test de Kolmogorov-Smirnov a été appliqué à ces distributions afin de déterminer la distribution qui s'ajuste le mieux avec les résultats expérimentaux. Les résultats montrent que la distribution de Rice représente le mieux la distribution de la puissance reçu à 3 m pour les scénarios D-D (VV) au niveau 40 m et 70 m et que les distributions de Nakagami et Weibull représentent les mieux la puissance reçue à petite échelle à 3 m pour le scénario D-O (VV) au niveau 70 m et pour le scénario D-O (HH) au niveau 40 m, respectivement.

7.1.2 Capacité du canal à ondes millimétriques

Deux approches ont été appliquées pour calculer la capacité du canal. Ces deux approches ont été basées sur la réponse en fréquences des canaux provenant des campagnes de mesures à large bande à grande échelle. Ces deux approches ont été proposées pour déterminer de combien la méthode optimale est plus efficace.

Attribution uniforme de la puissance

Cette approche est basée sur la distribution uniforme de la puissance sur tous les points de la réponse en fréquence du canal, $H(d, f_k)$. Cette approche est réalisable si l'information sur $H(d, f_k)$ n'est pas disponible à l'émission. Dans nos calculs, nous avons distribué la puissance sur les N_f sous-canaux (2000 dans notre cas, correspondant au nombre de points de balayage) avec une bande passante de chaque sous-canal égale à 1.08 MHz. Les résultats obtenus vérifient le théorème de Shannon, soit que la capacité augmente avec le rapport signal sur bruit.

Attribution optimale de la puissance du signal

Cette approche consiste à distribuer la puissance sur les $N_f = 2000$ sous-canaux d'une façon optimale. En faisant cela, le maximum de puissance attribuée aux sous-canaux égale la puissance disponible à l'émission. Les sous-canaux qui ont un rapport signal sur bruit très faible n'ont pas été considérés dans le calcul de la capacité. Cette approche est utilisée si l'information sur $H(d, f_k)$ est disponible à l'émission. Les résultats obtenus montrent que la méthode optimale basée sur l'algorithme WF donne une amélioration importante par rapport à la capacité uniforme pour de faibles valeurs du SNR.

7.1.3 Performance du système OFDM à ondes millimétriques en utilisant les paramètres des mesures dans la mine

Deux paramètres provenant de la campagne de mesures à large bande dans la mine ont été appliqués au système OFDM proposé pour déterminer la performance du système d'une manière expérimentale et plus pertinente. Les deux paramètres sont la bande de cohérence, qui nous donne le nombre minimal de sous-porteuses pour que toutes ces sous-porteuses correspondent à un sous-canal plat dans le domaine fréquentiel, et l'étalement maximale du canal, qui nous donne la longueur du préfixe cyclique minimale pour combattre le problème de sélectivité en fréquence. En se basant sur ces deux paramètres, nous avons calculé la durée du symbole OFDM après l'ajout du préfixe cyclique, le débit binaire du système, l'efficacité spectrale du système et la limite de

Shannon en dessous de laquelle il ne peut y avoir de communication fiable pour des valeurs données des paramètres de notre système. Les valeurs des capacités obtenues nous ont servi dans le calcul de la limite de Shannon. Les simulations faites ont été divisées en deux groupe, soit les simulations du système non codé et les simulations du système codé.

Performance du système OFDM à ondes millimétriques non codé dans la mine

Les simulations du système non codé ont été divisées en deux groupes, les simulations du système à une distance fixe, N_{PC} variable et N_C , variable et les simulations du système en fonction de la distance de séparation entre les deux antennes avec N_{PC} variable et N_C fixe. Dans ces séries de simulations et dans le but de rendre notre étude plus pertinente, nous avons calculé le rapport E_b/N_0 correspondant à la limite de Shannon (LS) selon deux contextes. Le premier, lorsqu'on transmet avec un débit égal à la capacité uniforme, peut être calculé en posant $C_{Unif} = D$. Le deuxième, lorsqu'on transmet avec un débit égal à la capacité optimale, peut être calculé en posant $C_{Optim} = D$. D'après les résultats obtenus de la simulation du système en fonction de la distance avec N_{PC} et N_C variable, nous avons fixé les paramètres du système OFDM pour le pire scénario et ensuite nous avons effectué des simulations en utilisant ces paramètres. Finalement, nous avons déterminé le meilleur scénario au niveau 40 et 70 m, soit le scénario D-D avec une polarisation VV.

Performance du système OFDM à ondes millimétriques codé dans la mine

Les simulations du système codé ont été faites pour les meilleurs scénarios aux deux niveaux dans la mine. Les résultats obtenus montrent qu'avec un code LDPC à un taux de codage égal à 0.75, nous avons amélioré la performance du système de 6 dB à 10 dB. Les performances des systèmes restent cependant loin de la limite de Shannon, soit entre 4 et 6 dB. Cet écart peut être récupéré par l'augmentation de la grandeur du code LDPC. Dans le but de comparer les résultats obtenus dans la mine avec un milieu interne, nous avons suivi les mêmes démarches pour le canal interne (laboratoire CANMET). Les résultats obtenus confirment notre hypothèse, soit que le canal minier est plus complexe et la performance du système OFDM à ondes millimétriques dans un milieu interne est meilleure que celle dans la mine.

