

TABLE DES MATIÈRES

	Page
INTRODUCTION.....	1
CHAPITRE 1 ÉTAT DE L'ART.....	7
1.1 Propagation des ondes.....	8
1.1.1 En espace libre	8
1.1.2 En espace obstrué.....	9
1.2 Communications radios en environnement intérieur et minier souterrain.....	15
1.2.1 Modélisation statistique	16
1.2.2 Paramètres les plus fréquemment étudiés à grande et à petite échelle	20
1.2.3 Importances et technologies expérimentées en mines souterraines.....	23
1.3 Techniques de mesures du canal.....	27
1.4 Remarques sur certains résultats de mesures obtenus en milieux intérieurs et miniers souterrains	30
CHAPITRE 2 PROTOCOLE EXPÉRIMENTAL.....	31
2.1 Description de l'environnement, CANMET.....	31
2.2 Montage expérimental	34
2.3 La campagne de mesures	37
2.3.1 Le travail préparatoire.....	37
2.3.2 Les mesures.....	38
2.3.2.1 À grande échelle	39
2.3.2.2 À petite échelle	42
CHAPITRE 3 ANALYSE DES RÉSULTATS	47
3.1 À grande échelle	47
3.1.1 Réponses fréquentielle et temporelle du canal.....	48
3.1.2 Affaiblissement de parcours et effet d'ombrage.....	53
3.1.3 Conclusion du scénario de la grande échelle	57
3.2 À petite échelle	59
3.2.1 Étalement du retard (<i>RMS delay spread</i>).....	59
3.2.2 Bande de cohérence (B_c).....	65
3.3 Discussions des résultats.....	65
3.3.1 Distribution de la puissance reçue	65
3.4 Conclusion de la petite échelle	71
CONCLUSION ET RECOMMANDATIONS POUR TRAVAUX FUTURS.....	73
ANNEXE I LES ANTENNES.....	79
ANNEXE II LES AMPLIFICATEURS.....	81

ANNEXE III	LA TABLE VELMEX/LE VNA.....	84
	LISTE DE RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES.....	90

LISTE DES TABLEAUX

	Page
Tableau 1.1	Techniques de communications en mines souterraines24
Tableau 1.2	Récapitulatif des technologies sans fils utilisées en milieux souterrains26
Tableau 1.3	Comparaison des mesures faites dans le domaine fréquentiel et temporel29
Tableau 2.1	Les différents canaux de la bande millimétrique35
Tableau 2.2	Combinaisons et polarisations d'antennes41
Tableau 3.1	Les paramètres de la grande échelle pour les différents milieux54
Tableau 3.2	Récapitulatif des résultats obtenus55
Tableau 3.3	Valeurs de τ_{rms} aux niveaux 40 m et 70 m60

LISTE DES FIGURES

		Page
Figure 0.1	Récapitulatif de l'étude	6
Figure 1.1	Interférence destructive et constructive	10
Figure 1.2	Variation de la puissance reçue en fonction de la distance.....	12
Figure 2.1	Niveau 40 m.....	32
Figure 2.2	Niveau 70 m.....	32
Figure 2.3	Laboratoire LRTCS-CANMET	33
Figure 2.4	Montage expérimental	34
Figure 2.5	Descriptif des mesures à grande échelle	39
Figure 2.6	Quadrillage de 5x5x5 utilisé à petite échelle	44
Figure 3.1	Réponse fréquentielle aux niveaux 40 m et 70 m.....	49
Figure 3.2	Réponse temporelle aux niveaux 40 m et 70 m	51
Figure 3.3	Puissance reçue en fonction de la distance	53
Figure 3.4	Fonction de densité cumulative de l'étalement du retard au niveau 40m (a).Dir-Dir et (b).Dir-Omni	62
Figure 3.5	Fonction de densité cumulative de l'étalement du retard au niveau 70m (a).Dir-Dir et (b).Dir-Omni	64
Figure 3.6	Puissance reçue avec Dir-Dir (a).Niveau 40m et (b).Niveau 70m	67
Figure 3.7	Puissance reçue avec Dir-Omni (a).Niveau 40m et (b).Niveau 70m.....	70
Figure 3.8	Algorithme pour la solution proposée.....	77
Figure 3.9	Récapitulatif de la solution proposée.....	78

LISTE DES ABRÉVIATIONS, SIGLES ET ACRONYMES

CDF	Fonction de densité Cumulative « <i>Cummulative Density Function</i> »
Dir	Directive (antenne directive)
G_R	Gain de l'antenne de réception
G_T	Gain de l'antenne de transmission
GPIB	General Purpose Interface Bus
H-H	Horizontale – Horizontale (type de polarisation d'antennes)
IDFT	Inverse Discrete Fourier Transform
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers
IFT	Inverse Fourier Transform
LOS	Line Of Sight
LNA	Low Noise Amplifier
N.A	Non Applicable
NLOS	Non Light of Sight
Omni	Omnidirectionnelle (antenne omnidirectionnelle)
PA	Power Amplifier
PL	Path Loss
P_R	Puissance à la réception
P_T	Puissance à la transmission
RMS	Root Mean Square
Rx	Antenne de réception
Tx	Antenne d'émission (transmission)
VNA	Vector Network Analyzer

XVIII

V-V Verticale-Verticale (type de polarisation d'antennes).

LISTE DES SYMBOLES ET UNITÉS DE MESURE

dB	décibel
m	mètre
Hz	Hertz
MHz	Mégahertz
GHz	Gigahertz
nsec	nanoseconde.

INTRODUCTION

De nos jours, les communications sans fil occupent une place importante dans nos activités quotidiennes. Ces dernières, utilisant un support de transmission non guidé (ou encore non filaire), ne cessent de se développer et présentent aujourd'hui de nombreux avantages dont la mobilité des utilisateurs.

Selon la technologie utilisée et la fréquence à laquelle il fonctionne, un système de communications sans fil peut acheminer une certaine quantité d'informations entre différents utilisateurs situés à différents points de l'espace couvert par le réseau, et les différents types de services qu'il offre en dépendent également.

Cependant, lors de l'acheminement de ces informations, on est confronté à différents phénomènes comme la réflexion, la diffraction, la diffusion... qu'il faudra bien maîtriser afin de concevoir des systèmes fiables. Et lorsqu'il s'agit de communications sans fil en environnements souterrains miniers, la difficulté liée à la propagation est beaucoup plus complexe que dans les milieux intérieurs conventionnels tels que les bureaux, usines et autres environnements semblables.

À cet effet, différentes études ont été effectuées à des bandes de fréquences différentes et dans des environnements souterrains miniers, par les auteurs (Zhang, Zheng and Sheng 2001, Nerguizian *et al.* 2005, Boutin *et al.* 2008) et intérieurs, par des auteurs comme (Saleh and Valenzuela 1987), Hashemi (1993), (Hammoudeh and Scammell 2004) et elles ont révélé plusieurs informations pertinentes pour la propagation des ondes.

Maintenant, la bande millimétrique (60 GHz) se positionne comme étant un meilleur candidat à cause de sa largeur de bande disponible (57 GHz – 64 GHz), soit 7 GHz et surtout de sa capacité à fournir un haut débit de données (d'où la possibilité d'usage de services en temps réels 'gourmands' en bande passante comme la vidéo en temps réels, des applications supportant le téléguidage des appareils et la géolocalisation des mineurs).

Contexte et Intérêts de l'étude

Depuis son invention par Graham Bell en 1876, le téléphone est devenu un des outils les plus utilisés dans notre quotidien. En effet, avec les besoins croissants et très exigeants de ses utilisateurs, les applications relatives à la téléphonie sans fil continuent de se développer et placent la téléphonie filaire (réseau de téléphonie câblé) au second plan. En effet, ces technologies radios habilitantes sont extrêmement sophistiquées puisqu'on y travaille ardemment depuis que Marconi, dans (Shafi, Ogose and Hattori 2002) démontrait déjà en 1898 qu'il était possible de communiquer par voie radio (radio télégraphie).

Son application (radio communication) en milieu intérieur tels que les bureaux, les usines, les centres d'achat (Saleh and Valenzuela 1987, Hashemi 1993, Hammoudeh and Scammell 2004, Geng, Kivinen and Vainikainen 2005, Smulders 2009) a alors atteint un niveau où l'on maîtrise aujourd'hui de nombreux paramètres qui entrent en jeu lors de son déploiement dans de tels endroits. Cependant, pour les environnements confinés tels que les mines souterraines, la rarefaction d'études fait que les communications sans fil y soient très peu exploitées faute de bonnes technologies adéquates. Heureusement, cette situation tend à changer depuis ces dernières décennies puisque des recherches pertinentes comme (Zhang, Zheng and Sheng 2001, Nerguizian *et al.* 2005, Boutin *et al.* 2008, Yarkan *et al.* 2009) ont été faites à cet effet.

Imaginons un peu avec tous les bienfaits que nous tirons des mines souterraines, surtout dans le siècle courant, quel serait l'effet sur notre confort au quotidien si on ne parvenait pas aujourd'hui à en profiter?

On bénéficie grandement aujourd'hui de l'énergie, de l'industrie aéronautique-automobile, de l'informatique, de la médecine... sans trop se poser des questions sur l'origine de leurs développements. Mais une petite recherche documentaire montre qu'à partir des mines souterraines, nous tirons une bonne partie de ses ressources naturelles essentielles au développement de notre qualité de vie. Ainsi, il serait difficile voire impossible de nier l'importance d'exploiter efficacement les richesses minières. Heureusement que dans

beaucoup de pays et au Canada¹, l'ampleur ait été vite comprise et les mesures d'accompagnement aient été prises afin d'optimiser les rendements de l'industrie minière.

Beaucoup de renseignements sur ces ressources minières sont disponibles dans (RessourcesNaturellesCanada 2011). Rappelons seulement que la région d'Abitibi Témiscamingue (Nord du Québec) compte de nombreuses mines souterraines.

C'est donc dans cet élan que le LRTCS-UQAT² s'intéresse aux communications sans fil pour les mines souterraines, et supporte avec la collaboration de CANMET³ en Abitibi Témiscamingue, plusieurs recherches afférentes dont ce mémoire, dans le but d'optimiser des systèmes qui existaient déjà ou même de développer de nouvelles techniques plus fiables pour l'industrie minière souterraine.

Parce que les dégâts humains et matériels peuvent être énormes lorsqu'un accident se produit dans ces milieux, l'élaboration de bons systèmes de radio communications fiables et adéquats contribue à la sécurisation du travailleur minier et de son espace de travail.

De plus, ces derniers favoriseraient un bon échange d'informations entre la mine et la surface pour mieux coordonner les opérations de secours en situation de catastrophe. Aussi, des études de ce genre sont importantes car, non seulement elles renforcent la littérature qui, jusqu'à maintenant est peu fournie, mais également peuvent être appliquées à d'autres domaines où les conditions de propagation sont compliquées, tels que les terrains de combats militaires avec tous les déplacements⁴ et encombrements⁵ matériels.

¹ Surtout le Nord du Québec, dans la région d'Abitibi Témiscamingue qui renferme beaucoup de mines souterraines.

² Laboratoire de Recherche Telebec en Communications Souterraines – Université du Québec en Abitibi Témiscamingue.

³ The Canada Centre for Mineral and Energy Technology.

⁴ Lorsque des déplacements (de personnes ou d'équipements portant le récepteur) se produisent, la qualité du signal reçu est affectée, (l'effet doppler).

Problématique

La productivité est un élément auquel accorde une grande importance le monde des affaires. De plus, parce qu'elle cherche à rentabiliser ses activités, l'industrie minière se doit de tenir en compte de certains aspects importants, dont la sécurité. En effet, conscientes des risques potentiels que courent ses travailleurs, certaines entreprises reliées à ce domaine appuient des recherches dans le but de sécuriser et de réduire l'ampleur des accidents qui peuvent se produire dans ces milieux difficiles. Donc, le fait de parvenir à téléguider des appareils et de géolocaliser les mineurs améliorerait non seulement la productivité mais également réduirait la gravité des accidents dans les mines. Cependant, plusieurs étapes devront être franchies pour arriver à ce résultat. Les travaux de ce mémoire constituent une partie de ces étapes.

Tel qu'indiqué au point précédent, l'exploitation des mines est indispensable pour garantir un certain confort, mais parallèlement aux risques existants durant cette exploitation, il y a une nécessité incontestable d'implanter une bonne communication entre les mineurs/machines et les personnes en surface.

En une phrase, la problématique de cette recherche peut donc se résumer à :

Comment établir un système de communications à haute fréquence (60 GHz) sans fil fiable, destiné aux endroits confinés tels que les mines souterraines?

⁵ Les camions militaires, les équipements ou même la présence humaine peuvent gêner à l'acheminement des ondes correctement. Ces objets encombrants peuvent créer des multi-trajets et dégrader la qualité du signal reçu.

Objectifs de l'étude

Répondre à la problématique de cette recherche revient à valider plusieurs étapes. En effet, ce travail est concentré sur l'étude de communications sans fil à la fréquence de 60 GHz, dans un milieu minier souterrain.

Son objectif est alors :

- caractériser le canal de propagation radio à la fréquence de 60 GHz.

Nous nous intéressons à l'étude des paramètres à grande échelle tels que l'exposant de l'affaiblissement de parcours et l'effet d'ombrage et aux paramètres à petite échelle comme l'étalement du retard et la moyenne de la puissance reçue du signal.

Pour l'atteinte de cet objectif, la méthodologie adoptée est la suivante :

1. Mener une campagne de mesures de propagation dans la mine CANMET afin d'y recueillir des données pour en extraire certains paramètres importants qui ont une influence sur la propagation du signal;
2. Comparer les résultats avec ceux obtenus lors des précédentes études dans des endroits pareils ou différents de la mine et à 60 GHz ou à une autre fréquence.

Structure du mémoire

La réalisation de ce mémoire s'est faite essentiellement en 3 chapitres, illustrés par la figure0.1.

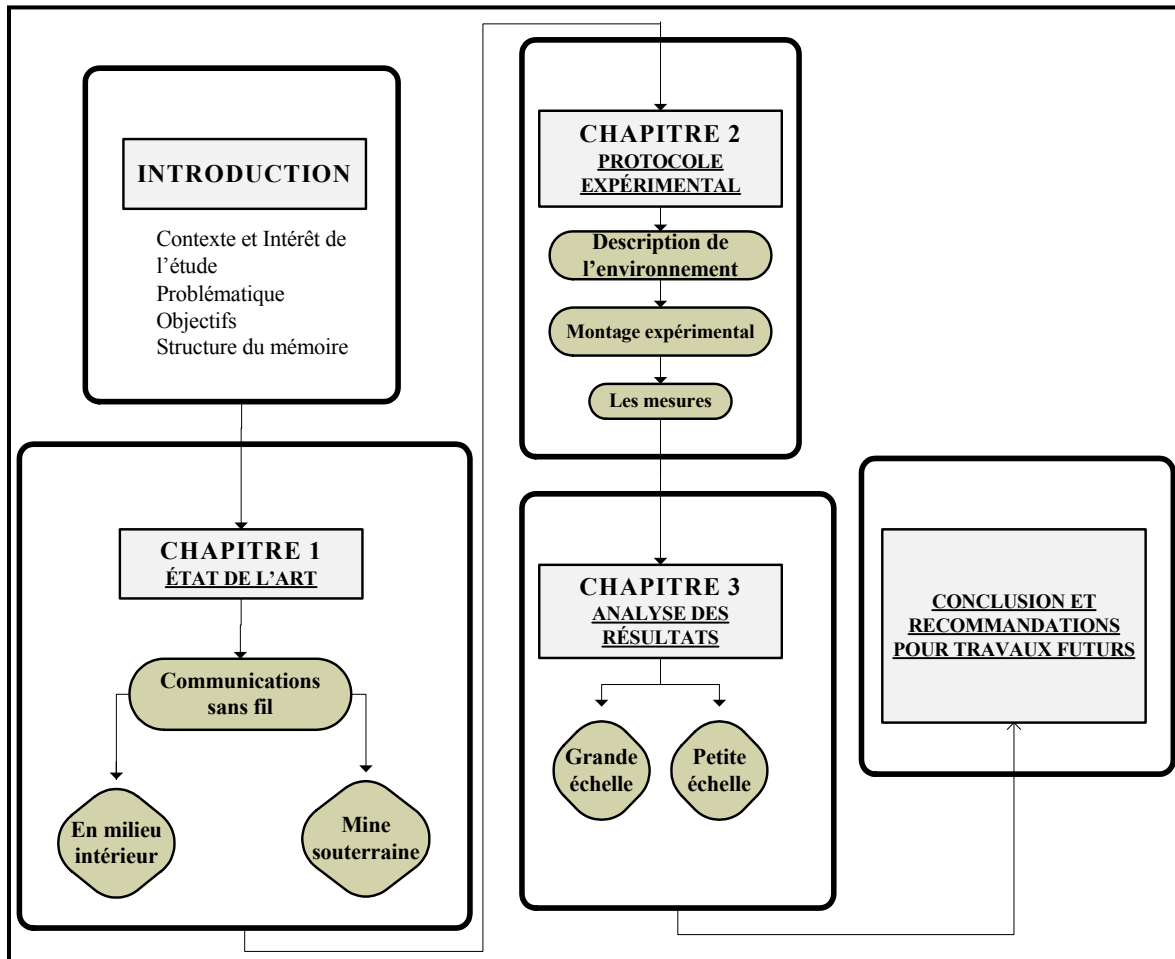


Figure 0.1 Récapitulatif de l'étude

D'abord, l'Introduction présente le contexte, l'intérêt, la problématique et l'objectif de l'étude avec la méthodologie adoptée pour son accomplissement. Ensuite, dans le premier chapitre, un état de l'art y est fait et cette revue de la littérature permet une bonne entrée en matière, car d'autres travaux pertinents, relatifs à cette étude sont abordés. Il s'en suit le deuxième chapitre qui présente le protocole expérimental utilisé lors de la campagne de mesures. Dans ce chapitre, les espaces choisis (deux niveaux de la mine et laboratoire) pour l'étude y sont décrits, de même que les différentes expériences effectuées. Enfin, les résultats issus de l'étude sont présentés et analysés au chapitre trois. Ce présent mémoire termine par une conclusion associée avec quelques recommandations pour les travaux futurs.

CHAPITRE 1

ÉTAT DE L'ART

Ce chapitre permet un bref rappel sur la propagation par voie radio pour ensuite présenter les communications sans fil en milieu intérieur ainsi qu'en environnement minier souterrain. Il s'agit de faire un état des lieux sur des études qui ont été faites antérieurement aussi bien dans des mines souterraines que dans des environnements intérieurs. Cette démarche sert à comparer, au chapitre 3, les résultats de cette recherche avec ceux obtenus dans les milieux intérieurs dont on connaît mieux les caractéristiques.