7.2 Synthèse générale

L'environnement minier étant complexe à cause de la rugosité des murs, le système de ventilation et les fils électriques sur le plafond, il est essentiel de trouver un système de communications répondant aux applications dans la mine comme la surveillance en temps réel, la localisation et le transfert de données entre les mineurs et la salle de refuge. Cette thèse constitue une contribution vers la conception de nouveaux systèmes à ondes millimétriques dans une mine souterraine. Ce projet de doctorat a été réalisé en partenariat avec le laboratoire CANMET à Val-d'Or. Les contributions sont principalement axées sur la caractérisation du canal de propagations à ondes millimétriques et par la suite sur l'analyse de résultats expérimentaux obtenus dans cette bande de fréquences dans deux galeries dans la mine et dans le laboratoire CANMET.

Les paramètres statistiques de tous les résultats expérimentaux du canal de propagation à ondes millimétriques sont analysés. Les résultats obtenus montrent que l'effet de dimensions de la galerie, le type d'antenne et la polarisation jouent un rôle important dans la conception des futurs réseaux de communications dans les mines souterraines. Les valeurs d'indice de perte de puissance obtenus dans les deux environnements sont plus petites que la valeur relative dans l'espace libre, c'est-à-dire $n < 2$. Les résultats obtenus montrent que le lien de communication est plus faible au niveau 40 m comparé au niveau 70 m lorsque une combinaison D-D avec une polarisation VV est adoptée. Nous avons expliqué ces résultats par la grande dimension de la galerie au niveau 40 m, ce qui diminue la contribution des trajets multiples à la réception. Au niveau 70 m, nous avons constaté la présence de l'effet de guide d'onde. Cet effet augmente la contribution des trajets multiples. L'utilisation d'une antenne omni au niveau 70 m résultera en une atténuation supérieure que pour le scénario D-D. Fondamentalement, l'étalement des retards RMS diminue lorsque la directivité de l'antenne augmente. Nos résultats confirment cette règle. Les valeurs de l'étalement des retards RMS trouvées pour les combinaisons D-D sont plus faibles que celles trouvées pour les combinaisons D-O et O-D. Ceci peut être expliqué par le filtrage spatial introduit par les antennes directives qui peuvent éliminer les trajets indésirables en se concentrant sur la direction de la composante à trajets multiples dominante.

Les résultats obtenus sur la capacité du canal montrent que l'adaptation du signal (distribution optimale de la puissance) de transmission à l'état de canal a apporté une grande amélioration du taux de transmission. Ces résultats, montrent que la réponse en fréquence du canal au niveau 40 m est plus sélective que celle au niveau 70 m

pour les huit scénarios. Ces résultats sont attendus à cause de la grande dimension de la galerie au niveau 40 m. Cette dimension augmente l'étalement du canal et par la suite sa sélectivité. Les valeurs des capacités trouvées au niveau 40 m sont plus basses que celles trouvées au niveau 70 m. Ces résultats peuvent être expliqués par la grande dimension de la galerie, ce qui diminue les contributions des trajets multiples. Les valeurs de capacités aux niveaux 40 m et 70 m sont plus basses que celles trouvées dans le laboratoire. Les résultats obtenus sur la performance du système OFDM à ondes millimétriques dans la mine montrent que la performance du système pour la combinaison D-D avec une polarisation VV est en général la meilleure aux niveaux 40 m et 70 m. Cependant, la combinaison D-D avec une polarisation VV au niveau 70 m est plus performante qu'au niveau 40 m.

7.3 Perspectives et travaux futurs

Les travaux réalisés dans cette thèse ont traité d'un certain nombre de problèmes, en particulier la mise en œuvre d'un protocole expérimental de mesures qui peut être utilisé dans d'autres campagnes de mesures et l'étude de la performance d'un système OFDM à ondes millimétriques. Cependant, cette thèse ouvre des pistes qui mériteraient d'être traitées par la suite. Nous proposons comme continuité de ce travail les sujets suivants :

- En raison des limites liées à la disponibilité des équipements de mesures et du temps, nous n'avons pas effectué des mesures avec une combinaison O-O dans les deux galeries, 40 m et 70 m. Après la mise en œuvre d'un protocole de mesures flexible et fiable, nous recommandons de faire une campagne de mesures avec une combinaison O-O et ce, dans plusieurs endroits dans la mine pour caractériser le canal lorsque nous avons des antennes omni à l'émission et à la réception et pour des scénarios avec et sans visibilité directe.
- Nos mesures ont été faites dans une mine non active. Durant les mesures, il n'y avait pas de machines et de mineurs. Cependant, les systèmes à ondes millimétriques sont intrinsèquement directionnels et reposent sur la transmission en ligne de vue directe, et pourraient être bloqués par le mouvement inévitable de machines et de mineurs. Dans ce contexte, il serait intéressant d'évaluer l'impact de la présence de machines et de mineurs en mouvement sur les caractéristiques du canal de propagation.
- Plusieurs modèles empiriques et statistiques pour le canal de propagation à l'intérieur sont disponibles dans la littérature. En utilisant les résultats obtenus dans

cette thèse, nous recommandons d'établir un modèle du canal en considérant la distribution de puissance à grande échelle et à petite échelle. Ce modèle décrit très bien le comportement du canal. Par la suite, en utilisant ce modèle il serait possible de réaliser les travaux faits dans cette thèse, comme le calcul de la capacité basé sur ce modèle et le calcul de la limite de Shannon et le TEB du canal.

- À partir des résultats obtenus sur la performance du système OFDM codé à ondes millimétriques, nous constatons que la performance du système est encore loin de la limite de Shannon. Ce résultat ouvre la porte à d'autres techniques d'optimisation de la performance comme la modulation adaptative. Dans ce contexte, il serait intéressant d'évaluer la performance du système en appliquant ce genre de modulation.

Bibliographie

- [1] S. W. Crookes, “Some possibilities of electricity,” *Fortnightly Review*, no. 173 - 181, 1892.
- [2] I. B. Mabrouk, “Caractérisation d’un canal minier souterrain utilisant les techniques MIMO,” *Thèse de doctorat à l’Université du Québec en Outaouais, Canada*, 2012.
- [3] J. Mikkonen, C. Corrado, C. Evcı, et M. Proglér, “Emerging wireless broadband networks,” *IEEE Communications Magazine*, vol. 36, no. 2, pp. 112 –117, février 1998.
- [4] D. Falconer, “A system architecture for broadband millimeter-wave access to an ATM LAN,” *IEEE Pers. Commun.*, vol. 3, no. 4, pp. 36–41, 1996.
- [5] A. Affandi, “Caractérisation et modélisation de la propagation à l’intérieur des bâtiments dans les bandes de 450 - 900 - 1800 - 2400 - 5800 MHz,” *thèse de doctorat à l’Institut National des Sciences Appliquées de Rennes, France*, 2000.
- [6] H. H. Meinel, “Recent advances on millimeterwave PCN system development in Europe - an invited survey,” in *Microwave Symposium Digest, 1995, IEEE MTT-S International*, vol. 2, mai 1995, pp. 401 – 404.
- [7] Projet MEDIAN, “Wireless Brodband CPN/LAN for Professional and Residential Multimedia Applications,” ACTS European Programme (AC006), disponible en ligne : www.cordis.lu/infowin/acts/rus/projects/ac006.htm.
- [8] J. Kunisch, E. Zollinger, J. Pamp et A. Winkelmann, “MEDIAN 60 GHz wide-band indoor radio channel measurements and model,” in *50th IEEE Vehicular Technology Conference. VTC 1999 - Fall.*, vol. 4, 1999, pp. 2393 – 2397.
- [9] P. Smulders, “Exploiting the 60 GHz band for local wireless multimedia access : Prospects and future directions,” *IEEE Communications Magazine*, vol. 40, no. 1, pp. 140–147, janvier 2002.

- [10] Y. Takimoto, “Recent activities on millimeter wave indoor LAN system development in Japan,” in *Microwave Symposium Digest, IEEE MTT-S International*, vol. 2, mai 1995, pp. 405–408.
- [11] G. Wu, Y. Hase et M. Inoue, “An ATM-based Indoor Millimeter-Wave Wireless LAN for Multimedia Transmissions,” *IEICE Transactions on Communications*, vol. 8, pp. 1740 – 1751, août 2000.
- [12] M. Inoue, G. Wu, Y. Hase, A. Sugitani, E. Kawakami, S. Shimizu et K. Tokuda, “An IP Over- Ethernet-Based Ultrahigh-Speed Wireless LAN Prototype Operating in the 60 GHz Band,” *IEICE Transactions on Communications*, vol. 8, pp. 1720 – 1729, août 2000.
- [13] D. Grenier, *Notes de cours : Antenne et propagation radio*. Québec : Université Laval, janvier 2012.
- [14] C. E. Shannon, “Communication in the presence of noise,” *Proceedings of the Institute of Radio Engineers*, vol. 37, no. 1, pp. 10 – 21, janvier 1949.
- [15] I. B. Mabrouk, J. Hautcoeur, L. Talbi, M. Nedil and K. Hettak, “Feasibility of a millimeter-wave MIMO system for short-range wireless communications in an underground gold mine,” vol. 61, no. 8, pp. 4296–4305, 2013.
- [16] Olivier Berder, “Optimisation et stratégies d’allocation de puissance des systèmes de transmission multi-antennes,” *thèse de doctorat à l’Université de Bretagne Occidentale*, 2002.
- [17] T. M. Cover et J. A. Thomas, *Elements of Information Theory*. John Wiley, 2006.
- [18] S. C. Yong et J. Kim, *MIMO-OFDM Wireless Communications with MATLAB*. A John Wiley and Sons, Ltd, Publication, 2010.
- [19] I. Kammoun-Jemal, “Codage spatio-temporel sans connaissance à priori du canal,” *thèse de doctorat à l’école Nationale Supérieure des Télécommunications de Paris, France*, 2004.
- [20] C. Nerguizian, C. L. Despins, S. Affes et M. Djadel, “Radio-channel characterization of an underground mine at 2.4 GHz,” *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 4, no. 5, pp. 2441–2453, septembre 2005.
- [21] D. Tholl, M. Fattouche, R. J. C. Builtitude, P. Melancon et H. Zaghoul, “A comparison of two radio propagation channel impulse response determination