Depuis son invention, le téléphone est l'un des outils les plus utilisés pour la transmission de l'information. Mais, prenant en compte les activités, ou les milieux où ils évoluent ou même encore pour des raisons de sécurité, les usagers sont souvent contraints à se déplacer tout en restant joignables en tout temps et en tout lieu. Ceci, les communications filaires ne le permettent pas forcément, étant donnée la présence de câbles gênants. Ceci fait des radiocommunications une nécessité, d'autant plus que les besoins¹ des utilisateurs grandissent et qu'il faille les satisfaire au fur et à mesure que les technologies évoluent.

Un système de communications sans fil est essentiellement constitué d'antennes de transmission et de réception, et d'un canal de propagation.

En effet, permettant le transport de l'information entre des individus ou même des appareils, situés à des endroits distants, les communications sans fil jouent un rôle important aussi bien en environnement intérieur (comme dans les bureaux, bâtiments, des centres d'achats...), qu'en environnement souterrain comme dans une mine.

¹ Il s'agit de besoins en mobilité des usagers dans tout l'espace couvert par le réseau, et aussi en services de télécommunications tels que : vidéo, audio, données, nécessitant de plus en plus de la bande passante.

Cependant, parce qu'elles utilisent l'espace comme support de transmission, on rencontre certains phénomènes liés à l'environnement, qui rendent donc difficile l'acheminement correct du signal. Ceci est traité au point suivant.

1.1 Propagation des ondes

L'acheminement du signal par voie radio peut se faire de deux façons différentes qui sont présentées ultérieurement dans ce mémoire. On a alors deux situations :

1. En espace libre;
2. En espace obstrué.

1.1.1 En espace libre

C'est le cas où la propagation se fait sans aucun obstacle entre Tx et Rx. Et lorsqu'on parle de propagation radio, on soulève la question importante de la puissance aussi bien à l'émission qu'à la réception. Bien répondre à cette question est une façon d'assurer un acheminement efficace des ondes, et ceci revient essentiellement à :

- éviter de transmettre avec une puissance en excès, ce qui occasionnerait des pertes, donc des dépenses supplémentaires pour les opérateurs ou les fournisseurs de services;
- éviter de transmettre par défaut, sous peine de dégrader la qualité des communications, ce qui peut par exemple faire fuir la clientèle et conduire à la faillite des opérateurs, dans le cas des communications conventionnelles.

Ce modèle de propagation est juste un cas idéal qui ne sert en fait que de modèle de référence pour prédire la puissance P_r du signal reçu. Elle est fonction de la distance et s'affaiblit lorsque la séparation entre Tx et Rx augmente. On l'obtient d'après la formule de Friis (Rappaport 2002) :

$$Pr(d) = \frac{PtGtGr\lambda^2}{(4\pi)^2 d^2 L} \quad (1.1)$$

Où :

- Gt et Gr sont les gains des antennes de transmission et de réception respectivement;
- L est le facteur de perte du système;
- et d est la distance entre les deux antennes.

Le gain G de l'antenne est fonction de son aire relative A_e . Il se calcule selon l'équation suivante :

$$G = \frac{4\pi A_e}{\lambda^2} \quad (1.2)$$

Et, λ qui est la longueur d'onde, s'écrit donc :

$$\lambda = \frac{C}{f} \quad (1.3)$$

Dans le cas idéal, une antenne isotrope ou antenne idéale est utilisée avec le gain $G = 1$.

Mais en réalité, on n'est pas forcément dans le cas idéal ou en espace libre. Donc le point qui suit, traite de la situation rencontrée lors de la propagation du signal par voie radio. Il s'agit d'une propagation en espace obstrué.

1.1.2 En espace obstrué

C'est le mode de propagation où l'espace entre Tx et Rx n'est pas dégagé à cause de toutes sortes d'obstacles présents dans le canal de propagation ou aux alentours des antennes. Si la nature de l'environnement considéré et les types de phénomènes rencontrés ont une influence

sur les ondes transmises, nous aurons alors une propagation multi-trajets. En effet, chaque onde qui heurte un obstacle peut créer une nouvelle voie, et cette dernière nouvellement née fera à son tour de même.

Ainsi, le signal reçu sera une combinaison entre le chemin direct (original) transmis et les autres trajets issus de ces phénomènes cités ultérieurement. Cette combinaison de signaux peut dans certains cas former une interférence constructive lorsque les ondes sont en phase. Le cas échéant, elles s'additionnent et l'amplitude du signal augmente. Dans d'autres cas, ils forment une interférence destructive provoquant un déphasage des ondes et une diminution de l'amplitude du signal reçu. Ce phénomène d'interférences constructives et destructives, est illustré par la figure 1.1.

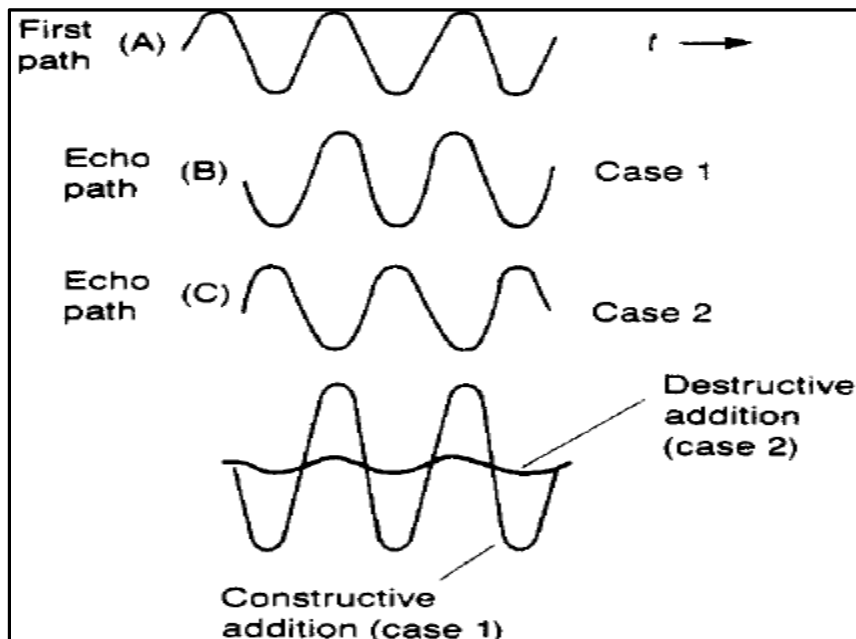


Figure 1.1 Interférence destructive et constructive
Tirée de Parsons and Knovel (firme) (2000, p.117)

Parmi les principaux phénomènes auxquels les ondes sont soumises, nous retrouvons les suivants, dans (Rappaport 2002) :

- la réflexion qui a lieu lorsque les ondes heurtent des surfaces aux dimensions supérieures à la longueur d'onde. En général, elle provient de la surface de la terre ou bien des grands murs de bâtiments. Pour des études faites dans des mines souterraines, il peut s'agir des parois des murs qui sont aussi très rugueuses ou aussi d'autres objets se trouvant dans les galeries;
- la diffusion intervient lorsque les ondes se heurtent à des obstacles aux dimensions inférieures ou égales à leurs longueurs d'ondes. Elles peuvent alors être déviées dans plusieurs directions;
- la réfraction a lieu par exemple quand l'onde passe d'un milieu à un autre, comme de l'air à l'eau. Dans ce cas après avoir traversé l'eau, l'onde peut poursuivre son voyage dans une direction autre que celle dans l'air;
- la diffraction se produit quand les ondes rencontrent un obstacle ayant des irrégularités tranchantes faisant que les ondes puissent continuer leurs chemins derrière cet obstacle. Elles peuvent être redirigées dans plusieurs autres directions.

Avec ces phénomènes précédemment cités, le signal se dégrade en fonction de la distance entre les deux antennes, à deux niveaux que sont :

- à petite échelle, avec des variations rapides du signal qui s'effectuent sur de petites distances;
- à grande échelle où les atténuations sont plus lentes et se font sur une distance plus grande.

Cette dégradation du signal est illustrée par la figure 1.2 et est discutée à petite et à grande échelle.

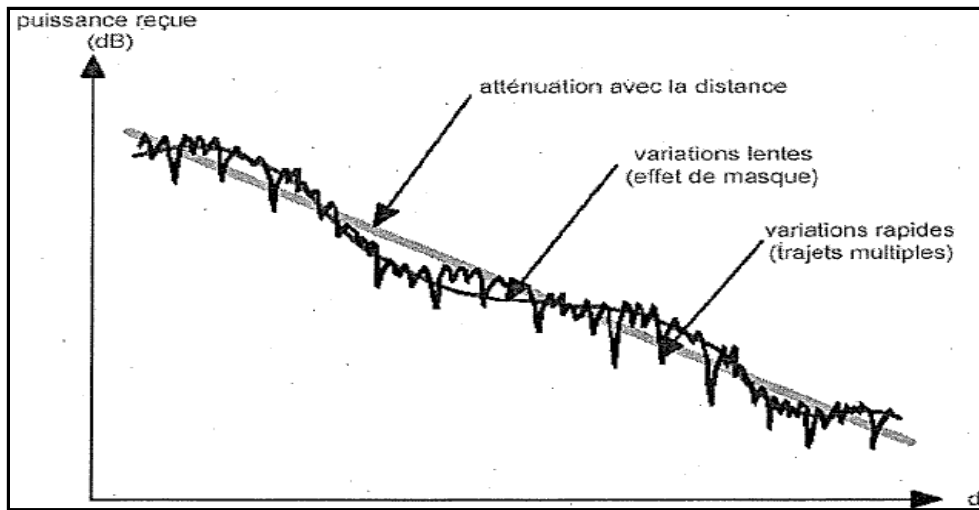


Figure 1.2 Variation de la puissance reçue en fonction de la distance
Tirée de Benzakour (2005, p.7)

À petite échelle

À cause de cette propagation multi trajets causée par ces phénomènes discutés aux points précédents, le signal se dégrade de façon rapide et aléatoire sur de courtes distances ou sur de courtes durées (voir figure 1.2).

Ces variations rapides et aléatoires font que les signaux reçus² arrivent à Rx avec des délais de propagation, des phases et même des amplitudes différents. Pour cette raison, des études ont été faites afin de proposer de meilleurs modèles pour les systèmes de communications sans fil.

Donc, étant donnée la nature aléatoire de cette propagation à trajets multiples, nous pouvons y assimiler un canal de réponse impulsionnelle aléatoire, mais aussi variant en temps sur de courtes durées. Selon (Hashemi 1993), ce canal peut être considéré comme un filtre linéaire variant en temps, dont la réponse impulsionnelle est représentée par l'équation suivante de la page 945 :

² Ces signaux représentent une combinaison entre le signal principal et les signaux réfléchis, diffractés...

$$h(t, \tau) = \sum_{k=0}^{N(\tau)-1} a_k(t) \delta[\tau - \tau_k(t)] e^{j\theta_k(t)} \quad (1.4)$$

Où :

- t et τ sont les temps d'observation et d'application de l'impulsion, respectivement;
- $N(\tau)$ est le nombre de composants multi-trajets « *multipath components* »;
- $a_k(t)$ et $\tau_k(t)$ sont les amplitudes aléatoires à temps variables et les temps d'arrivée;
- $\theta_k(t)$ et δ représentent la phase et la fonction delta, respectivement.

Mais dans certaines études, le canal est supposé invariant dans le temps. C'est le cas où il est stationnaire, et son équation est donnée dans (Hashemi 1993) :

$$h(t) = \sum_{k=0}^{N-1} a_k \delta [t - t_k] e^{i\theta_k} \quad (1.5)$$

À grande échelle

Il s'agit de variations intervenues sur une grande distance. Dans ce cas, la puissance du signal reçu se dégrade en fonction de la distance de séparation entre Tx et Rx.

Cet affaiblissement de parcours est défini dans (Yong, Garcia and Xia 2011) comme étant un rapport entre la puissance du signal reçu et celle du signal émis. Il traduit l'atténuation moyenne de la puissance en fonction de la distance, tel que mentionné dans Yong, Xia and Garcia (2011, p.21) « The PL is defined as the ration of the received signal power, which describes the attenuation of the mean power as a function of distance traveled ». Plus la séparation entre les deux antennes est grande, plus importante sera la dégradation de cette

puissance du signal. L'expression de l'affaiblissement de parcours y est donnée par l'équation suivante :

$$PL(d)[dB] = \overline{PL}(d)[dB] + X\sigma[dB] \quad (1.6)$$

Où :

- $X\sigma$ représente l'effet de l'ombrage en dB;
- $\overline{PL}(d)$ est la moyenne de l'affaiblissement de parcours exprimé aussi en dB.

Le terme $X\sigma$ a lieu à cause des éléments ou obstacles se trouvant dans le canal ou aux alentours des antennes. Si on considère l'équation (1.6), l'effet d'ombrage peut, sur une même distance entre Tx et Rx faire varier la valeur de l'affaiblissement de parcours. Et dans (Nerguizian 2003), il est considéré comme une variable aléatoire Gaussienne de valeur moyenne nulle et d'écart type σ (en dB).

Si nous posons n qui est l'exposant de l'affaiblissement de parcours, d_0 qui représente la distance de référence et Xq pour l'atténuation additionnelle causée par l'obstruction par des objets spécifiques, la moyenne de cet affaiblissement de parcours peut alors s'écrire selon la formule suivante (Yong, Garcia and Xia 2011) :

$$\overline{PL}(d)[dB] = PL(d_0)[dB] + 10n \log_{10} \left(\frac{d}{d_0} \right) + \sum_{q=1}^q Xq, \quad d \geq d_0 \quad (1.7)$$

1.2 Communications radios en environnement intérieur et minier souterrain

Leur application aussi bien en milieu intérieur qu'en milieu minier souterrain permet aux usagers de rester connectés et de s'échanger beaucoup d'informations du type données, voix, et vidéos. Mais une bonne connaissance des paramètres impliqués dans la propagation des ondes est nécessaire. Pour cette raison, plusieurs études effectuées à des bandes de fréquences différentes montrent que la nature de l'environnement influe sur la qualité du signal transmis.

En effet, les encombrements à l'intérieur des bâtiments, la nature des murs, les types de mobilier constituent des obstacles et sont aussi générateurs de trajets multiples tel que confirmé dans Hashemi (1993, p.946) « The number of distinguished paths recorded in a given measurement, and at a given point in space depends on the shape and structure of the building, and on the resolution of the measurement setup ». Dans le cas d'une mine souterraine, les conditions de propagation sont beaucoup plus aléatoires et complexes tel que décrit au chapitre suivant. Et pourtant, il est nécessaire d'y implanter des systèmes de communications fiables.

Dans la réalité, les environnements miniers induisent une propagation à trajets multiples qui se manifeste au niveau du récepteur par une distorsion importante des signaux reçus puisque les ondes lui arrivent avec des amplitudes, des phases et des temps d'arrivée différents comme montré par Scammell and Hammoudeh (2004, p.1178) « An important cause of amplitude and phase distortions is due to multipath propagation, where the signal arrives at the receiver having traveled over more than one path with different time delays ». Nous pouvons nous attendre à ce que le signal reçu dans la mine soit déformé d'autant plus que l'environnement considéré, avec sa nature spécifique lui est très hostile. La déformation du signal reçu est donc liée à la nature de l'environnement considéré.

Dès lors, il est important de modéliser ce canal de propagation à trajets multiples. Ces modèles permettront alors de mieux prédire le comportement du signal dans le canal. Il s'agit de modéliser les trajets en amplitudes et en temps d'arrivée.

1.2.1 Modélisation statistique

Dans cette section, nous présentons des modélisations statistiques de la propagation radio à des fréquences variées. Les deux aspects à l'étude présentés dans ce document, sont la modélisation des temps d'arrivée et la modélisation de l'amplitude.

Temps d'arrivée

Dans la plupart des études antérieures, les modèles les plus utilisés et qui ont été jugés pertinents pour modéliser les temps d'arrivée sont le modèle de Poisson standard et le modèle de Poisson modifié.

D'abord, le modèle de Poisson standard tel qu'étudié par (Hashemi 1993), est adéquat dans le traitement des files d'attente. Comme celui de Markov, le modèle de Poisson standard se base sur les informations gardées des événements passés pour prédire les prochaines arrivées.

Cependant, il n'est pas jugé adéquat lorsqu'il est utilisé pour des études effectuées dans plusieurs milieux intérieurs, tel qu'indiqué par Hashemi (1993, p.949) « Analysis of measurement data collected in several indoor environments has established the inadequacy of the Poisson hypothesis to describe the arrival times ». Pour leur part, (Saleh and Valenzuela 1987) mentionnent que la formation de grappes « *clusters* » suit un processus de Poisson. La fonction de densité de probabilité de ce modèle est donnée par l'équation suivante, (Hashemi 1993) :

$$Pr(L = l) = \frac{\mu^l e^{-\mu}}{l!} \quad (1.8)$$

Où :

- $\lambda(t)$ est le taux moyen des arrivées au temps t ;
- μ représente le paramètre de poisson, son expression est donnée par l'équation suivante :

$$\mu = \int_T \lambda(t) dt \quad (1.9)$$

Ensuite, le modèle de Poisson modifié a été jugé intéressant lors de ses travaux de maîtrise (Boutin 2005) complétés dans une mine souterraine. Les travaux de (Ganesh and Pahlavan 1991) ont également porté ce même jugement. Aussi, dans ses travaux, Hashémi (1993, p.949) trouve également que ce modèle est intéressant mais pas adéquat lorsqu'appliqué à des données provenant d'usines, comme il le mentionne « Application of this model to impulse response data collected in several factory environments has not been successful ».

Dans la littérature, nous pouvons également y retrouver d'autres modèles pour les arrivées comme le Gilbert's burst noise, le pseudo-Markov (Hashemi 1993).

Amplitudes

En ce qui à trait à la distribution des amplitudes, la littérature révèle que les modèles les plus fréquemment utilisés sont ceux de Rayleigh, de Nakagami, de Weibull, de Rice et de Lognormal.

Pour les études effectuées en absence de ligne de vue directe (en Non Line Of Sight), la distribution de Rayleigh est la mieux adaptée selon (Hashemi 1993, Rappaport 2002). Sa fonction de densité de probabilité est donnée dans (Rappaport 2002), p.950, par l'équation :

$$Pr(r) = \frac{r}{\sigma^2} \exp\left\{-\frac{r^2}{2\sigma^2}\right\}, \quad r \geq 0 \quad (1.10)$$

Où :

- σ , le paramètre de Rayleigh correspondant à l'écart-type de l'amplitude;
- r , l'amplitude du signal.