- techniques,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 41, no. 4, pp. 515–517, avril 1993.
- [22] A. F. Abouraddy, S. M. Elnoubi et A. El-Shafei , “Wideband measurements and modeling of the indoor radio channel at 10 GHz. ii. time domain analysis,” in *Proceedings of the Fifteenth National Radio Science Conference, 1998. NRSC '98*, février 1998, pp. B14/1–B14/8.
- [23] A. F. Abouraddy, S. M. Elnoubi et A. El-Shafei, “Wideband measurements and modeling of the indoor radio channel at 10 ghz. i. frequency domain analysis,” in *Proceedings of the Fifteenth National Radio Science Conference, 1998. NRSC '98*, février 1998, pp. B13/1–B13/8.
- [24] Theodore S. Rappaport, *Wireless Communications principales and practice*. Prentice Hall of India, 2008.
- [25] S. J. Howard et K. Pahlavan, “Measurement and analysis of the indoor radio channel in the frequency domain,” *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 39, no. 5, pp. 751–755, octobre 1990.
- [26] A. Saleh et R. Valenzuela, “A statistical model for indoor multipath propagation,” *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 5, no. 2, pp. 128 – 137, février 1987.
- [27] K. Pahlavan et A. H. Levesque, *Wireless Information Networks*. Wiley Inter Science publication, 1995.
- [28] D. Cox, “Delay doppler characteristics of multipath propagation at 910 MHz in a suburban mobile radio environment,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 20, no. 5, pp. 625–635, septembre 1972.
- [29] D. M. J. Devasirvatham, R. R. Murray et C. Banerjee, “Time delay spread measurements at 850 MHz and 1.7 GHz inside a metropolitan office building,” *Electronics Letters*, vol. 25, no. 3, pp. 194–196, février 1989.
- [30] K. Pahlavan et S. J. Howard, “Frequency domain measurements of indoor radio channels,” *Electronics Letters*, vol. 25, no. 24, pp. 1645–1647, novembre 1989.
- [31] H. Zaghoul, G. Morrison, D. Tholl, M. G. Fry et M. Fattouche, “Measurement of the frequency response of the indoor channel,” in *Proceedings of the 33rd Midwest Symposium on Circuits and Systems*, août 1990, pp. 405–407 vol.1.

- [32] S. Collonge, “Caractérisation et modélisation de la propagation des ondes électromagnétiques à 60 GHz à l’intérieur des bâtiments,” *thèse de doctorat à l’Institut National des Sciences Appliquées de Rennese*, décembre 2003.
- [33] T. Manabe, K. Taira, K. Sato, T. Ihara, Y. Kasashima et K. Yamaki, “Multipath measurement at 60 GHz for indoor wireless communication systems,” in *44th IEEE Vehicular Technology Conference*, vol. 2, juin 1994, pp. 905 – 909.
- [34] T. Manabe, K. Sato, H. Masuzawa, H. Taira, K. Ihara, T. Kasashima et K. Yamaki, “Polarization dependence of multipath propagation and high-speed transmission characteristics of indoor millimeter-wave channel at 60 GHz,” *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 44, no. 2, pp. 268 – 274, mai 1995.
- [35] A. Kato, T. Manabe, Y. Miura, K. Sato, et T. Ihara, “Measurements of millimeter wave indoor propagation and high-speed digital transmission characteristics at 60 GHz,” in *8th IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC). ‘Waves of the Year 2000’*, vol. 1, Helsinki, Finland, septembre 1997.
- [36] T. Manabe, Y. Miura et T. Ihara, “Effects of antenna directivity and polarization on indoor multipath propagation characteristics at 60 GHz,” *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 14, no. 3, pp. 441 – 448, avril 1996.
- [37] Y. Takimoto et A. Inoue, “Minimum delay-spread millimeter wave indoor LAN system,” in *SPIE Proceedings*, vol. 2211, California, USA, janvier 1994, pp. 278 – 281.
- [38] Y. Takimoto, Y. Yatsuka, A. Inoue, T. Yokoyama, T. Aoyagi, K. Ohata, T. Saito, T. Negishi et N. Okubo, “60 GHz short range transceivers and applications for minimum delay spread LAN,” in *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, vol. 2211, juin 1996, pp. 509 – 512.
- [39] Y. Takimoto, “Development of 60 GHz minimum delay spread indoor local area network,” *Annals of Telecommunications*, vol. 52, no. 3, pp. 112 – 122, mars 1997.
- [40] M. Ghadar, “Experimental characterization and modeling of short-range wireless propagation channels in the unlicensed 60 GHz band,” *thèse de doctorat à l’Université du Québec en Outaouais, Canada*, 2012.
- [41] T. Svantesson et J. Wallace, “On signal strength and multipath richness in multi-input multi-output systems,” in *IEEE International Conference on Communications. ICC ’03*, vol. 4, mai 2003, pp. 2683 – 2687.

- [42] H. Carrasco, R. Feick et H. Hristov, "Experimental evaluation of indoor MIMO channel capacity for compact arrays of planar inverted-F antennas," *Microw. Opt. Technol. Lett.*, vol. 49, no. 7, pp. 1754 – 1756, juillet 2007.
- [43] J. Kunisch, E. Zollinger, J. Pamp et A. Winkelmann, "MEDIAN 60 GHz wide-band indoor radio channel measurements and model," in *IEEE VTS 50th Vehicular Technology Conference, VTC 1999 - Fall.*, vol. 4, septembre 1999, pp. 2393 – 2397.
- [44] C. R. Anderson, T. S. Rappaport, K. Bae, W. H. Tranter et L. T. Watson, "In-building wideband multipath characteristics at 2.5 and 60 GHz," in *IEEE 56th Vehicular Technology Conference, 2002. Proceedings. VTC 2002-Fall.*, vol. 1, septembre 2002, pp. 97 – 101.
- [45] Hao. Xu, V. Kukshya et T. S. Rappaport, "Spatial and temporal characterization of 60 GHz indoor channels," in *IEEE VTS-Fall VTC 2000. 52th Vehicular Technology Conference*, vol. 20, no. 3, avril 2000, pp. 6 – 13.
- [46] D. Matic, H. Harada et R. Prasad, "Indoor and outdoor frequency measurements for mm-waves in the range of 60 GHz," in *VTC 98. 48th IEEE Vehicular Technology Conference*, vol. 1, mai 1998, pp. 567 – 571.
- [47] J.-H. Park, Y. Kim, Y.-S. Hur, K. Lim et K.-H. Kim, "Analysis of 60 GHz band indoor wireless channels with channel configurations," in *The Ninth IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications.*, vol. 2, Boston, Massachusetts, USA, septembre 1998, pp. 617 – 620.
- [48] P. Nobles et F. Halsall, "Indoor propagation at 17 GHz and 60 GHz-measurements and modelling," in *IEEE National Conference on Antennas and Propagation*, York, UK, mars 1999, pp. 93 – 96.
- [49] L. Clavier, M. Rachdi, M. Fryziel, Y. Delignon, V. Le Thuc, C. Garnier et P. A. Rolland, "Wide Band 60 GHz Indoor Channel : Characterization and Statistical Modeling," in *IEEE VTS 54th Vehicular Technology Conference, VTC 2001 Fall*, vol. 4, Fall 2001, pp. 2098 – 2102.
- [50] H. Radi, M. Fiacco, M. A. N. Parks et S. R. Saunders, "Simultaneous indoor propagation measurements at 17 and 60 GHz for wireless local area networks," in *48th IEEE Vehicular Technology Conference, VTC 98*, vol. 1, Ottawa, Canada, mai 1998, pp. 510 – 514.

- [51] A. M. Hammoudeh et G. Allen, “Millimetric wavelengths radiowave propagation for line-of-sight indoor microcellular mobile communications,” *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 44, no. 3, août 1995.
- [52] L. Talbi et G. Y. Delisle, “Experimental characterization of EHF multipath indoor radio channels,” *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 14, no. 3, pp. 431 –440, avril 1996.
- [53] M. R. Williamson, G. E. Athanasiadou et A. R. Nix, “Investigating the effects of antenna directivity on wireless indoor communication at 60 GHz,” in *The 8th IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, 'Waves of the Year 2000'. PIMRC '97*, vol. 2, septembre 1997, pp. 635 – 639.
- [54] N. Moraitis et P. Constantinou, “Indoor channel modeling at 60 GHz for wireless LAN applications,” in *The 13th IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*, vol. 3, septembre 2002, pp. 1203 – 1207.
- [55] S. Guerin, “Indoor Wideband and Narrowband Propagation Measurements Around 60.5 GHz in an Empty and Furnished Room,” in *IEEE 46th Vehicular Technology Conference, 'Mobile Technology for the Human Race'*, vol. 1, mai 1996, pp. 160 – 164.
- [56] S. Guerin, C. Pradal et P. Khalifa, “Indoor propagation narrow band and wide band measurements around 60 GHz using a network analyser,” *TD COST 231*, septembre 1995.
- [57] L. Talbi, “Spatial and temporal variations of the indoor wireless EHF channel,” *Wireless Personal Communications*, vol. 23, no. 1, pp. 161 – 170, octobre 2002.
- [58] S. Collonge, G. Zaharia et G. Zein, “Influence of the Human Activity on Wideband Characteristics of the 60 GHz Indoor Radio Channel,” *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 3, no. 6, pp. 2396 – 2406, novembre 2004.
- [59] P. Marinier, G. Y. Delisle et C. L. Despains, “Temporal variations of the indoor wireless millimeter-wave channel,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 46, no. 6, pp. 928 – 934, juillet 1998.
- [60] S. Obayashi et J. Zander, “A body-shadowing model for indoor radio communication environments,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 46, no. 6, pp. 920 – 927, juin 1998.