Cependant, elle n'est pas utilisée dans ce mémoire parce que toutes les données ont été recueillies dans des conditions de ligne de vue directe. Dans de telles conditions, la distribution de Rice est celle qui correspond le mieux aux données obtenues (Hashemi 1993).

Le même constat est fait dans (Rappaport 2002). Dans les travaux de (Boutin 2005), cette distribution de Rice est pertinente lorsque les antennes sont en vue directe. Sa fonction de densité de probabilité est donnée dans (Rappaport 2002) par :

$$p(r) = \begin{cases} \frac{r}{\sigma^2} e^{-\frac{(r^2+A^2)}{2\sigma^2}} I_0\left(\frac{Ar}{\sigma^2}\right), & (A \geq 0, \quad r \geq 0) \\ 0, & r < 0 \end{cases} \quad (1.11)$$

Où :

- A représente la crête en amplitude du signal de ligne en vue directe;
- I_0 est la fonction Bessel modifiée d'ordre zéro.

La distribution Nakagami pourrait être utilisée puisqu' : « Elle approxime aussi, avec une grande précision, la distribution de Rice, et s'approche de la distribution Lognormale sous certaines conditions », selon (Boutin 2005), p.39. Pour cette raison, puisqu'elle ressemble à celle de Rice et la lognormale, elle est utilisée dans ce mémoire afin de déterminer la plus représentative en ce qui concerne les résultats de ce mémoire avec les paramètres comme l'étalement du retard et la moyenne de la puissance reçue. La fonction de densité de probabilité de la distribution Nakagami est donnée par l'équation suivante (Hashemi 1993):

$$Pr(r) = \frac{2m^m r^{2m-1}}{\Gamma(m) \Omega^m} \exp\left\{-\frac{mr^2}{\Omega}\right\}, \quad r \geq 0 \quad (1.12)$$

Où :

- $\Gamma(m)$, pour la fonction Gamma ;
- $\Omega = E \{r^2\}$;
- $m = \{E[r^2]\}^2 / Var [r^2]$, $m \geq 1/2$.

La distribution lognormale est souvent utilisée pour expliquer les variations à grande échelle.

Son utilisation dans ce mémoire est intéressante, d'autant plus qu'on est dans une mine souterraine avec une propagation à multi-trajets, et que, toujours dans ses travaux, Hashémi (1993, p.952) montre que la multiplication de l'amplitude du signal donne naissance à une distribution lognormale : « Multiplication of the signal amplitude gives rise to a lognormal distribution ». Sa fonction de densité de probabilité est donnée par :

$$Pr(r) = \frac{1}{\sqrt{2\pi} \sigma r} \exp\{- (\ln r - \mu)^2 / 2\sigma^2\}, \quad r \geq 0 \quad (1.13)$$

Dans cette équation, $\log r$ a une distribution normale. Cette distribution a été la plus appropriée lorsqu'appliquée dans la même mine utilisée pour ce mémoire, après qu'elle ait été soumise au test de Kolmogorov-Smirnov, (Rissafi 2007).

Enfin, pour la distribution Weibull, quant à elle, (Hashemi 1993) montre sa pertinence surtout en milieu intérieur. Ce modèle sera utilisé au chapitre 3 de ce mémoire en guise de comparaison avec d'autres modèles pour l'analyse des résultats de l'étude. Nous pouvons obtenir sa fonction de densité de probabilité, selon l'équation donnée dans (Chong and Yong 2005) :

$$f(x) = b \cdot a^{-b} \cdot x^{b-1} \cdot \exp\left(-\frac{x}{a}\right)^b \quad (1.14)$$

Où :

- a est le paramètre d'échelle ;
- b est le paramètre de forme.

1.2.2 Paramètres les plus fréquemment étudiés à grande et à petite échelle

Dans la plupart des études que l'on retrouve dans la littérature, l'exposant de l'affaiblissement de parcours « *path loss exponent* », l'effet d'ombrage « *shadowing effect* » et l'étalement du retard « *rms delay spread* » sont les paramètres les plus utilisés pour caractériser le milieu de propagation.

Affaiblissement de parcours

Dans de nombreuses études faites en milieux intérieurs pour des bandes de fréquences variées, comme celles de (Geng, Kivinen and Vainikainen 2005) qui caractérisent en bande large des canaux à 60 GHz dans un milieu intérieur ont donné des exposants d'affaiblissement de parcours qui varient de 1,64 à 2,17 et 3, selon qu'on soit en présence ou en absence de ligne de vue directe « en *LOS* ou en *NLOS* ». Les travaux de caractérisation statistique d'un canal radio à 60 GHz, en milieu intérieur (Smulders 2009) ont obtenu des valeurs de n qui varient de 0,56 à 5,4 selon le cas (*LOS* ou *NLOS*) et dans la plupart des cas, $n < 2$. Dans les travaux de (Chanez, Hakem and Delisle 2012) effectués en milieu minier souterrain qui caractérisent également le canal à 60 GHz et une autre étude (Dabin, Haimovich and Grebel 2006) effectuée en milieu intérieur à 2-6 GHz, pour une modélisation statistique d'un canal en ultra large bande et les effets de la directivité des antennes sur l'affaiblissement de parcours et sur la propagation à multi-trajets ont donné des n presque semblables, qui varient de 1,5 à 1,7. Quant aux travaux de (Salous and Hinostroza 2005) qui

ont effectué des mesures de propagation en milieu intérieur à la fréquence de 2,11 GHz, les valeurs de n obtenues dans certains des milieux étudiés varient de $n = 2$ à $n = 3,5$.

Cependant dans les mines souterraines, n se trouve dans l'intervalle 1,5 et 1,99 dans les travaux de (Manoja, Peak and Schwengler 2008, Chanez, Hakem and Delisle 2012, Rissafi, Talbi and Mohamad 2012) qui ont été effectués aux fréquences de 2,4 - 5 GHz, 60 GHz et 3-10 GHz, respectivement. Ces valeurs de l'exposant d'affaiblissement de parcours sont différentes de $n = 2,1$ obtenu en bande étroite à la fréquence de 2,4 GHz, dans (Nerguizian *et al.* 2005) qui a utilisé la même mine que celle choisie pour notre étude.

Ces résultats d'exposants de l'affaiblissement de parcours s'expliquent par la nature et les types d'objets encombrants dans les environnements où sont effectuées les études. Et pour le cas des mines souterraines, s'y ajoutent la forte rugosité des parois des mines, le phénomène de guide d'onde. En effet, en présence de ce précédent phénomène (guide d'onde), probablement causé par la nature et les propriétés physiques des parois des mines, l'exposant d'affaiblissement de parcours en situation de ligne de vue directe est en dessous de la valeur de $n = 2$ en espace libre. Le fait que les ondes soient canalisées, guidées, fait que les pertes en puissance reçue s'amointrissent, d'où la raison de ces valeurs de n obtenues. Ce phénomène est observé dans la plupart des études, comme celles de (Geng, Kivinen and Vainikainen 2005) et celles de (Smulders 2009) effectuées en milieu intérieur.

Les types de combinaison d'antennes directionnelle - directionnelle et directionnelle - omnidirectionnelle ont également une influence sur ces résultats. De nombreuses études dont celles de (Rappaport 1989) montrent que l'affaiblissement de parcours est fortement corrélé à la distance. Ces différences au niveau des valeurs de l'affaiblissement de parcours sont discutées au chapitre 3 de ce mémoire.

Effet d'ombrage

Les valeurs de σ trouvées en milieux intérieurs dans certaines études sélectionnées, telles que (Dabin, Haimovich and Grebel 2006, Smulders 2009) varient entre 0,14 et 8,6 dB. Les études de (Chanez, Hakem and Delisle 2012) ont donné 2,1 dB.

En milieu souterrain minier, σ varie entre 0,13 et 0,89 dB en LOS et de 0,66 et 1,47 dB en NLOS dans les travaux de (Rissafi, Talbi and Mohamad 2012), alors que (Chanez, Hakem and Delisle 2012) ont obtenu $\sigma = 3,2$ dB tandis qu'une autre étude (Manoja, Peak and Schwengler 2008) a trouvé $\sigma = 0,707$ dB.

Selon l'endroit étudié, σ change fortement de valeur et ces différences sont discutées au chapitre 3 de ce mémoire.

Étalement du retard (*RMS delay spread*)

Complétés en environnement intérieur, les travaux de (Geng, Kivinen and Vainikainen 2005) révèlent que la valeur de l'étalement du retard dépend de la taille, de la nature de l'environnement comme cela est constaté par (Hashemi and Tholl 1992) qui obtiennent des valeurs de τ_{rms} semblables à celles trouvées dans (Saleh and Valenzuela 1987, Zaghoul *et al.* 1990) qui se trouvent entre 20 et 50 nsec dans des petits et moyens bâtiments (milieux intérieurs). Une corrélation entre les valeurs de l'étalement du retard et la distance séparant Tx et Rx existe, et est mentionnée dans (Hashemi and Tholl 1992) qui analysent l'étalement du retard de canaux de propagation radio en milieu intérieur. Aussi, les études de (Dabin, Haimovich and Grebel 2006) montrent que τ_{rms} augmente avec la distance.

Cependant, des études comme (Rappaport 1989) effectuée dans différents bâtiments à la fréquence de 1300 MHz soutiennent le contraire, à savoir que la distance n'est pas corrélée à l'étalement du retard. Dans une étude effectuée dans la mine CANMET, (Boutin 2005) qui fait une modélisation statistique de la propagation radio en environnement minier souterrain

aux fréquences de 2,4 GHz et 5,8 GHz a trouvé une faible corrélation entre l'étalement du retard et la distance. Ces résultats sont semblables à ceux de (Nerguizian *et al.* 2005) obtenus au même endroit qui également ne montrent pas de corrélation entre l'étalement du retard et la distance.

1.2.3 Importances et technologies expérimentées en mines souterraines

L'importance des communications dans les mines souterraines est bien discutée dans beaucoup d'études, dont (Yarkan *et al.* 2009), qui s'intéresse surtout à l'aspect sécuritaire des mines et présente des systèmes de communications radio relativement fiables qu'on peut utiliser en cas de désastre, pour coordonner les interventions de secours. Ces différents systèmes sont inscrits dans le tableau 1.1.

Tableau 1.1 Techniques de communications en mines souterraines
Tiré de (Yarkan *et al.* 2009), p.134

Communication System	Highlights	(+)Advantages/(-)Disadvantages
TTE Communications	Establishing communication between surface and the underground generally through the use of very low radio frequency signals.	(+)Very useful in rescue operations (-)Huge transmitter power and antenna sizes (-)Highly dependent on the depth, frequency and the characteristics of the ground
In-mine communications	Based on the fact that underground mine communication system consists not only of sending the radio signals to the ground, but also of communicating inside galleries.	(+)Mobility within the mine environment (-)Galleries, w/o pillars and generally uneven and rough walls considering the propagation characteristic (-)Significant path loss (-)LOS requirement
Wireless Networks	Consists of several repeater nodes which are able to store and forward information to other nodes.	(+)Very limited human intervention for system configuration (+)Robustness (-)Power requirement for the repeater nodes (-)Limit on the data rate due to congestion at the leaving node (-)Poor performance around the corners
Ultra-Wide Band Systems	Based on using very narrow pulses with low power.	(+)High data rate with low power (+)Very high accuracy in location tracking applications (-)Poor performance around the corners (-)Short range due to low power

Si l'aspect sécuritaire et lucratif sont deux points importants qu'il faut prendre en compte dans une mine, alors le développement de systèmes de communications fiables est une nécessité et permettrait de véhiculer des informations de différents types (données, vidéos, voix) entre des usagers situés à l'extérieur et à l'intérieur des mines.

Puisque les applications et ou services de télécommunications demandent de plus en plus de la bande passante, certaines technologies semblent plus appropriées que d'autres. Ainsi, les travaux antérieurs présentent certaines technologies comme étant de bonnes candidates pour les communications sans fil en environnement minier souterrain. C'est le cas de :

WLAN

C'est une technologie de réseau local sans fil connu par le fait qu'elle procure un bon débit de données sur une petite surface comme dans un campus, dans un petit bâtiment.

UWB (*Ultra Wide Band*)

Pour le haut débit qu'elle peut offrir, cette technologie est intéressante pour les communications dans les mines souterraines. Avec sa grande largeur de bande qu'elle peut disposer, soit entre 3 GHz et 10 GHz, beaucoup d'applications ou services télécoms gourmands en bande passante pourraient être acheminés avec plus de facilité et la capacité du canal est alors augmentée. De plus amples informations sur cette technologie sont disponibles dans la littérature comme par exemple, dans (Rissafi, Talbi and Mohamad 2012).

Bluetooth

Il s'agit d'une technologie opérant dans la bande ISM (*Industrial, Scientific and Medical*), donc des fréquences pouvant aller jusqu'à 2,4 GHz. Avec cette technologie, on peut avoir une portée de 10m et 30mm pour des puissances de 1mW et de 100mW, respectivement.

Zigbee ou encore le 802.15.4

Ce sont des réseaux fonctionnant à des puissances faibles et dans la bande des ISM.

« Les débits types sont de 20, 40 ou 250 Kb/s et la portée est inférieure à 10 mètres »
Mohana (2011, p.232).

Le tableau 1.2 regroupe certaines des technologies sans fil utilisées dans les mines.

Tableau 1.2 Récapitulatif des technologies sans fils utilisées en milieux souterrains
Adapté de Rissafi (2007, p.10)

Technologies	WLAN		BLUETOOTH	WPAN	UWB	ZIGBEE
	802.11ad	802.11n	802.15.1	802.15.3	802.15.3a	802.15.4
Fréquences d'opération	60 GHz (57 - 66 GHz)	2,4 GHz (5,15 - 5,9 GHz)	2,4 GHz	2,4 GHz	3-10 GHz	2,4 GHz
Débit maximal	6,75 GHz	300 Mbits/s	1 Mbit/s	55 Mbits/s	>100 Mbits/s	250 Kbits/s
Distance de couverture	< 10m	70m	10 m	10m	10m	50m

De ce tableau, nous retenons la technologie UWB comme étant une candidate fort prometteuse parmi les technologies sans fil utilisées dans les mines. Son application permettra à l'industrie minière de profiter d'un bon débit de données, d'une grande largeur de bande passante pour transmettre des signaux de types variables (vidéos, données, voix).

À travers la littérature, nous pouvons constater que la majorité des études de propagation radio, destinées aux mines ont été faites à des fréquences différentes, comme par exemple à 2,4 GHz et à 5,8 GHz. C'est le cas des travaux de (Nerguizian *et al.* 2005, Boutin *et al.* 2008). D'autres ont également été effectuées à 900 MHz, comme (Zhang, Zheng and Sheng 2001).

Des recherches avaient été menées à 60 GHz en milieu intérieur comme (Smulders and Correia 1997, Geng, Kivinen and Vainikainen 2005, Smulders 2009). Cependant, il y a très peu d'études de propagation dans une mine à cette même fréquence. Mais le présent mémoire ainsi qu'une autre étude (Chanez, Hakem and Delisle 2012) expérimentent cette bande de fréquence de 60 GHz dans des endroits confinés, précisément dans la mine CANMET.

1.3 Techniques de mesures du canal

Bien qu'un canal de propagation radio soit difficile à caractériser à priori, il est possible d'y faire des mesures de propagation afin de le caractériser. Selon les bandes de fréquences utilisées dans une étude, il est soit à bande large, soit à bande étroite. Mais dans ce mémoire, seul le cas du canal à bande large³ est considéré. En effet, les types d'applications ou services que l'on vise à intégrer ne fonctionneraient pas à bande étroite, ils sont gourmands en bandes passantes.

Ainsi, pour (Pahlavan and Levesque 1995), les mesures en bande large peuvent être faites dans le domaine temporel en mesurant directement la réponse impulsionnelle du canal, ou dans le domaine fréquentiel en mesurant directement la réponse fréquentielle du canal.

Des travaux de (Rappaport 2002), nous retenons les techniques suivantes, développées pour mesurer le canal en bande large :

- « *Direct pulse* »;
- « *Spread spectrum sliding correlator* »;
- « *Swept frequency* ».

D'abord, la technique du « *Direct pulse system* », qui est selon (Rappaport 2002) une approche de sondage de canal, qui a l'avantage d'être simple. Par contre, elle est assujettie à une interférence à cause du filtre large bande qui est nécessaire pour une résolution temporelle des multi-trajets. De plus, cette technique dépend de la capacité de la première arrivée à déclencher l'oscilloscope. Aussi, elle ne permet pas d'avoir de l'information sur les phases des composants de multi-trajets individuels à cause de l'utilisation d'une enveloppe détectrice. Mais, il pourrait bien les recevoir (les phases) si ce système est associé à un détecteur cohérent.

³ Une largeur de bande de 2,16 GHz est utilisée dans cette étude (voir le troisième chapitre).

Ensuite, le « *Spread spectrum sliding correlator* », est selon (Rappaport 2002) une technique qui consiste à étaler le signal porteur à travers une grande bande passante en le mélangeant avec une séquence pseudo-bruit binaire (*PN*) à une durée chip (T_C) et à un taux chip (R_C) en *Hz* qui est l'inverse de la durée chip ($R_C = 1/T_C$). Cette technique a la faculté d'améliorer la plage dynamique du système lorsqu'elle est comparée à la technique précédente. Elle est également capable de rejeter l'interférence (le bruit). Aussi, à cause de son « *processing gain* », les puissances du transmetteur peuvent considérablement être réduites. Cependant, contrairement à la précédente technique, elle ne permet pas des mesures en temps réels, et les délais requis pour les mesures du profil de délai de puissance « *power delay profile* » peuvent être excessifs. De plus, un détecteur non cohérent est utilisé, faisant alors que les phases des composants multi-trajet individuels ne puissent pas être mesurées.

Enfin, la technique « *Frequency domain channel sounding* » est une solution à certains des problèmes décelés chez les techniques précédentes. Selon (Rappaport 2002), la technique est bonne et permet de recueillir de l'information sur l'amplitude, sur la phase dans le domaine temporel après que la réponse impulsionnelle du canal ait été soumise à l'inverse de la transformée de Fourier discrète (*IDFT*). Cependant, les mesures ne sont pas effectuées en temps réels, et dans le cas d'un canal variant dans le temps, la réponse fréquentielle du canal peut varier rapidement, pouvant mener à des mesures erronées de la réponse impulsionnelle. Aussi, elle requiert une bonne calibration et une bonne synchronisation de type filaire entre le récepteur et le transmetteur. Pour cette raison, elle est utile pour des mesures effectuées sur de petites distances.

Quelle que soit la technique de mesures du canal utilisée (que l'étude soit complétée dans le domaine fréquentiel ou temporel), le facteur de la disponibilité des équipements est déterminant dans le choix de ces techniques. C'est pourquoi, la troisième technique « *Frequency domain channel sounding* » est choisie pour ce mémoire. Ce choix est motivé par la disponibilité des équipements et principalement, un analyseur de réseau « *Vector Network Analyzer* ».