- [61] K. Sato et T. Manabe, “Estimation of propagation-path visibility for indoor wireless LAN systems under shadowing condition by human bodies,” in *48th IEEE Vehicular Technology Conference, VTC 98*, vol. 3, mai 1998, pp. 2109 – 2113.
- [62] S. Weinstein et P. Ebert , “Data transmission by frequency-division multiplexing using the discrete fourier transform,” *IEEE Transactions on Communication Technology*, vol. 19, no. 5, pp. 628–634, octobre 1971.
- [63] J. A. C. Bingham, “Multicarrier modulation for data transmission : an idea whose time has come,” *IEEE Communications Magazine*, vol. 28, no. 5, pp. 5–14, mai 1990.
- [64] I. I. Al-kebsi, M. Ismail, K. Jumari, T. A. Rahman et A. A. El-Saleh, “A novel algorithm with a new adaptive modulation form to improve the performance of ofdm for 4G systems,” in *International Conference on Future Computer and Communication, 2009. ICFCC 2009*, avril 2009, pp. 11–15.
- [65] H. -S. Jo, H. -G. Yoon, L. Jaewoo, W. -G. Chung, J. -G. Yook et H. -K. Park , “The coexistence of OFDM-based systems beyond 3G with fixed service microwave systems,” *Journal of Communications and Networks*, vol. 8, no. 2, pp. 187–193, juin 2006.
- [66] S. Sun, Y. Ju et Y. Yamao, “Overlay cognitive radio ofdm system for 4G cellular networks,” *IEEE Wireless Communications*, vol. 20, no. 2, pp. 68–73, avril 2013.
- [67] R. W. Chang, “Synthesis of band-limited orthogonal signals for multichannel data transmission,” *Bell System Technical Journal*, vol. 45, no. 10, pp. 1775–1796, décembre 1966.
- [68] D. M. L. Witherow et P. A. Laven, “Digital audio broadcasting-the future of radio,” in *International Broadcasting Convention, 1995. IBC 95*, septembre 1995, pp. 57–61.
- [69] H. Zarrinkoub, *Understanding LTE With MATLAB*. John Wiley, 2014.
- [70] B. Yang, K. B. Letaief, R. S. Cheng et Z. Cao, “Timing recovery for ofdm transmission,” *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 18, no. 11, pp. 2278–2291, novembre 2000.
- [71] A. Peled et A. Ruiz, “Frequency domain data transmission using reduced computational complexity algorithms,” in *IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing (ICASSP)*, vol. 5, avril 1980, pp. 964–967.

- [72] M. L. Ammari, et F. Gagnon, “Iterative channel estimation and decoding of turbo-coded ofdm symbols in selective rayleigh channel,” *Canadian Journal of Electrical and Computer Engineering*, 2007.
- [73] A. Goldsmith, *Wireless Communications*. A John Wiley et Sons, Ltd, Publication, 2005.
- [74] R. G. Gallager, “Information Theory and Reliable Communication,” *John Wiley, NewYork, chapitres 2 et 4*, 1968.
- [75] F. Zheng et T. Kaiser, “On the evaluation of channel capacity of UWB indoor wireless systems,” *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 56, no. 12, pp. 6106 – 6113, décembre 2008.
- [76] J. Foerster, E. Green et S. Somayazulu, “Ultra-wideband technology for short-or medium-range wireless communications,” *Intel Technology Journal*, 2001.
- [77] A. Seyedi, “Water-Filling Capacity of Wide Band 60 GHz Channels with Antenna Directionality,” in *IEEE International Conference on Ultra-Wideband. ICUWB 2007*, septembre 2007, pp. 117 –122.
- [78] F. Poegel, S. Zeisberg et A. Finger, “Comparison of different coding schemes for high bit rate OFDM in a 60 GHz environment,” in *IEEE 4th International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications Proceedings*, vol. 1, septembre 1996, pp. 122 – 125.
- [79] Disponible en ligne :www.velmex.com.
- [80] S. Khademi, S.P. Chepuri, Z. Irahhauteu, G. J. M. Janssen et A.-J. van der Veen, “Channel characterization for wideband 60 GHz wireless link within a metal enclosure,” in *2014 8th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, april 2014, pp. 1575–1579.
- [81] P. F. M. Smulders, “Statistical Characterization of 60 GHz Indoor Radio Channels,” *IEEE Transaction on Antenna and Propagation*, vol. 57, no. 10, pp. 2820–2829, 2009.
- [82] T. Zwick, T. J. Beukema et H. Nam, “Wideband channel sounder with measurements and model for the 60 GHz indoor radio channel,” *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 54, no. 4, pp. 1266 – 1277, juillet 2005.
- [83] Y. Rissafi, L. Talbi et M. Ghaddar, “Experimental characterization of an UWB propagation channel in underground mines,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 60, no. 1, pp. 240 – 246, janvier 2012.