Résumé des techniques de mesures

Chacune de ces 3 techniques de mesures a des avantages. On note que le « *Direct pulse system* » est soumis à des interférences, et il a un fonctionnement aléatoire parce qu'il nécessite la première arrivée pour déclencher le système. Il semble moins efficace que le « *Spread spectrum sliding correlator* » qui est capable de rejeter l'interférence. Même si le « *Direct pulse system* » pourrait avoir une meilleure efficacité lorsqu'il était associé à un détecteur cohérent, ceci ne ferait que lui enlever sa simplicité d'utilisation et même, accroître le coût des matériels. Et enfin la *Frequency domain channel sounding* est jugée efficace pour des études en milieu intérieur. De plus, elle comble certains manquements des techniques antérieures. C'est pourquoi elle est une technique complète.

Ces techniques de mesures du canal peuvent être utilisées en milieu intérieur et dans une mine souterraine. Une comparaison entre des mesures dans le domaine temporel et fréquentiel est alors faite dans les travaux de (Rissafi 2007) et est présentée dans le tableau 1.3.

Tableau 1.3 Comparaison des mesures faites dans le domaine fréquentiel et temporel
Tiré de Rissafi (2007, p.15)

	Domaine Fréquentiel	Domaine Temporel
Avantages	<ul style="list-style-type: none"> + Disponibilité/Coût de l'instrumentation. + Un seul appareil de mesure → calibration simple. + Phase disponible grâce à la mesure vectorielle. + Dynamique de l'instrumentation 	<ul style="list-style-type: none"> + Forme d'onde d'excitation réaliste. + Rapidité de mesure. + Instationnarité (Doppler). + Mise en œuvre de la synchronisation. + Mesure MIMO (multiples antennes).
Inconvénients	<ul style="list-style-type: none"> - Mesure à grande distance → long câble - Compromis : résolution & dynamique vs rapidité. 	<ul style="list-style-type: none"> - Instrumentation « spécifique ». - Dynamique limitée.

1.4 Remarques sur certains résultats de mesures obtenus en milieux intérieurs et miniers souterrains

- en propagation souterraine utilisant la technologie UWB, les exposants de l'affaiblissement de parcours sont différents de ceux obtenus en milieu intérieur, selon que l'on soit en absence ou en présence de ligne de vue directe des antennes. Les antennes omnidirectionnelles offrent une meilleure couverture en absence de ligne de vue directe, alors que les directionnelles réduisent les effets des paramètres de dispersion temporelle;
- la puissance reçue du signal est fonction de la distance;
- la courbure du tunnel serait une raison de la chute de la puissance du signal;
- l'étalement du retard est plus sévère à 2,4 GHz qu'à 5,8 GHz, (Boutin 2005);
- contrairement aux environnements intérieurs conventionnels, il n'y a pas de formation de grappes dans les mines. De plus, l'étalement du retard est moins corrélé à la distance dans CANMET.

Dans ce chapitre, nous avons fait un bref rappel sur la radio propagation. Nous y avons présenté également les communications sans fil en milieu intérieur et souterrain minier, en insistant sur les communications radio dans les mines. L'intérêt de cet état de l'art est de mieux situer notre étude dans la littérature. Afin de compléter notre étude, le protocole expérimental utilisé dans ce mémoire est présenté dans le chapitre 2.

CHAPITRE 2

PROTOCOLE EXPÉRIMENTAL

Ce chapitre traite du protocole expérimental utilisé pour les besoins de l'étude. Dans cette partie du mémoire, nous décrivons l'environnement où les mesures avaient été effectuées, et présentons le montage expérimental ayant servi à l'étude. Ce deuxième chapitre présente également les différentes étapes de cette campagne de mesures menée à CANMET.

2.1 Description de l'environnement, CANMET

L'environnement de cette étude est une mine située dans la région d'Abitibi Témiscamingue, à Val d'Or, Québec. Dans cette mine expérimentale, les niveaux¹ 40 m et 70 m ont été sélectionnés. Ce sont des milieux confinés et aux parois rugueuses. Les plafonds et les planchers ont également des formes très irrégulières. En plus, nous pouvons y constater une grande humidité surtout au niveau 70 m où l'on a presque partout des flaques d'eau contrairement au niveau 40 m où la poussière y est grandement dominante. Les figures 2.1 et 2.2 sont des photos représentant ces deux environnements.

Plus de renseignements sur ces deux niveaux sont disponibles dans (Nerguizian *et al.* 2005) et dans (Boutin *et al.* 2008).

¹Dans tout ce mémoire le terme niveau 40m et niveau 70m fait référence à la profondeur de l'environnement choisi dans la mine. Lorsque le terme niveau 40 ou 70 est utilisé aussi, il s'agit encore de la profondeur de la mine.



Figure 2.1 Niveau 40 m



Figure 2.2 Niveau 70 m

Contrairement à ces environnements confinés et complexes, un laboratoire 'LRTCS' a servi aussi à l'étude de l'affaiblissement du signal en fonction de la distance et à l'étude de l'effet

d'ombrage. Il s'agit d'un laboratoire (milieu intérieur) d'une longueur avoisinant 30 m pour une largeur et une hauteur de 5 m avec des murs, des plafonds et un plancher lisses. Celui-ci est tout à fait différent de la mine où on notait de grandes irrégularités. Le choix de ce milieu s'explique par la simple raison que beaucoup d'études ont été faites et que de nombreux résultats ont été publiés pour des endroits semblables. De ce fait, les résultats qui y sont obtenus sont considérés comme une référence, étant donné que les caractéristiques dans les milieux intérieurs sont plus connues que celles dans les mines. La figure 2.3 suivante est une photo de ce laboratoire.

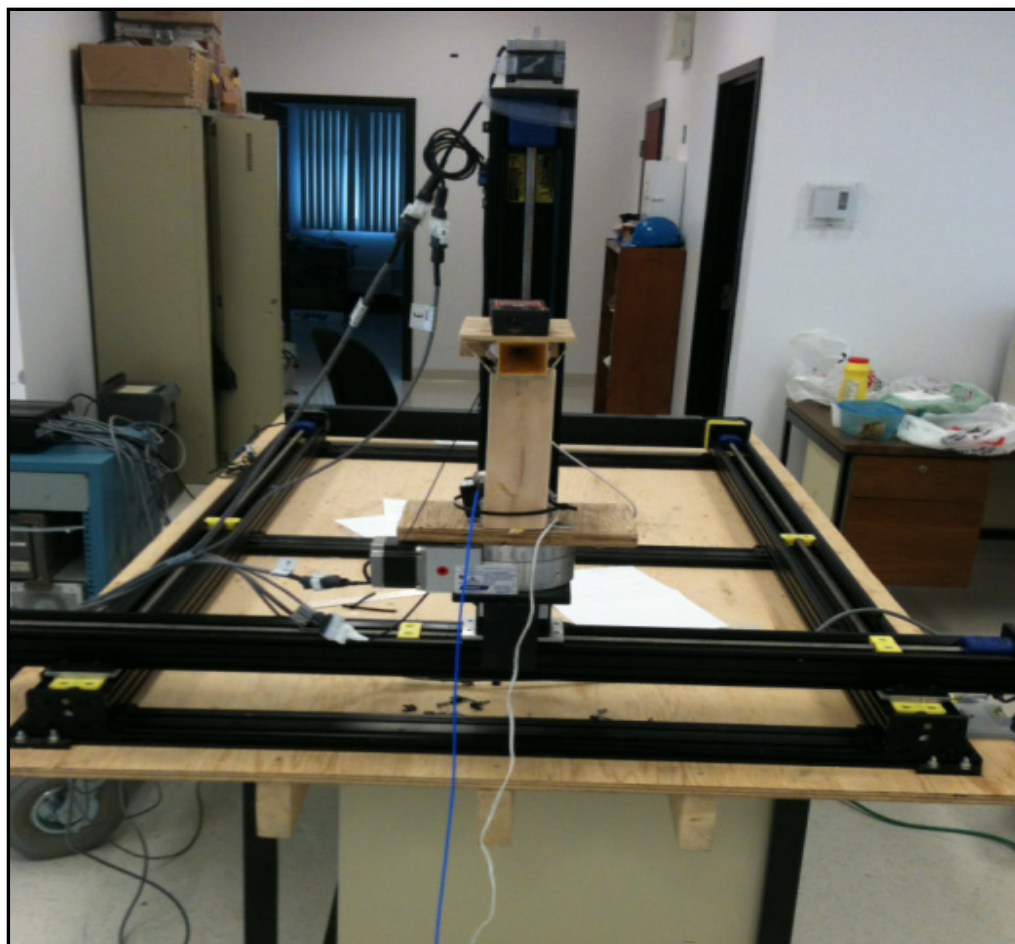


Figure 2.3 Laboratoire LRTCS-CANMET

2.2 Montage expérimental

L'étude consiste à étudier la propagation par voie radio, du signal à 60 GHz dans un canal minier souterrain, de nature aléatoire. Afin de mener la campagne de mesures, un ensemble d'équipements est utilisé comme montré à la figure 2.4.

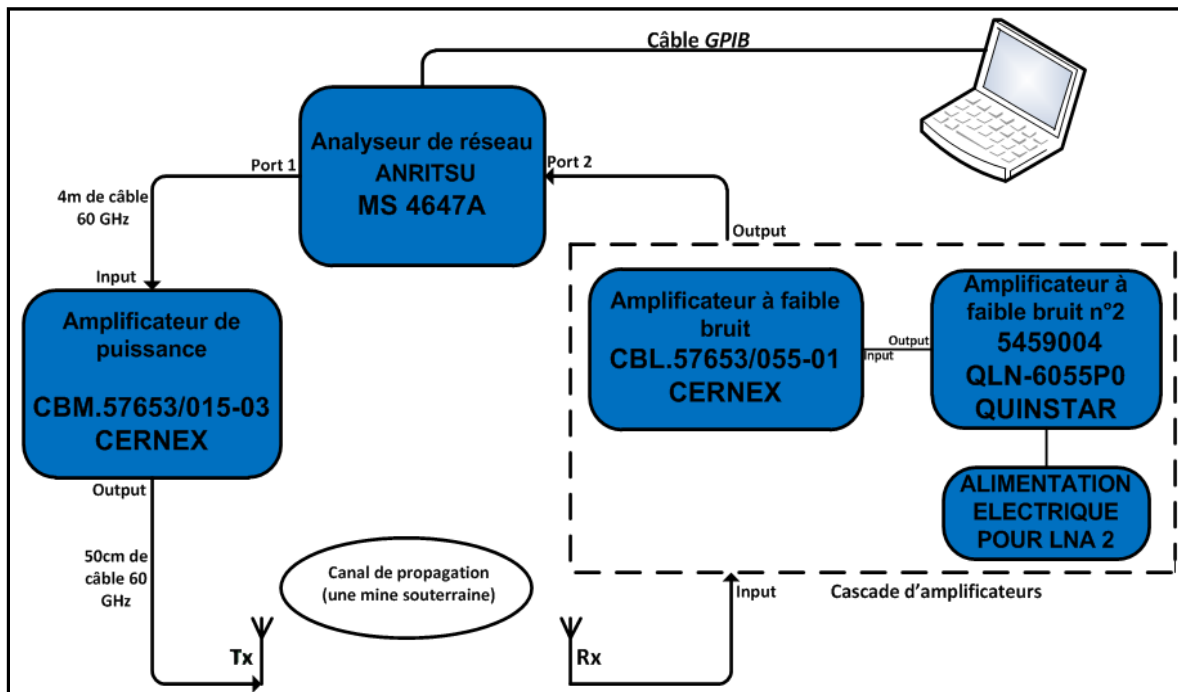


Figure 2.4 Montage expérimental

C'est un montage simple qui, grâce à l'analyseur de réseau « *Vector Network Analyzer* » (*VNA*) permet de mesurer la fonction de transfert du canal $H(f, t)$ dans une plage de fréquences considérée. C'est une technique de mesures dans le domaine fréquentiel qui est différente de la technique faite dans le domaine temporel qui emploie un générateur d'impulsions (Rissafi 2007). Ainsi, l'emploi de cet analyseur de réseau aussi bien à l'émission qu'à la réception, a effectivement facilité l'étude.

En effet, ce (*VNA ARITSU MS 4647A*) a été calibré pour le canal 1 d'*IEEE Standard 802.15.3C*, soit entre les fréquences de 57,24 GHz et 59,4 GHz et des informations sur ces canaux sont disponibles dans le tableau 2.1.

Tableau 2.1 Les différents canaux de la bande millimétrique
Tiré de *IEEE Std 802.15.3c*TM- 2009

CHNL_ID	Start frequency ^a	Center frequency	Stop frequency ^a
1	57.240 GHz	58.320 GHz	59.400 GHz
2	59.400 GHz	60.480 GHz	61.560 GHz
3	61.560 GHz	62.640 GHz	63.720 GHz
4	63.720 GHz	64.800 GHz	65.880 GHz

^aThe start and stop frequencies are nominal values. The frequency spectrum of the transmitted signal needs to conform to the transmit power spectral density (PSD) mask for the PHY mode as well as any regulatory requirement

Le choix de ce canal 1 s'explique par le fait qu'il donnait un meilleur signal lorsqu'une comparaison avait été faite avec les 3 autres canaux. Ce même VNA, fonctionnant dans la gamme de 40 MHz à 70 GHz, permet de balayer la largeur de bande de fréquence étudiée qui est de 2,16 GHz en 2000 points différents.

Il transmet via son port 1, un signal puissant de 4 dBm. Ainsi, l'amplificateur de puissance (*CBM. 57653/015-03 CERNEX*) placé en amont de l'antenne émettrice, permet de rehausser le signal de 30 dB avant son acheminement dans le canal, malgré les grosses pertes enregistrées au niveau des câbles (pertes estimées à environ 76 dB sur toute la longueur des câbles utilisés), voir figure 2.4.

À la réception, le signal est amplifié à la suite de son passage à ce bloc composé de deux amplificateurs à faible bruit, dont le premier (*CBL. 57653/055-01 CERNEX*) offre un gain de 30 dB. Le niveau du signal est alors relativement faible étant donné que les pertes au niveau des câbles sont importantes. Ainsi, l'ajout d'un second *LNA* (*QUINSTAR. 5459004 QLN-*

6055P0) permet de rehausser amplement le niveau du signal de 18 dB avant de passer au port 2 du *VNA*. En plus de ces appareils précédemment cités, un ordinateur relié au VNA par l'intermédiaire d'un câble GPIB « *General Purpose Interface Bus* » a été utilisé pour l'acquisition des données.

En effet, cette dernière a été complétée par un programme Labview d'un autre étudiant de Doctorat à l'école Polytechnique de Montréal. Ce programme déclenche un autre programme Matlab qui contrôle au long la table (*Velmex Stepping Controller*) utilisée dans cette étude pour obtenir une précision optimale puisque le déplacement de l'antenne de réception doit se faire avec minutie.

Lors de cette étude, les antennes utilisées ainsi que les choix de combinaisons ont été imposés par la disponibilité des matériels et les besoins de l'étude. Pour ces raisons, les combinaisons d'antennes suivantes ont été retenues :

- directionnelle-directionnelle ;
- et directionnelle-omnidirectionnelle.

Les types d'antennes utilisés sont (SGH-15 Millitech Series Pyramidal horn) et (ODA Omnidirectional Antenna Millitech Series)

Quant aux types de polarisations d'antennes, tous les quatre possibles ont été expérimentés. Il s'agit des types suivants :

- horizontale-horizontale ;
- verticale-verticale ;
- horizontale-verticale ;
- verticale-horizontale.

Ces différentes combinaisons et polarisations d'antennes permettent d'expérimenter leurs effets sur la propagation des ondes dans ces environnements. Des informations sur les caractéristiques techniques des équipements utilisés lors de cette étude sont disponibles à la fin de ce mémoire, en ANNEXES I, II et III.

2.3 La campagne de mesures

Cette section discute des mesures effectuées lors de cette étude. En effet, effectuées dans la mine-laboratoire CANMET, les grandes étapes des mesures sont d'abord un travail préparatoire et ensuite une série de mesures.

2.3.1 Le travail préparatoire

Une des difficultés de cette étude est que la longueur d'onde est très courte ($\lambda = 5 \text{ mm}$), ce qui nécessite alors une grande précision durant toutes les étapes de cette campagne.

Pour ce faire, le montage illustré à la figure 2.4 est utilisé après que toutes les dispositions possibles soient prises pour garantir à l'étude un maximum d'exactitude. Il s'agit d'employer une table (*Velmex Stepping Controller*) qui, gérée par un programme Matlab est capable de faire déplacer l'antenne de réception sur de très petites distances tout en assurant une haute précision.

Deux autres références fixées verticalement en dehors du canal, combinées à deux autres longs morceaux de bois fixés parallèlement sur le sol en guise de rails pour le chariot qui transportait la table (*Velmex Stepping Controller*), étaient également utilisées. Étant donné que l'étude nécessitait des changements du type de combinaisons et de polarisations d'antennes, il fallait veiller à obtenir un bon alignement et cela a été facilité par l'usage d'un laser² combiné à ces deux références se trouvant à l'extérieur du canal, précédemment citées. La section suivante présente les mesures.

² Il donne non seulement des distances exactes, mais également est un bon outil pour vérifier l'alignement des antennes.

2.3.2 Les mesures

Cette section traite de la deuxième étape de nos activités, soit la campagne de mesures. Il s'agit de mesures effectuées en bande large, où toutes les dispositions ont délibérément été prises pour garder le canal statique et dans des conditions de ligne de vue directe (*LOS*) pour les trois différents environnements.

Le cas où les 2 antennes sont en absence de ligne de vue directe (*NLOS*) n'est pas étudié dans ce mémoire, parce que le signal reçu est alors faible même à une séparation de 1m des antennes. Nous avons enregistré des valeurs variant entre 80 et -110 dB.

Dans ce mémoire, la technique de mesure fréquentielle est utilisée telle que mentionnée précédemment à la section 2.2 (Montage expérimental) où l'analyseur de réseau mesure la fonction de transfert du canal. À la réponse fréquentielle, on applique la Transformée de Fourier Inverse (*IFT*) afin d'obtenir la réponse impulsionnelle.

Aussi bien dans les deux niveaux de la mine que dans le laboratoire, les scénarios de mesures sont quasiment identiques et se présentent comme suit pour obtenir des résultats à grande et à petite échelle.

2.3.2.1 À grande échelle

Dans la mine

La figure 2.5 illustre les mesures effectuées pour les paramètres à grande échelle.