- [84] A. Benzakour, S. Affes, C. Despins et P.-M. Tardif, "Wideband measurements of channel characteristics at 2.4 and 5.8 GHz in underground mining environments," in *IEEE 60th Vehicular Technology Conference, VTC2004-Fall*, vol. 5, septembre 2004, pp. 3595 – 3599.
- [85] M. Boutin, A. Benzakour, C. L. Despins, et S. Affes, "Radio wave characterization and modeling in underground mine tunnels," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 56, no. 2, pp. 540–549, février 2008.
- [86] Chahé Nerguizian, "Radiolocalisation en milieu minier souterrain," 2003.
- [87] H. Yang, P. F. M. Smulders et M. H. A. J. Herben, "Channel characteristics and transmission performance for various channel configurations at 60 GHz," *EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking*, vol. 2007, no. 1, pp. 43 – 40, janvier 2007.
- [88] V. Guillet, "Narrowband and wideband characteristics of 60 GHz radio propagation in residential environment," *Electronics Letters*, vol. 37, no. 21, pp. 1310 – 1311, octobre 2001.
- [89] H. Xu, V. Kukshya et T. S. Rappaport, "Spatial and temporal characteristics of 60-ghz indoor channels," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 20, no. 3, pp. 620 – 630, avril 2002.
- [90] F. Wei, J. Hu et S. Zhang, "Frequency-domain measurement of 60 GHz indoor channels : a measurement setup, literature data, and analysis," *IEEE Instrumentation Measurement Magazine*, vol. 16, no. 2, pp. 34 – 40, avril 2013.
- [91] D. Wu, J. Wang, Y. Cai et M. Guizani, "Millimeter-wave multimedia communications : challenges, methodology, and applications," *IEEE Communications Magazine*, vol. 53, no. 1, pp. 232–238, janvier 2015.
- [92] J. Wang, "Capacity of 60 GHz wireless communication systems over fading channels," *Journal of Network*, vol. 7, no. 1, pp. 203–209, 2012.
- [93] T. S. Rappaport, R. W. Heath Jr, R. C. Daniels et J. N. Murdock, "*Millimeter Wave Wireless communications*". Prentice Hall, 2014.
- [94] M. Ghaddar et L. Talbi, "NLOS UWB Undermining Experimental Characterization and Performance Evaluation Using MB-OFDM," in *PIERS Proceedings, Marrakesh, MOROCCO*, mars 2011.

- [95] P. Smulders, H. Yang et I. Akkermans , “On the design of low-cost 60-GHz radios for multigigabit-per-second transmission over short distances [topics in radio communications],” *IEEE Communications Magazine*, vol. 45, no. 12, pp. 44–51, décembre 2007.
- [96] M.-K. Byun et B. G. Lee, “New bounds of pairwise error probability for space-time codes in rayleigh fading channels,” in *IEEE Wireless Communications and Networking Conference, WCNC2002*, vol. 1, mars 2002, pp. 89 – 93.
- [97] Disponible en ligne : sites.google.com/site/marcobaldi/publications/tifs-2011-attachments.
- [98] R. Tanner, “A recursive approach to low complexity codes,” *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 27, no. 5, pp. 533–547, septembre 1981.
- [99] S. Geng, J. Kivinen, X. Zhao et P. Vainikainen , “Millimeter-wave propagation channel characterization for short-range wireless communications,” *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 58, no. 1, pp. 3 – 13, janvier 2009.
- [100] J. Y. Wang et Z. Lan, “Robust and highly efficient beamforming procedures for 60GHz WPAN,” *IEEE 802.15-08-0190-003c*, novembre 2008.
- [101] M. Takai et. al, “Directional Virtual Carrier Sensing for Directional Antennas in Mobile Ad Hoc Networks,,” *Proc. ACM MOBIHOC*, pp. 183 – 192, 2002.
- [102] A. Maltsev, R. Maslennikov, A. Sevastyanov, A. Khoryaev et A. Lomayev , “Experimental investigations of 60 GHz WLAN systems in office environment,” *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 27, no. 8, pp. 1488–1499, octobre 2009.

Annexe A

Distributions statistiques

A.1 Définitions

Cette section définit les principales lois de distribution statistiques présentées au chapitre 4. Comme nous l'avons vu au chapitre 4, ces distributions sont utilisées pour caractériser l'amplitude de la réponse impulsionnelle du canal à petite échelle. Pour chaque distribution, nous donnons la densité de probabilité $\rho_X(x)$, la fonction de distribution $F(x) = P(X \leq x)$ et le moments d'ordre un, $E[X]$.

A.2 Distribution normale

La distribution normale est définie a partir de deux paramètres, sa moyenne μ et son écart-type σ . Sa densité de probabilité est donnée par :

$$\rho_X(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} e^{-\left(\frac{(x-\mu)^2}{2\sigma^2}\right)}. \quad (\text{A.1})$$

Sa fonction de distribution est donnée par :

$$F(x) = \frac{1}{2} \left(1 + \operatorname{erf} \left(\frac{x - \mu}{\sqrt{2}\sigma} \right) \right). \quad (\text{A.2})$$

Son moment d'ordre un est donnée par :

$$E[X] = \mu. \quad (\text{A.3})$$

A.3 Distribution log-normale

La distribution log-normale est définie à partir de deux paramètres, μ et σ . Elle correspond à une distribution normale de l'enveloppe complexe du signal exprimée en dB.