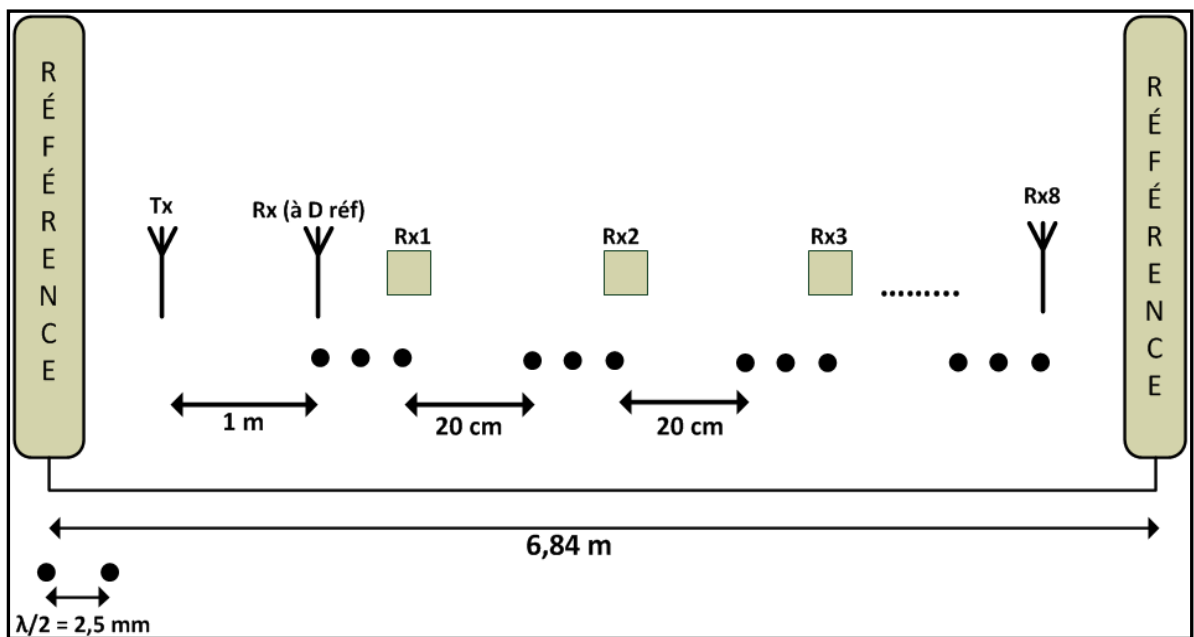


Figure 2.5 Descriptif des mesures à grande échelle

Afin de procéder à l'étude de l'affaiblissement de parcours, et de l'effet d'ombrage dans les deux niveaux sélectionnés de la mine, l'antenne de réception est d'abord placée à 1m de l'émetteur ou distance de référence. Ceci, dans le but de supprimer l'influence de l'effet de tous les autres composants du montage. De cette façon de calibrer, on a juste à considérer l'effet du canal sur la propagation des ondes.

Pour ce scénario, l'antenne émettrice est placée au milieu de la galerie. Il en est de même pour l'antenne de réception qui est fixée sur la table (*Velmex Stepping Controller*). Ces 2 antennes sont gardées à une même hauteur (h) d'environ 1,50 m.

Après la première mesure à d_0 , Rx se déplace sur 2 autres positions supplémentaires, distantes d'une demie longueur d'onde $\lambda / 2 = 2,5$ mm.

À chaque position de Rx, un ensemble de 15 relevés a été pris. Ce nombre de prises a été choisi afin de garantir un maximum de précisions à l'étude, étant donné que la longueur d'onde $\lambda = 5$ mm et que les risques d'erreurs³ soient grands.

Ce même procédé est répété jusqu'à couvrir 8 points de mesure séparés l'un de l'autre par une distance de 40λ soit 20 cm. Ceci fait que pour ce scénario de mesures, un total de $(8 \times 3 = 24)$ points de mesure est couvert avec à chaque point, un ensemble de 15 relevés pris.

Puisque nous avons répété 4 fois ce procédé, la distance totale couverte dans cette étude est alors de 6,84 m entre l'émetteur et le récepteur.

[Chaque point de mesures correspond à 3 déplacements de Rx, soit $(3 \lambda/2 \text{ mm}) \times (8 \text{ points}) = 60$ mm.

Les différents points de mesures sont distants l'un de l'autre de 20 cm, $(20 \times 7 = 140 \text{ cm})$.

Distance totale couverte (Tx-Rx) : $4 (140 \text{ cm} + 60 \text{ mm}) = 5,84 \text{ m} + 1 \text{ m (référence).]$

Différentes combinaisons ainsi que différents types de polarisations d'antennes tels que mentionnés dans le tableau 2.2 sont utilisés lors de ces expériences.

³ Des erreurs qui sont dues à un non alignement des antennes, possibilité de déplacements imprécis de la table Velmex...

Tableau 2.2 Combinaisons et polarisations d'antennes
dans la mine et au laboratoire

Environnements	Combinaisons d'antennes		Polarisations
	Tx (Émettrice)	Rx (Réceptrice)	
Mine souterraine niveau 40m et niveau 70m	Omnidirectionnelle - Directive		<ul style="list-style-type: none"> → Verticale - Verticale → Horizontale - Horizontale → Horizontale - Verticale → Verticale - Horizontale
	Directive - Directive		<ul style="list-style-type: none"> → Verticale - Verticale → Horizontale - Horizontale → Horizontale - Verticale → Verticale - Horizontale
	Directive - Omnidirectionnelle		<ul style="list-style-type: none"> → Verticale - Verticale → Horizontale - Horizontale → Horizontale - Verticale → Verticale - Horizontale
Laboratoire	Directive - Directive		Horizontale - Horizontale

Au laboratoire (environnement intérieur)

Dans cet endroit, seuls les paramètres de l'affaiblissement de parcours et de l'effet d'ombrage sont étudiés avec quelques différences par rapport au procédé suivi dans la mine.

En effet, pour une indisponibilité matérielle et logicielle, l'antenne omnidirectionnelle n'a pas pu être utilisée, donc seule la combinaison de deux antennes directives a servi à l'étude (voir le Tableau 2.2 pour les types de polarisations utilisés). La table Velmex n'a pas servi également pour cause d'indisponibilité logicielle.

Aussi, le nombre de relevés a été réduit à 10, non seulement parce que le milieu était moins complexe que la mine souterraine, mais aussi il y avait également des contraintes de temps qui imposaient ce choix.

Dans cet espace, après la distance de référence $d_0 = 1$ m de l'antenne émettrice, l'antenne réceptrice (Rx) se déplace tous les 20 cm sur seulement 1 seul point de mesure. La distance couverte est de 5 m de l'émetteur.

Notons que durant toute l'étude, le canal a été gardé statique aussi bien dans le laboratoire que dans la mine, puisqu'aucun mouvement n'a eu lieu entre les deux antennes ou à leurs alentours. Les seuls mouvements enregistrés étaient ceux de Rx, et heureusement ils ne poseraient pas de problèmes (instabilités du canal qui dans ce mémoire sont dues aux déplacements de Rx) car un grand nombre de relevés a été pris à chaque point pour ensuite réduire les erreurs nées de ces déplacements de Rx, en faisant une moyenne à chaque point de mesures.

2.3.2.2 À petite échelle

Dans la mine souterraine

Avec le même dispositif que celui utilisé à grande échelle, l'étude est faite selon des procédures différentes.

Les mesures à petite échelle nous permettent d'étudier des paramètres importants dont le plus fréquent est l'étalement du retard (*rms delay spread*). De ces mesures, nous tirons également la moyenne de la puissance reçue du signal. Ainsi, avec l'émetteur qui est resté toujours fixe et placé au milieu de la galerie, les données ont été recueillies d'abord en déplaçant le récepteur monté sur la table Velmex suivant un quadrillé de 5x5x5 et ensuite, en le soumettant à une rotation de 180°.

Ces deux opérations sont décrites comme suit :

1. Quadrillé de 5x5x5

L'idée de ce quadrillé est de faire une étude tridimensionnelle (en 3D) afin d'en extraire un maximum d'informations le plus exactement possible, sur la propagation dans ces milieux.

Pour cette expérience, aussi bien aux niveaux 40 et 70, l'antenne de réception se déplace sur 3 axes (X, Y et Z) qui sont :

- X pour le déplacement sur la longueur ou encore la distance qui sépare les deux antennes;
- Y représente le déplacement sur les côtés, soit dans la direction gauche ou droite de l'antenne;
- et Z est la hauteur ou l'élévation de Rx.

Ceci décrit alors un quadrillé de 5x5x5 avec ses différents points distants l'un de l'autre de $\lambda/2 = 2,5$ mm. Chaque mesure est représentée par P.C.Z, avec P qui est le nombre de points de mesure couvert, C représente le nombre de cycles effectué et Z est l'élévation de l'antenne.

À chaque point de mesure, 5 relevés sont pris. À la suite du dernier point de mesure qui est P.25, un nouveau cycle démarre et incrémente C et Z. Alors, Rx se déplace d'1m pour

reprendre la même procédure jusqu'à P.125-C.5-Z.5 correspondant à la couverture de tous les points, à la hauteur maximale et au maximum de cycles de ce quadrillage.

Le même procédé est répété jusqu'à une distance de 5 m entre l'émetteur et le récepteur, tel que représenté par la figure 2.6.

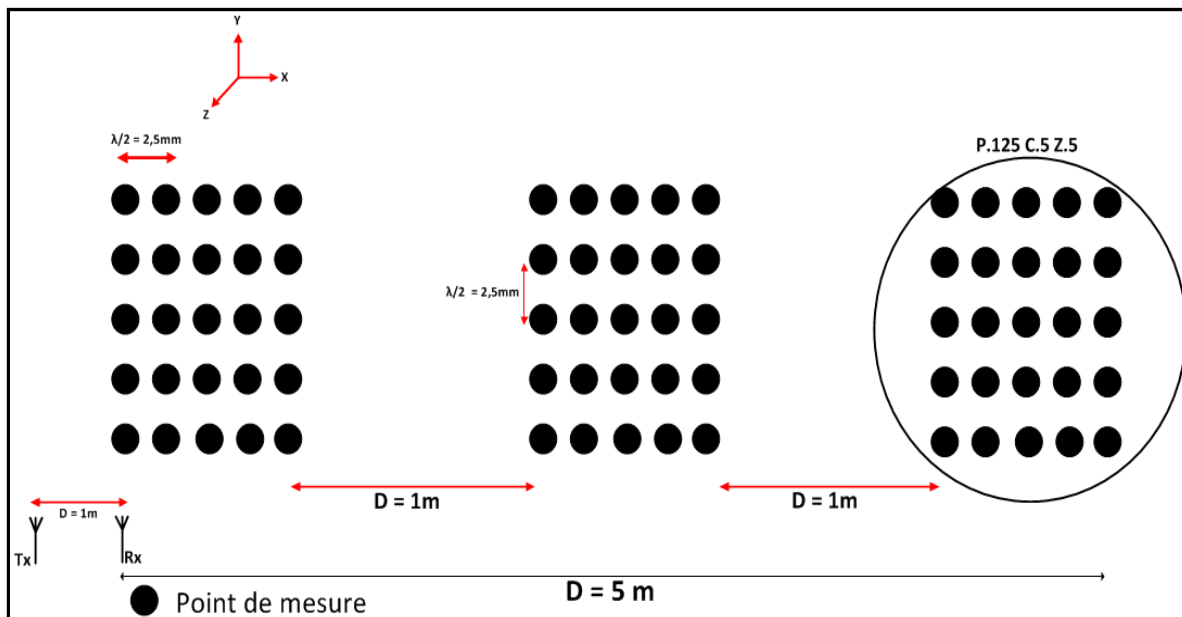


Figure 2.6 Quadrillage de 5x5x5 utilisé à petite échelle

Cette expérience permet de bien observer le comportement du signal dans le canal, lorsque l'antenne se déplace sur de petites distances. De cette manière, on peut étudier de façon précise et en trois dimensions, le phénomène des multi-trajets occasionnés par la nature de l'environnement minier souterrain puisqu'une forte corrélation du signal d'un point à un autre peut exister.

Pour compléter ce scénario, les combinaisons d'antennes Directionnelle – Directionnelle et Directionnelle – Omnidirectionnelle, aux polarisations Horizontale - Horizontale, Verticale - Verticale, Horizontale - Verticale et Verticale - Horizontale ont été expérimentées et seuls les résultats des deux premières polarisations sont analysés dans ce mémoire alors que ceux des

polarisations croisées sont traités dans une publication d'article et ou dans des thèses de 2 autres étudiants de doctorat.

2. Rotation de l'antenne réceptrice

Puisque les parois de la mine sont très rugueuses, ce scénario est expérimenté dans le but de capter le maximum de trajets issus de la réflexion causée par les parois de la mine. Il est également intéressant dans la détermination des angles d'arrivée et de départ des signaux.

En effet, avec une antenne omnidirectionnelle à l'émission et une directionnelle à la réception, une rotation est faite en gardant Tx toujours fixe au milieu de la galerie, pendant que Rx effectue une rotation de 180° en faisant des pas de 5° correspondant à P, qui est le nombre de points. Durant chaque déplacement de 5° , Rx s'arrête le temps de prendre 5 relevés. Lorsque terminée la rotation complète c'est-à-dire 180° , Rx retourne à sa position initiale pour ensuite incrémenter un nouveau cycle représenté par C, et sa hauteur représentée par Z. C'est ce procédé qui est répété jusqu'à P5-C5-Z5.

Au laboratoire

Dans le laboratoire, l'étude à petite échelle n'est pas faite à cause d'une indisponibilité matérielle et logicielle.

Dans ce présent chapitre, nous avons présenté les procédures de mesures effectuées aux niveaux 40 m, 70 m de la mine et au laboratoire de CANMET. Nous avons également présenté les différents environnements de mesures ainsi que le montage expérimental utilisé à cet effet. L'objectif d'une telle démarche est de mener une campagne de mesures et d'en extraire des paramètres pertinents liés à la qualité des communications par la voie radio. L'analyse des résultats de cette étude est présentée au chapitre prochain.

CHAPITRE 3

ANALYSE DES RÉSULTATS

Tel qu'annoncé précédemment, ce chapitre est consacré à l'analyse des résultats de cette campagne de mesures. Il s'agit de discuter des paramètres extraits des deux principaux scénarios faits à grande et à petite échelle. Des comparaisons sont faites entre les résultats obtenus en environnement minier comme dans CANMET et même dans d'autres mines souterraines, et ceux obtenus en milieu intérieur tels que des laboratoires, des bâtiments, des usines et autres milieux semblables.

3.1 À grande échelle

Comme décrit dans la section 'Protocole expérimental', à chaque point de mesure la fonction de transfert du canal $H(f, t)$ a été prise 15 fois. Donc, pour calculer l'affaiblissement de parcours, une moyenne de la puissance de toute la bande pour chaque point a été faite.

Donc, si nous posons :

- t_j , qui représente la J (ième) fonction de transfert du canal;
- f_i , pour la fréquence à laquelle la J (ième) prise est faite;
- d pour la distance;
- M représente le nombre de points dans chaque fonction de transfert du canal;
- et N est le nombre de mesures pris à chaque point.

alors, l'affaiblissement de parcours à une distance d peut être obtenu selon l'équation suivante (Rissafi 2007):

$$PL(d) = 10 \log_{10} \left(\frac{1}{MN} \sum_{j=1}^M \sum_{i=1}^N |H(f_i, t_j, d)|^2 \right) \quad (3.1)$$

À une distance $d_{(Tx-Rx)}$ arbitraire, l'affaiblissement de parcours peut être calculé à partir de la formule suivante donnée dans (Chanez, Hakem and Delisle 2012) :

$$PL(dB) = PLdB(d_0) + 10 n \text{Log} \left(\frac{d}{d_0} \right) + \delta_\sigma(d) \quad (3.2)$$

Où :

- d_0 est la distance de référence;
- δ_σ qui est le paramètre d'ombrage est une variable aléatoire Gaussienne d'une valeur moyenne nulle et d'écart type σ (dB);
- et $PL dB (d_0)$ représente l'affaiblissement de parcours à la distance de référence.

3.1.1 Réponses fréquentielle et temporelle du canal

À une séparation de 3 m, la combinaison d'antennes Directive - Directive polarisée en Horizontale - Horizontale a donné dans les niveaux 40 m et 70 m :

- la réponse fréquentielle du canal qui est montrée par la figure 3.1. Elle est obtenue par le biais de l'analyseur de réseau (VNA) au moyen de 15 relevés par point de mesure;
- la réponse temporelle du canal à laquelle, la technique de fenêtrage (*Hamming window*) a été appliquée à la fonction de transfert $H(f, d)$. Elle est obtenue en faisant la Transformée de Fourier Inverse sur la réponse fréquentielle mesurée. Elle est montrée par la figure 3.2.

L'utilisation du fenêtrage de Hamming est motivée par le fait qu'il lisse le signal, tel que mentionné dans (Sorin and Emmanuel 1989).

Réponse fréquentielle

Les résultats de la figure 3.1 montrent sur l'intervalle de fréquences [57 GHz – 59 GHz] une plus grande amplitude du signal au niveau 40, soit une différence de 10 dB par rapport à l'amplitude au niveau 70. Mais à partir du point A correspondant à l'intervalle [59 GHz-59,4 GHz], le niveau du signal à 70 m devient plus élevé. Nous avons aussi une ondulation à tous les 200 MHz. Cette ondulation correspond à $\Delta T = 5$ ns, soit ($\Delta T = 1/f$, $1/200$ MHz = 5 ns).