Sa densité de probabilité est donnée par :

$$\rho_X(x) = \frac{1}{x\sigma\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{(\ln x - \mu)^2}{2\sigma^2}}. \quad (\text{A.4})$$

Sa fonction de distribution est donnée par :

$$F(x) = \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \operatorname{erf} \left[\frac{\ln(x) - \mu}{\sigma\sqrt{2}} \right]. \quad (\text{A.5})$$

Son moment d'ordre un est donnée par :

$$E[X] = e^{\mu + \frac{\sigma^2}{2}}. \quad (\text{A.6})$$

A.4 Distribution de Rice

La distribution de Rice est définie à partir de deux paramètres, s et σ . Sa densité de probabilité est donnée par :

$$\rho_X(x) = \frac{x}{\sigma^2} e^{-\frac{x^2 + \sigma^2}{2\sigma^2}} I_0\left(\frac{x s}{\sigma^2}\right), \quad (\text{A.7})$$

où I_0 représente la fonction de Bessel modifiée. Sa fonction de distribution est donnée par :

$$F_X(x) = 1 - e^{-\frac{x^2 + \sigma^2}{2\sigma^2}} \sum_{k=0}^{\infty} \left(\frac{s}{x}\right)^k I_k\left(\frac{x s}{\sigma^2}\right). \quad (\text{A.8})$$

Son moment d'ordre un est donnée par :

$$E[X] = \sqrt{\frac{\pi}{2}} |\sigma| L_{\frac{1}{2}}\left(-\frac{s^2}{2\sigma^2}\right), \quad (\text{A.9})$$

où $L_{\frac{1}{2}}$ est la fonction de Laguerre. Les polynômes de Laguerre sont donnés par la somme :

$$L_n(x) = \sum_{k=0}^n \frac{(-1)^k}{k!} \binom{n}{k} x^k. \quad (\text{A.10})$$

A.5 Distribution de Nakagami

La distribution de Nakagami est définie à partir de deux paramètres, m et Ω . Sa densité de probabilité est donnée par :

$$\rho_X(x) = \frac{2m^m x^{2m-1}}{\Gamma(m)\Omega^m} e^{-\left(\frac{mx^2}{\Omega}\right)}, \quad (\text{A.11})$$

où Γ représente la fonction Gamma définie par :

$$\Gamma(x) = \int_0^{\infty} e^{-t} t^{x-1} dt. \quad (\text{A.12})$$

Sa fonction de distribution est donnée par :

$$F(x) = \gamma\left(\frac{mx^2}{\Omega}, m\right), \quad (\text{A.13})$$

où γ représente la fonction Gamma incomplète définie par :

$$\gamma(a, x) = \frac{1}{\Gamma(x)} \int_0^a e^{-t} t^{x-1} dt. \quad (\text{A.14})$$

Son moment d'ordre un est donnée par :

$$E[X] = \frac{\Gamma(m + \frac{1}{2})}{\Gamma(m)} \sqrt{\frac{\Omega}{m}}. \quad (\text{A.15})$$

A.6 Distribution de Weibull

La distribution de Weibull est définie à partir de deux paramètres, k et λ (les paramètres de forme et d'échelle, respectivement). Sa densité de probabilité est donnée par :

$$\rho_X(x) = \frac{k}{\lambda} \left(\frac{x}{\lambda}\right)^{k-1} e^{-\frac{x}{\lambda^k}}. \quad (\text{A.16})$$

Sa fonction de distribution est donnée par :

$$F(x) = 1 - e^{-\frac{x}{\lambda^k}}. \quad (\text{A.17})$$

Son moment d'ordre un est donnée par :

$$E[X] = \lambda \Gamma\left(1 + \frac{1}{k}\right). \quad (\text{A.18})$$

Annexe B

Liste des Publications

Les articles de revues et de conférences extraits de cette thèse sont les suivants :

Publications acceptées et publiées

- 1) Mohamad El Khaled, Paul Fortier et Mohamed Lassaad Ammari, “A Performance Study of Line-of-Sight Millimeter-Wave Underground Mine Channel,” *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol. 13, pp. 1148-1151, 2014.
- 2) Mohamad El Khaled, Paul Fortier, Mohamed Lassaad Ammari et Shah Ahsanuzzaman Md Tariq, “Optimal power allocation for underground selective channel at 60 GHz,” *2014 IEEE International Conference on Communications Workshops (ICC)*, pp. 736-741, Sydney, Australie, Juin, 2014.
- 3) Mohamad El Khaled, Paul Fortier, Mohamed Lassaad Ammari et Mohamed Haj Taieb , “Capacity of the Millimeter Wave Underground Mine Channel,” *14 th Canadian Workshop on Information Theory (CWIT)*, St. John’s, Canada, Juin, 2015
- 4) Mohamad El Khaled, Paul Fortier et Mohamed Lassaad Ammari, “Experimental Evaluation of an OFDM Millimeter Wave System in an Underground Mine Channel Based on the IEEE802.15.3c Standard,” *IEEE International Conference on Ubiquitous Wireless BroadBand ICUBW.*, Montréal, Canada, Octobre, 2015.

Publications soumises ou à être soumises

- 5) Shah Ahsanuzzaman Md Tariq, Mohamad El Khaled, Birahima Ndiaye, Charles L. Despins, Sofiène Affes, Paul Fortier, Nahi Kandil et Chahé Nerguizian, “Polarimetric Measurements and Characterization of 60 GHz Wireless Channel in an

Underground Mine,” soumise dans *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*.

- 6) Mohamad El Khaled, Paul Fortier et Mohamed Lassaad Ammari, “Feasibility of an OFDM Millimeter-wave system in underground mine : Channel measurements and performance analysis,” à être soumise dans *IEEE Transactions on Wireless Communications*.