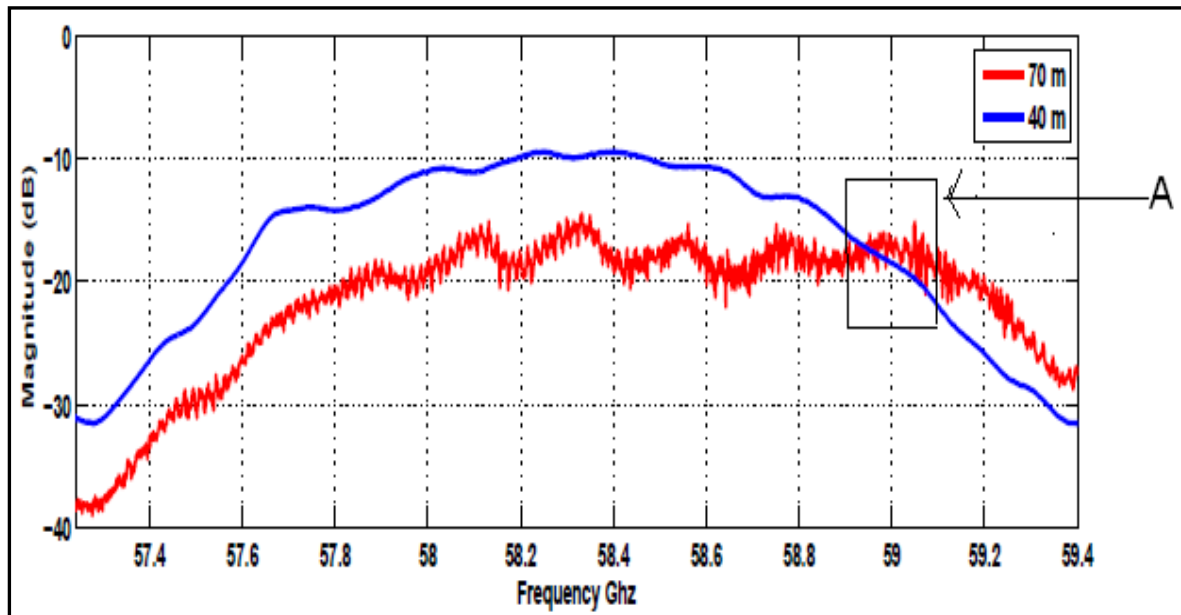


Figure 3.1 Réponse fréquentielle aux niveaux 40 m et 70 m

Ces comportements du signal peuvent s'expliquer par le fait que le niveau 40 m soit suffisamment large pour favoriser des interférences constructives suite à une combinaison entre le chemin direct et d'autres, provenant de ces mécanismes de propagation mentionnés précédemment dans le chapitre 1, à la section 1.1 (Propagation des ondes).

Le diamètre de cette partie de la mine (voir description de la mine) est ici un des éléments explicatifs de ces résultats. Ainsi, on peut penser qu'avec sa plus grande taille en longueur, en largeur et en hauteur, le niveau 40 constitue un espace où les ondes se propagent avec

moins de déformations menant à un plus fort signal comparé à celui obtenu à 70 m. En effet, dans ce niveau à cause de sa petite largeur d'environ 3 m, l'amplitude du signal y est moins grande que celle obtenue au niveau 40 m jusqu'à une certaine valeur de la fréquence désignée par le point A de la figure 3.1, où la situation inverse se produit.

En somme, nous pouvons expliquer cela par ses petites dimensions¹, susceptibles de causer des interférences destructives qui réduiraient l'amplitude du signal. Selon la figure 3.1, on a essentiellement trois phases pour les deux niveaux :

1. Augmentation de l'amplitude du signal, intervenue entre 57 GHz et 58 GHz. Ceci peut être expliqué par une addition de plusieurs signaux, soit une interférence constructive;
2. Stabilisation de l'amplitude entre 58 GHz et 58,8 GHz;
3. Et chute de l'amplitude à partir du point A, qui a lieu entre 59 GHz à 59,4 GHz. On peut alors assimiler cette décroissance à une interférence destructive.

Donc, à partir de ces trois principales phases de la réponse fréquentielle du canal, nous pouvons penser que le canal a un comportement sélectif en fréquences dans les niveaux 40 m et 70 m d'autant plus que la largeur de bande étudiée dans cette étude est grande, soit de 2,16 GHz.

¹ Se référer au troisième chapitre de ce mémoire, à la section 3.1 'Description de l'environnement'.

Réponse temporelle

La figure 3.2 montre que le premier trajet parvient au récepteur à un temps de propagation de 10 ns dans le niveau 40 m, soit le double de celui au niveau 70 m qui est de 5 ns.

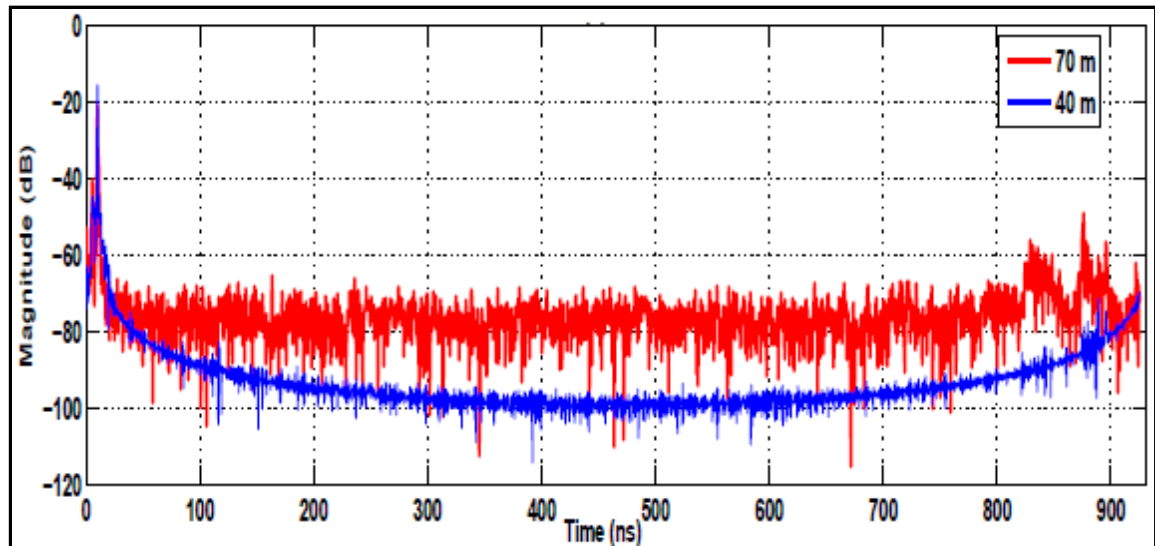


Figure 3.2 Réponse temporelle aux niveaux 40 m et 70 m

Ce temps de propagation obtenu à 70 m est légèrement plus court et est probablement lié aux dimensions de cette partie de la mine. Parce qu'il est moins large, ce niveau 70 m est également plus affecté par le phénomène de guide d'ondes, tandis qu'au niveau 40 m ce phénomène y est moins important.

D'autres trajets, probablement provenant de différents mécanismes de propagation apparaissent également au niveau 70 avec un grand décalage temporel de 850 ns à 900 ns par rapport au trajet direct. Ceci correspond au temps que mettent ces trajets pour se combiner avant d'arriver à Rx. Cependant, ils pourraient se confondre à du bruit, tellement leurs amplitudes sont faibles.

Nous pouvons ainsi dire que d'après la figure 3.2, la taille de ces deux milieux a une influence sur le délai de propagation des ondes.

La figure 3.3 représente la puissance reçue en fonction de la distance, avec les deux combinaisons d'antennes expérimentées à 40 et à 70m. Dans le cas de notre étude, elle est obtenue en utilisant l'équation suivante :

$$P_r = P_t + G - P_{L \text{ espace libre}} - P_{\text{câbles}} \quad (3.3)$$

Où :

- P_r est la puissance reçue du signal en dB;
- P_t est la puissance transmise;
- G représente la somme des gains des antennes et des amplificateurs;
- $P_{\text{câbles}}$ est l'ensemble des pertes au niveau des câbles.

Dans l'équation (3.3), P_L est l'affaiblissement de parcours en espace libre. Il s'exprime en dB et est calculé selon l'équation suivante :

$$P_L = 32,4 + 20 \text{ Log } (f \text{ en MHz}) + 20 \text{ Log } (d \text{ en Km}) \quad (3.4)$$

Où :

- f est la fréquence;
- d représente la distance entre transmetteur et récepteur.

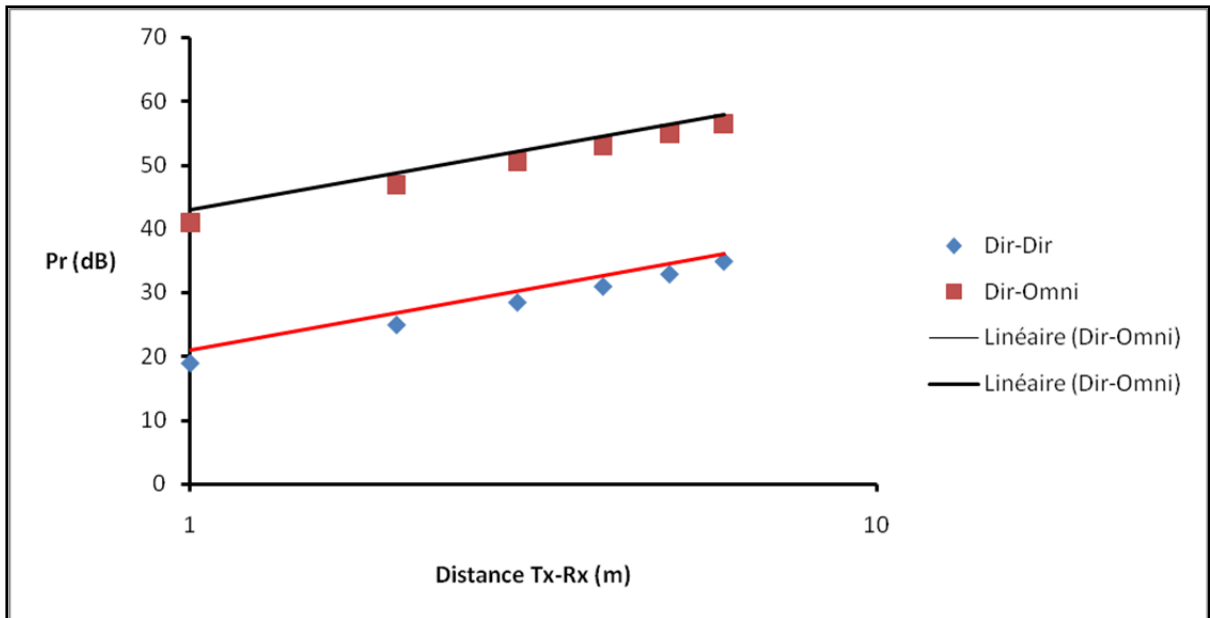


Figure 3.3 Puissance reçue en fonction de la distance

3.1.2 Affaiblissement de parcours et effet d'ombrage

Pour l'étude de ces paramètres, nous avons expérimenté différentes combinaisons et polarisations d'antennes qui sont mentionnées dans le tableau 2.4. Dans le reste de ce document, les termes suivants sont utilisés pour alléger le texte.

- Dir-Dir : Directionnelle – Directionnelle;
- Dir-Omni : Directionnelle – Omnidirectionnelle;
- H-H : Horizontale – Horizontale;
- V-V : Verticale – Verticale.

D'abord, la combinaison d'antennes Dir-Dir aux polarisations H-H et V-V a donné les résultats inscrits dans le tableau 3.1.

Tableau 3.1 Les paramètres de la grande échelle pour les différents milieux

Combinaisons et Polarisation		Niveau 40m		Niveau 70m		Laboratoire	
		n	σ (dB)	n	σ (dB)	n	σ (dB)
Dir-Dir	H-H	1,84	2,5	1,44	1,1	1,45	1,2
	V-V	2,08	3,8	1,2	2,1	N.A	
Dir-Omni	H-H	0,42	1,6	0,42	1,3	N.A	
	V-V	0,83	1,1	0,38	1,2	N.A	

Au niveau 70 m, nous obtenons avec H-H, des valeurs de n quasiment égales à celles trouvées au laboratoire pour la même polarisation. Soit $n = 1,44$ et $1,45$ respectivement. Mais au niveau 40 m, cet indice d'affaiblissement de parcours est $n = 1,84$.

Ces écarts entre les valeurs de n , pour les différents milieux s'expliquent par les plus petits diamètres du niveau 70 et du laboratoire par rapport à la largeur du niveau 40. L'existence d'un phénomène de guide d'onde, en plus de ses plus grandes dimensions font que n avoisine la valeur en espace libre ($n = 2$) au niveau 40 m. De plus, nous rappelons que toutes les mesures sont effectuées dans les conditions de *LOS*.

Pour l'effet d'ombrage, nous obtenons à 70 m une valeur presque égale à celle obtenue dans le laboratoire. Soit $\sigma = 1,1$ dB et $1,2$ dB pour le niveau 70 m et pour le laboratoire, respectivement lorsque les antennes sont polarisées en H-H.

Les petites valeurs de σ dans le niveau 70 m s'expliquent par la faible présence d'objets encombrants dans le canal ou à côté des antennes, par rapport au niveau 40 m où l'effet d'ombrage est important avec la polarisation H-H ($\sigma = 2,5$ dB) à cause des divers objets encombrants susceptibles d'y impacter la valeur de σ .

Selon le tableau 3.1, cet effet d'ombrage est fonction de la nature et de la taille de l'environnement étudié.

Quant à la polarisation V-V, nous obtenons au niveau 70 m, $n = 1,2$ alors que le niveau 40 donne $n = 2,08$. Les valeurs de n obtenues à 70 m, inférieures et lointaines de 2, peuvent s'expliquer par les petites dimensions de ce niveau de la mine.

Nos résultats sont donc conformes à ceux obtenus dans la plupart des études effectuées en environnements intérieurs dans une situation de ligne de vue directe, (Smulders 2009) qui est effectuée dans des espaces résidentiels.

Une autre étude (Chanez, Hakem and Delisle 2012), effectuée au même endroit que celui choisi pour notre étude, CANMET, donne des valeurs d'affaiblissement de parcours inscrites dans le tableau 3.2 et qui se rapprochent des nôtres, lorsque nous avons expérimenté la combinaison Dir-Dir dans le niveau 70 m.

Tableau 3.2 Récapitulatif des résultats obtenus
Tiré de Chanez, Hakem and Delisle (2012, p.4)

Environnement	Mine	Laboratory
n	1.656	1.5973
PL(d₀)	-15.7679	-4.7733
Sigma[dB]	3.2	2.1

Cependant, les faibles écarts qui existent entre nos résultats et ceux présentés dans le tableau 3.2 s'expliquent par les différences entre les composantes des montages utilisés lors des deux études. Nous soulignons aussi que le milieu où sont effectuées les études est surtout caractérisé par des changements importants de la température qui a probablement des effets sur les valeurs de n .

Pour l'effet d'ombrage, lorsque les antennes sont polarisées en V-V, $\sigma = 3,8$ dB au niveau 40 pendant que la polarisation H-H donne $\sigma = 2,1$ dB au niveau 70 m. Les valeurs de σ (dB) sont plus élevées à 40 m en raison de son plus grand encombrement (VNA, boîte de rangement en aluminium, table en bois, trépied et autres petits objets).

Donc, nous retenons de notre étude, que les résultats obtenus au niveau 70 m ressemblent à ceux du laboratoire et à d'autres environnements intérieurs (Dabin, Haimovich and Grebel 2006). Nous pouvons alors penser que ces deux environnements (niveau 70 m et laboratoire) présenteraient les mêmes caractéristiques qui impactent l'affaiblissement de parcours.

D'après une étude effectuée en milieu intérieur (Geng, Kivinen and Vainikainen 2005), ces valeurs de n inférieures à 2 dans le couloir, sont dues au phénomène de guide d'onde tel que mentionné dans notre chapitre 1, à la section 1.2.2. Aux vues des résultats, nous pouvons penser que ce même phénomène mentionné précédemment est également présent à 70 m, en plus de ses petites dimensions.

Nous retenons également que la valeur de n est plus grande avec V-V qu'avec la polarisation H-H au niveau 40 m. Nous expliquons cette différence par l'effet de la polarisation des antennes sur l'affaiblissement de parcours. De plus, nous pouvons penser à la taille et à la nature de l'environnement comme la grande rugosité des parois de la mine, qui est susceptible d'engendrer tous ces mécanismes de propagation, mentionnés au chapitre 1, à la section 1.1 de ce mémoire et qui ont une influence sur l'affaiblissement de parcours aux niveaux 40 m et 70 m de la mine. Et quant à l'effet d'ombrage, la valeur de σ est plus grande au niveau 40 qu'au niveau 70 et laboratoire. Leurs dimensions différentes, en plus de leurs encombrements respectifs expliquent les différences dans ces valeurs de σ .

Ensuite, la combinaison d'antennes Dir-Omni polarisées en H-H et V-V a donné les résultats présentés dans le Tableau 3.1.

Les valeurs de n et de σ sont sensiblement les mêmes dans les deux environnements de la mine pour les deux polarisations expérimentées.

Ces valeurs de $n = 0,42$ en H-H et $n = 0,83$ en V-V sont forcément dues à la combinaison d'antennes parce qu'elles sont très différentes de celles obtenues avec la combinaison Dir-Dir utilisée dans les mêmes endroits étudiés, avec les mêmes conditions de *LOS*. Très inférieurs à 2, ces résultats s'expliquent par l'utilisation de l'antenne omnidirectionnelle qui devrait être capable de capter un maximum de signaux, d'autant plus que les milieux sont favorables à toutes sortes de déformations du signal liées aux différents mécanismes de propagation. Normalement en cas d'interférences constructives, la combinaison des différents signaux devrait amplifier le niveau du signal reçu, et le cas échéant nous devrions avoir une valeur de n proche de 2. Mais dans cette étude, nous avons une valeur très inférieure à 2, et nous pouvons dans le cas de ce mémoire, l'expliquer par le faible gain d'environ 2 dBi de notre antenne omnidirectionnelle. Ses spécifications techniques sont disponibles en ANNEXE I, à la fin de ce document.

Quant aux valeurs de σ , elles sont largement supérieures à celles obtenues dans d'autres études effectuées à CANMET comme (Rissafi 2007).

En résumé, dans les niveaux 40 m et 70 m, les valeurs de n obtenues sont pratiquement les mêmes. D'autres études effectuées dans la même mine souterraine, mais utilisant un montage expérimental différent du nôtre ont obtenu des valeurs de n différentes des nôtres.

Nous pouvons alors lier ces résultats au changement de la combinaison d'antennes Dir-Dir en Dir-Omni qui a influencé l'affaiblissement de parcours et l'effet d'ombrage.

3.1.3 Conclusion du scénario de la grande échelle

À partir de ces réponses fréquentielles et temporelles du canal obtenues, nous retenons les points suivants :

- à cause de la large bande de 2,16 GHz utilisée dans ce mémoire, le canal de propagation a probablement un comportement sélectif en fréquence, montré à la figure 4.1;
- la taille de l'environnement considéré a une influence sur le délai de propagation des ondes, qui est ici plus court au niveau 70 m qu'au niveau 40 m. Ce délai de propagation est plus long pour une mine aux couloirs de diamètres plus grands. Donc avec une autre mine différente de celle utilisée dans cette étude, il est très probable que ce délai de propagation change en fonction des dimensions de cette nouvelle mine différente de CANMET.

Pour ce qui est de l'exposant d'affaiblissement (n) et de l'effet d'ombrage (σ), lorsqu'on utilise la combinaison Dir-Dir pour les polarisations H-H et V-V, on retient que :

- les valeurs de n obtenues et de l'effet d'ombrage s'expliquent probablement par un phénomène de guide d'ondes, mais aussi par la petite taille et par la nature de l'environnement en question, qui est ici le niveau 70 m et le laboratoire.
Les n et σ obtenues au niveau 70 m sont proches de celles obtenues au laboratoire, et le même jugement est porté dans (Chanez, Hakem and Delisle 2012);
- les n et σ obtenus à 40 m s'expliquent non seulement par le phénomène de guide d'ondes mais également, par les grandes dimensions de cette partie de la mine.

Pour une combinaison d'antennes Dir-Omni, polarisées en H-H et V-V, nous notons que :

- dans les deux niveaux de la mine, les faibles valeurs lointaines de $n = 2$ obtenues, s'expliquent par les types d'antennes utilisés. Donc, la combinaison et la polarisation des antennes ont une influence sur l'exposant de l'affaiblissement de parcours et sur l'effet d'ombrage.

En somme, concernant l'affaiblissement de parcours et l'effet d'ombrage, la combinaison d'antennes Dir-Dir aux deux polarisations étudiées donne des résultats presque semblables à ceux obtenus dans d'autres études antérieures à la nôtre. Et aux vues des résultats obtenus avec les deux combinaisons d'antennes expérimentées, la combinaison Dir-Dir est meilleure

que Dir-Omni, d'autant plus que cette dernière combinaison présente des résultats très éloignés et différents de ceux obtenus antérieurement. Ceci est dû probablement aux caractéristiques techniques de l'antenne omnidirectionnelle, que nous retrouvons en ANNEXE I.

3.2 À petite échelle

3.2.1 Étalement du retard (*RMS delay spread*)

L'un des paramètres les plus importants et les plus utilisés pour étudier le canal à petite échelle dans le domaine temporel, est l'étalement du retard « *RMS delay spread* » qui renseigne sur la dispersion temporelle d'un canal radio. Selon (Mabrouk 2012), c'est la racine carrée du second moment central de la moyenne de la puissance.

On peut alors exprimer τ_{rms} selon l'équation suivante :

$$\tau_{rms} = \sqrt{\frac{1}{P_T} \sum_{i=1}^N P_i \tau_i^2 - \tau_m^2} \quad (3.5)$$

Où :

- N est le nombre de trajets;
- P_T est la puissance totale;
- P_i représente le i ème trajet.

Dans l'équation (3.5), τ_m représente l'étalement moyen « *mean delay* », et est donné par l'équation suivante :

$$\tau_m = \sum_{i=1}^N \frac{1}{P_T} P_i \tau_i \quad (3.6)$$

Et

$$P_T = \sum_{i=1}^N P_i \quad (3.7)$$

Les valeurs de l'étalement du retard obtenues aux niveaux 40 et 70 sont inscrites dans le tableau 3.3.

Tableau 3.3 Valeurs de τ_{rms} aux niveaux 40 m et 70 m

Niveaux	40 m	70 m
Dir-Dir	0,14 ns	0,18 ns
Dir-Omni	0,14 ns	0,66 ns

À partir de ce tableau, nous obtenons avec les deux antennes directionnelles à l'émission et à la réception, un étalement du retard au niveau 40 qui est légèrement moins important que celui obtenu à 70 m. La différence s'explique par la directivité des antennes, aussi par les différents diamètres de ces milieux. En effet, le plus petit diamètre du niveau 70 et la rugosité des parois ont probablement favorisé les multi-trajets et le phénomène de guide d'onde. De plus, nous y retrouvons d'autres objets encombrants le long de la galerie comme les canaux de ventilation qui font beaucoup de bruit. Des pièces de bois servant de rails, de références et de supports pour les antennes sont notamment susceptibles d'avoir engendré des variations au niveau du retard des trajets pour les différentes configurations d'antennes et aux deux paliers de 40m et de 70m

De l'autre côté, la combinaison Dir-Omni a donné la même valeur que celle obtenue avec les deux antennes directionnelles au niveau 40 m, soit 0,14 ns. Nous pouvons alors dire que la combinaison d'antennes n'a pas eu d'influences sur l'étalement du retard au niveau 40 m. Par contre, $\tau_{rms} = 0,66$ ns obtenu à 70 m s'explique probablement par la taille de ce niveau de la

mine et surtout par la nature très rugueuse de ses parois, qui engendrent le phénomène de la propagation à multi-trajets. Or, la portée (le grand angle de couverture) de l'antenne omnidirectionnelle permet de capter beaucoup plus de trajets qu'avec l'antenne directionnelle dont sa couverture est plus réduite. L'étalement du retard est presque 5 fois plus important au niveau 70 qu'au niveau 40 m qui est de diamètre plus large.

Donc, nous pouvons dire que l'étalement du retard est surtout dépendant de la combinaison d'antennes utilisées. Et au niveau 40, ce constat n'est pas fait puisque la même valeur est obtenue avec les deux combinaisons (Dir-Dir et Dir-Omni). Dans ce cas, l'étalement du retard est alors moins assujéti à la taille de l'environnement, mais plutôt à la combinaison d'antennes expérimentée.

La relation entre l'étalement du retard et la distance $d_{(Tx-Rx)}$ est discutée dans une publication Shah *et al.* (2014).

La combinaison Dir-Dir est la meilleure, puisqu'elle donne des valeurs d'étalement du retard moindres que celles obtenues avec la combinaison Dir-Omni.

Les figures 3.4 et 3.5 représentent les fonctions de densités cumulatives (*CDF*) de l'étalement du retard, pour les combinaisons d'antennes Dir-Dir et Dir-Omni aux niveaux 40 et 70 de la mine à $d_{(Tx-Rx)} = 3$ m, respectivement.

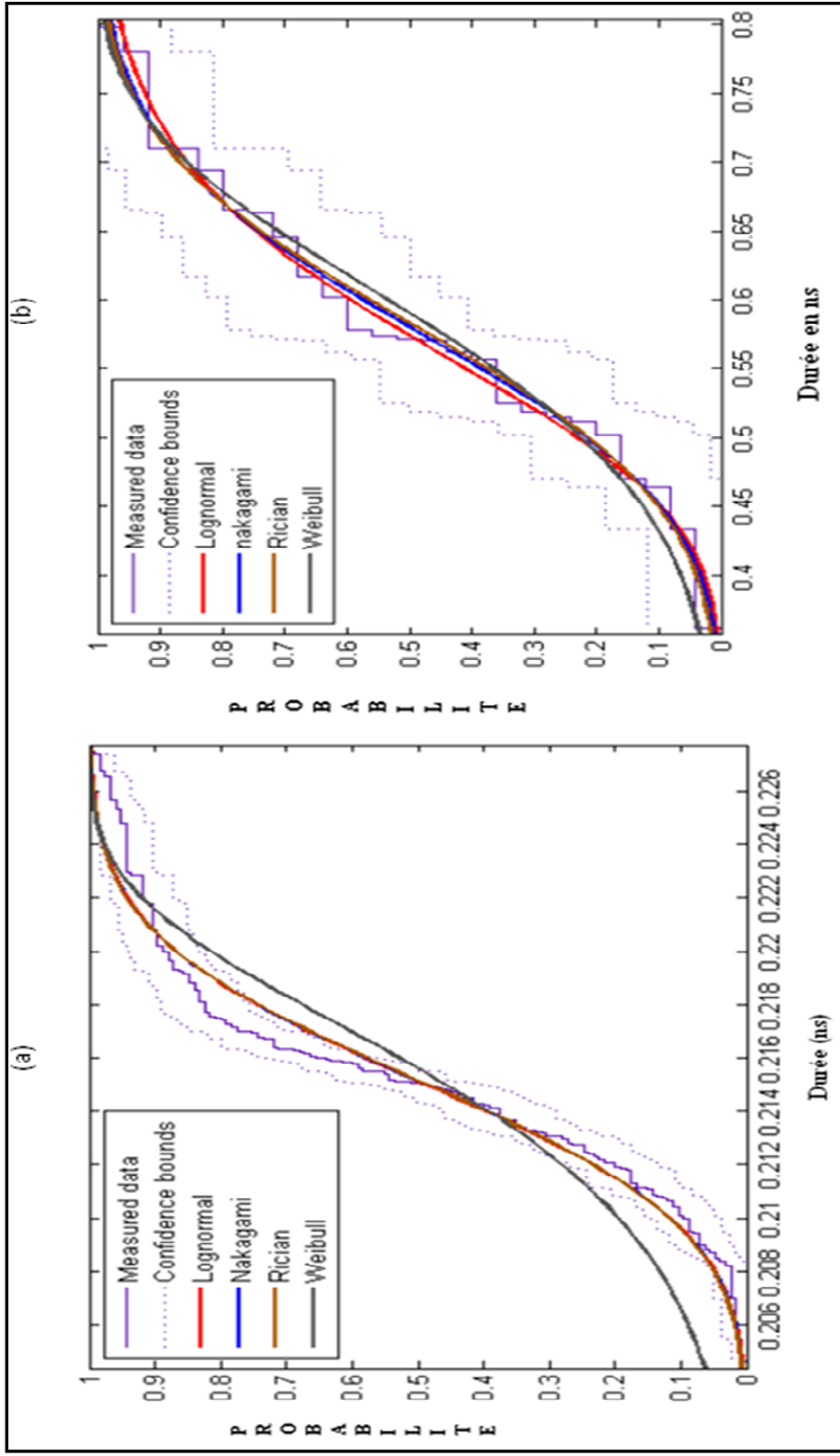


Figure 3.4 Fonction de densité cumulative de l'étalement du retard
 Au niveau 40 m. (a).Dir-Dir et (b).Dir-Omni

À la figure 3.4 (a), la distribution de Rice et Lognormale sont les distributions qui correspondent mieux aux résultats obtenus. La figure 3.4 (b) montre une meilleure correspondance des distributions Lognormal, Nakagami et Rice aux mesures effectuées. Ces résultats sont également conformes à d'autres résultats disponibles dans la littérature.

Aussi, les figures 3.5 (a) et 3.5 (b) suivantes, sont les fonctions de densité cumulative de l'étalement du retard à 70 m, avec respectivement, (a).Dir-Dir et (b).Dir-Omni et conduisent presque aux mêmes résultats que ceux montrés par la figure 3.4, à savoir que l'étalement du retard suit mieux les distributions Rice et Lognormale.

Donc, aussi bien dans les deux niveaux de la mine, les distributions de Rice et Lognormale sont les meilleures candidates sur lesquelles on pourrait compter pour la mise en place d'un système de communications radio fiable pour les mines. Nous pouvons alors dire que la distribution de Rice est la plus appropriée pour les niveaux 40 m et 70 m quant à la modélisation de l'étalement du retard.

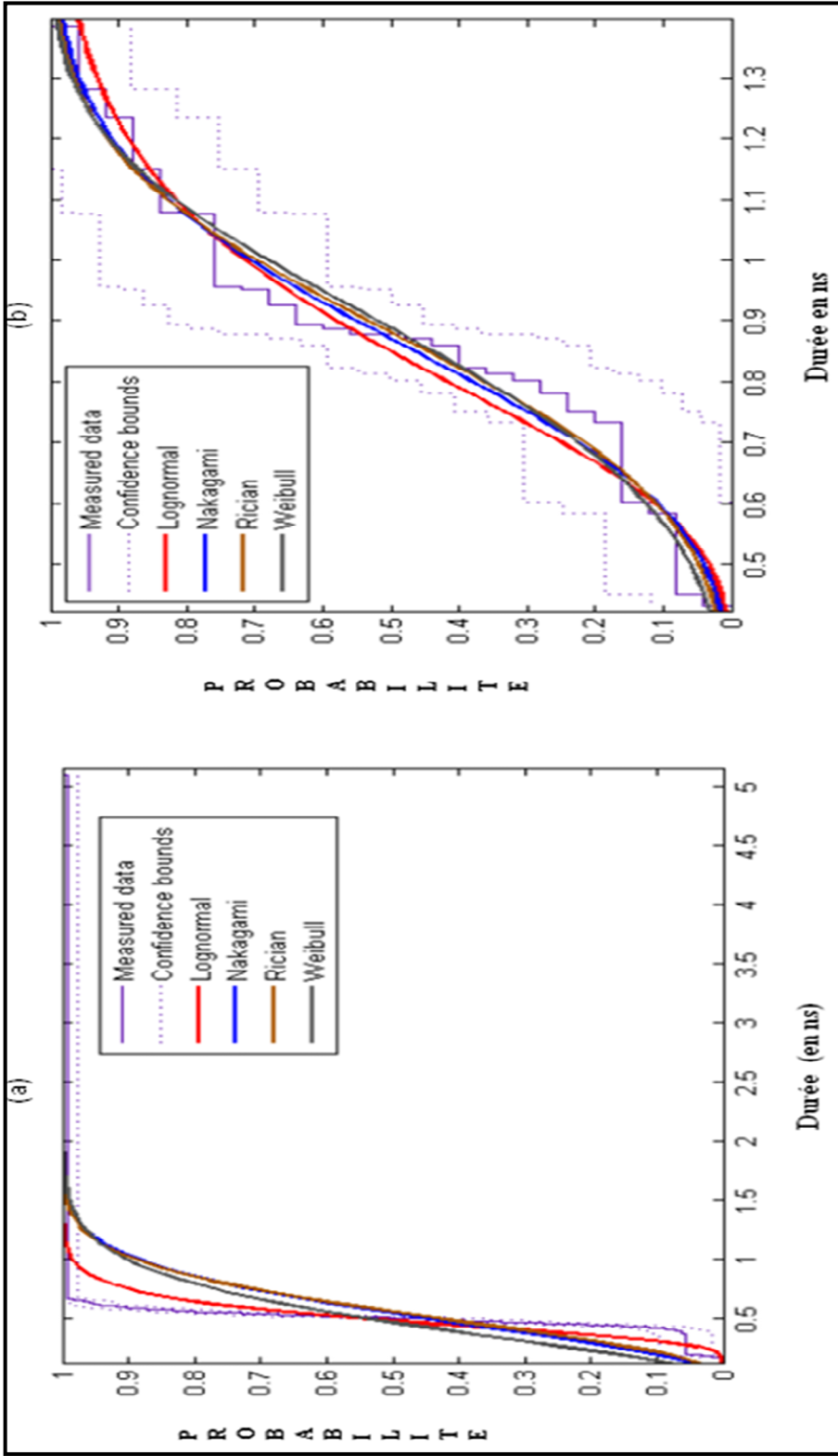


Figure 3.5 Fonction de densité cumulative de l'étalement du retard
 Au niveau 70 m. (a).Dir-Dir et (b).Dir-Omni

3.2.2 Bande de cohérence (B_c)

Outre l'étalement du retard, la bande de cohérence (B_c) est aussi un paramètre utilisé dans le domaine fréquentiel pour caractériser l'affaiblissement du signal à petite échelle. B_c dépend de l'étalement du retard, alors plus la valeur de l'étalement du retard (τ_{rms}) est grande, plus la bande de cohérence (B_c) diminue. Elle est donc inversement proportionnelle à l'étalement du retard comme soulignée par Rappaport (2002, p.162) « The rms delay spread and coherence bandwidth are inversely proportional to one another, although their exact relationship is a function of the exact multipath structure ».

Elle s'obtient en inversant τ_{rms} et est donnée par la formule suivante :

$$B_c = \frac{1}{k \cdot \tau_{rms}} \quad (3.8)$$

Dans cette équation, k est une constante en rapport avec la corrélation fréquentielle.

La valeur souvent utilisée dans les études est $k = 0,5$ comme dans (Lienard and Degauque 2000, Rappaport 2002, Rissafi 2007).

3.3 Discussions des résultats

Les résultats obtenus à petite échelle obtenus se présentent comme suit :

3.3.1 Distribution de la puissance reçue

La puissance reçue est obtenue avec les deux combinaisons et polarisations d'antennes étudiées dans ce présent mémoire.

D'abord, avec deux antennes directionnelles, nous obtenons à $d_{(Tx-Rx)} = 3$ m, les figures 3.6 et 3.7 qui représentent la moyenne de la puissance mesurée aux niveaux 40 m et 70 m, respectivement. Afin de connaître à quelle distribution elle suit mieux, cette moyenne de la puissance reçue est comparée à des modèles statistiques tels que :

1. Weibull;
2. Nakagami;
3. Lognormal;
4. Rice.

Le choix de ces distributions s'explique par leurs popularités au sein de la littérature et surtout parce ce qu'elles ont donné de bons résultats, elles ont été les mieux appropriées lorsqu'elles ont été expérimentées (voir la section 1.2.1 'modélisation statistique' du chapitre 1).

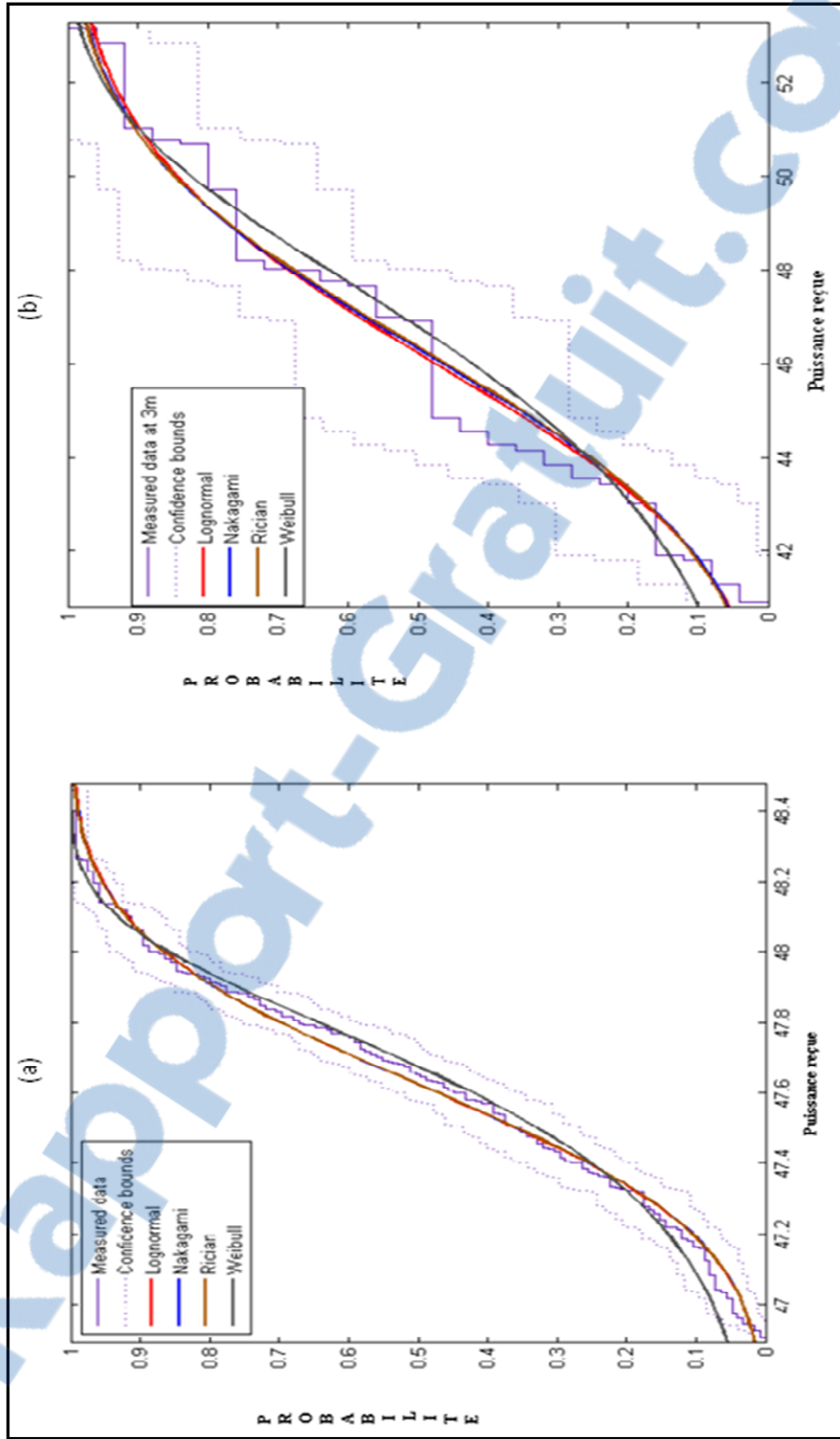


Figure 3.6 Puissance reçue avec Dir-Dir
(a).Niveau 40m et (b).Niveau 70m

Ainsi, au niveau 40 m, lorsque la moyenne de la puissance reçue est comparée à ces modèles statistiques, nous avons Lognormal et Rice qui se rapprochent le plus à nos mesures. Les modèles de Weibull et de Nakagami ne sont pas éloignés de nos résultats. De plus, ils les correspondent (figure 3.6(a)).

Le fait que les modèles Lognormal et Rice soient proches des résultats peut s'expliquer par le fait qu'en ligne de vue directe, et à bande large, la distribution de Rice soit plus pertinente parce que l'enveloppe du signal dominant est en *LOS* tel que mentionné dans (Hashemi 1993) et (Rappaport 2002). Le même constat est également porté dans une autre étude (Boutin *et al.* 2008), effectuée dans le même environnement que celui utilisé dans notre étude. C'est prévisible du moment que toutes les données de ce mémoire ont été recueillies dans des conditions de *LOS*, même si l'enveloppe du signal dominant est accompagné d'autres signaux issus de mécanismes de propagation, engendrés par la nature et le type d'encombrement des galeries de la mine. La directivité des antennes y a probablement un effet.

Quant aux distributions Weibull et Nakagami, elles sont bonnes, mais dans la littérature (Hashemi 1993) a montré que respectivement, elles sont plus pertinentes pour des études en milieu intérieur, et elles sont peu utilisées probablement pour des raisons linguistiques tel que mentionné dans son mémoire (Boutin 2005).

Dans le cas de ce mémoire, étant données que les mesures sont effectuées dans une mine², il serait intéressant de les comparer également avec la distribution Suzuki qui est une composition de Rayleigh et de Lognormale. Il serait aussi intéressant d'expérimenter le modèle Poisson.

² Mesures effectuées dans une mine souterraine, d'où l'existence de multiples difficultés liées à l'environnement. (Voir la section 3.1 'Description de l'environnement, CANMET').

Parce que la longueur d'onde pour cette présente étude est très courte, alors même si le scénario du NLOS ne s'applique pas à nos mesures, il serait peut être intéressant de tester la distribution Suzuki et Poisson dans les futures études. Elles seraient intéressantes en ce sens qu'elle (Poisson) est pertinente pour le traitement des files d'attentes dont on n'échappera pas, compte tenu de la grande rugosité des parois de la mine qui provoquerait une propagation à multi-trajets, et qu'elle (Suzuki) est intéressante pour la modélisation de l'amplitude du signal. En effet, à cause de cette courte longueur d'onde, et de la forte atténuation du signal, on aurait plus ou moins les mêmes effets qu'un NLOS sur le signal puisqu'il s'affaiblit rapidement avec la distance.

De ces résultats, nous déduisons que la puissance reçue du signal suit beaucoup plus la distribution Lognormale, et surtout Rice. Toutefois, Nakagami est également intéressante car, elle est proche de la distribution de Rice, (Boutin 2005).

Quant au niveau 70 m, la puissance mesurée présente simultanément des ressemblances avec trois distributions que sont Nakagami, Rice et Lognormale. Comme mentionné précédemment dans le niveau 40 m, nous pouvons expliquer ces ressemblances par les mêmes raisons que dans le niveau 40. Toutefois, nous avons au niveau 70 m la distribution Weibull qui a une meilleure correspondance avec nos mesures, et nous avons montré à la section 3.1.2 (Affaiblissement de parcours et effet d'ombrage), que cette partie de la mine présente des similitudes avec le laboratoire quant aux résultats qui y sont obtenus. Ceci expliquerait le fait que la distribution Weibull corresponde plus aux résultats du niveau 70 m qu'à ceux du niveau 40 m qui est beaucoup plus large. La puissance reçue au niveau 70 m qui est moins large, suit mieux la distribution de Weibull. Les études de (Hashemi 1993) ont abouti au même constat.

Ensuite, cette puissance reçue est également obtenue en utilisant la combinaison d'antennes Dir-Omni. À une distance $d_{(Tx-Rx)} = 3$ m, la puissance reçue est montrée à la figure 3.7.

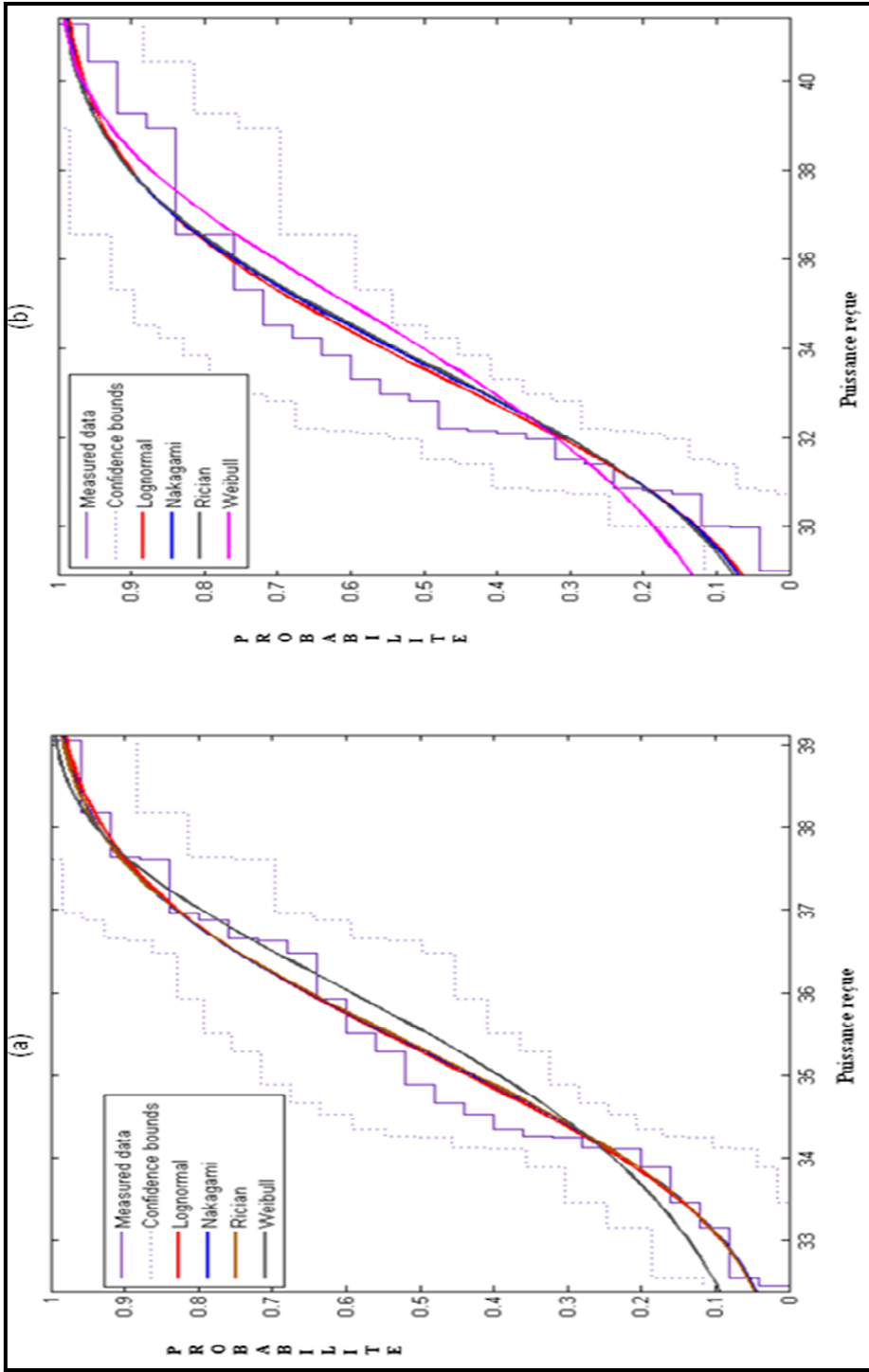


Figure 3.7 Puisseance reçue avec Dir-Omni,
(a).Niveau 40 m et (b).Niveau 70 m

La figure 3.7 montre également une bonne correspondance des distributions Lognormale, Nakagami et Rice avec nos résultats. Nous constatons également que par rapport à une combinaison Dir-Dir, la distribution de Rice apparaît moins pertinente au niveau 70 m.

Le fait que la puissance reçue suive moins bien la distribution de Rice dans le niveau 70 serait probablement dû à l'effet de changement de la combinaison d'antennes Dir-Dir en Dir-Omni. L'antenne omnidirectionnelle utilisée dans cette étude n'a pas favorisé une bonne correspondance avec la distribution de Rice qui normalement, est supposée la meilleure distribution en situation de *LOS*. Cette antenne, à cause de son grand angle de couverture capte d'autres trajets diffractés, réfractés, etc, ce qui modifie les conditions de *LOS*.

Donc, pour cette combinaison d'antennes, nous retenons que la puissance reçue suit bien la distribution Lognormale au niveau 40 m. Et celle de Rice apparaît moins intéressante par rapport à la combinaison Dir-Dir à 70 m. Les petites dimensions de ce niveau 70 m, en plus de sa nature particulière par rapport au niveau 40 m, telles que mentionnées à la section 3.1 ont certainement un effet sur nos résultats obtenus.

3.4 Conclusion de la petite échelle

- dans les niveaux 40 m et 70 m de la mine, les distributions de Rice, Lognormale et Nakagami sont pertinentes pour l'étalement du retard;
- la puissance moyenne reçue du signal avec la combinaison Dir-Dir au niveau 40 m, suit plus les distributions de Rice, Lognormale et Nakagami. Dans le niveau 70 m, toujours avec Dir-Dir, la distribution Weibull a une meilleure correspondance probablement à cause de la petite taille, de la nature rugueuse des parois de ce niveau de la mine;
- avec la combinaison Dir-Omni, aussi bien au niveau 40 m que 70 m de la mine, la puissance reçue suit la distribution Lognormale qui est ici la plus appropriée. Bien que

toute l'étude soit complétée dans les conditions de *LOS*, la distribution de Rice est moins pertinente dans le niveau 70 m pour ce qui est de la puissance reçue. La combinaison d'antennes est donc un élément explicatif de ce résultat. L'utilisation d'une antenne omnidirectionnelle offrant un gain supérieur à 2 dBi conduirait certainement à une meilleure correspondance de la distribution de Rice avec la puissance reçue mesurée;

- l'étalement du retard est plus important avec la combinaison Dir-Omni au niveau 70 comparativement à Dir-Dir qui donne des valeurs plus petites à cause de la directivité des antennes et probablement à cause de la taille et de la nature du niveau 70 m. Cet étalement du retard est plus assujetti à la combinaison d'antennes utilisées, et selon le tableau 3.3, il varie en fonction du milieu de l'étude. Une étude dans une mine souterraine différente de CANMET pourrait alors donner des valeurs différentes des nôtres. Sa relation avec la distance entre Tx et Rx est discutée dans la publication présentée précédemment.

CONCLUSION ET RECOMMANDATIONS POUR TRAVAUX FUTURS

Ce mémoire a ciblé la caractérisation du canal de propagation en large bande, à 60 GHz dans la mine souterraine expérimentale, CANMET. Très peu de travaux semblables ont eu lieu dans une mine réelle d'où la pertinence des résultats obtenus. D'importants moyens discutés au chapitre 2, ont été déployés pour garantir un maximum d'exactitude aux données recueillies. Afin de mener à bien cette étude, un protocole expérimental a permis de faire une campagne de mesures dans la mine pour ensuite en extraire des paramètres pertinents pour terminer par leur analyse au chapitre 3. En effet, ce montage expérimental qui utilise la méthode fréquentielle (mesures faites dans le domaine fréquentiel, dans les conditions de *LOS* et en gardant le canal stationnaire) nous donne directement la fonction de transfert du canal à cause du *VNA* utilisé. À cette réponse fréquentielle du canal, la transformée de Fourier inverse (*IFT*) a été appliquée afin d'obtenir la réponse impulsionnelle du canal. Cette campagne de mesures a été faite dans la bande de 2,16 GHz basée sur le canal 1 de 802.15.3c-IEEE STANDARD, soit entre 57,24 GHz et 59,4 GHz, pour une fréquence centrale de 58,32 GHz.

Dans ce mémoire, l'exposant de l'affaiblissement (n), l'effet d'ombrage (σ), ont été les paramètres étudiés à grande échelle et les résultats obtenus avec la combinaison d'antennes Dir-Dir aux polarisations H-H et V-V ont donné des valeurs de n et de σ qui étaient plus élevées au niveau 40 m qu'au niveau 70 m de la mine qui donne des résultats presque similaires à ceux obtenus au laboratoire et dans d'autres environnements intérieurs. Donc, l'atténuation du signal est plus importante dans la mine que dans les milieux intérieurs. La nature de l'environnement y a fortement une influence.

Pour la combinaison Dir-Omni polarisée en H-H et V-V, nous avons dans les deux niveaux de la mine, de faibles valeurs de n et de σ lorsque comparées à celles obtenues avec Dir-Dir.

Ceci est dû au type d'antennes utilisées. D'où l'influence de la combinaison d'antennes sur l'affaiblissement de parcours et l'effet d'ombrage.

Notre conclusion est que la combinaison Dir-Dir présente de meilleurs résultats par rapport à la combinaison Dir-Omni pour l'affaiblissement de parcours et l'effet d'ombrage.

Cependant, l'étalement du retard et la moyenne de la puissance reçue ont servi à l'étude de la petite échelle. Les résultats obtenus avec Dir-Dir aux niveaux 40 m et 70 m de la mine montrent que l'étalement du retard suit les distributions de Rice, Lognormale et Nakagami.

Quant à la puissance moyenne reçue du signal avec la combinaison Dir-Dir au niveau 40 m, elle suit mieux les distributions de Rice, Lognormale et Nakagami. Au niveau 70 m, avec la même combinaison Dir-Dir, c'est la distribution de Weibull qui présente une meilleure correspondance comme lorsque cette distribution est expérimentée dans une étude en laboratoire.

Lorsque la combinaison Dir-Omni avait été expérimentée aussi bien dans le niveau 40 m que 70 m de la mine, les résultats ont montré que la distribution Lognormale est la meilleure distribution pour la puissance reçue. Bien qu'étant dans des conditions de *LOS*, la distribution de Rice est moins pertinente dans les deux niveaux. La combinaison d'antennes serait un élément explicatif de ce résultat, en plus de la nature et de la taille de l'environnement étudié.

De ces éléments, nous retenons l'influence de la combinaison d'antennes sur la puissance reçue du signal.

En ce qui concerne l'étalement du retard, la combinaison Dir-Omni a donné de plus grandes valeurs par rapport à la combinaison Dir-Dir qui réduit fortement ce τ_{rms} dans les deux niveaux comparativement à 0,66 ns obtenu à 70 m. La combinaison d'antennes, la taille et la

nature de l'environnement qui favorisent l'effet de guide d'onde ont un impact sur l'étalement du retard qui pourrait changer avec une mine différente de CANMET. La combinaison Dir-Dir est donc plus appropriée pour ces deux milieux de CANMET.

Les résultats de cette étude sont proches de certains résultats obtenus dans d'autres travaux effectués dans cette même mine souterraine. Ceci confirme que la propagation du signal dans la mine est différente de la propagation en environnements intérieurs.

Nous soulignons également que l'utilisation d'une antenne omnidirectionnelle avec un gain plus important que celui de l'antenne utilisée dans notre étude aurait certainement un effet positif sur la puissance reçue, d'où un intérêt de l'expérimenter.

L'utilisation d'équipements intelligents permettrait également de résoudre beaucoup de difficultés rencontrées dans ces environnements confinés tels que les mines souterraines et d'autres types de milieux semblables. À cet effet, quelques recommandations pour les travaux futurs sont faites à la prochaine section.

Constat général

Ce mémoire a révélé la difficulté de propager correctement le signal dans un canal souterrain minier. À cause de la nature aléatoire de la mine, les ondes sont soumises à toutes sortes de déformation en amplitude, en phase et ce, dépendamment de la fréquence choisie pour l'étude. La véritable difficulté est de retrouver un signal semblable à celui émis au départ de la chaîne de transmission. Donc, pour des études futures, il serait peut être important d'expérimenter la solution proposée, dont le principe est présenté au point suivant.

Montage pour mesures futures

Après s'être assuré de toutes les caractéristiques qu'on veut assigner à notre signal, on s'arrange pour qu'à la transmission, on ait exactement un signal que l'on aura 'conçu'¹ spécifiquement pour nos besoins.

En effet, cette solution est de transmettre l'onde avec la fréquence choisie pour l'étude ainsi que le niveau (amplitude) du signal désiré, mais en mettant un dispositif détecteur de niveau du signal. Ce bloc détecteur sert en réalité de base de données contenant les informations (la fréquence, l'amplitude, la phase) sur le signal transmis.

À la sortie de ce bloc détecteur, le signal sera capté avant qu'il ne soit retransmis dans le canal par l'antenne de relais.

Arrivé au comparateur, étage dans lequel des valeurs minimales ou seuils y sont fixées pour des fins de comparaison, le signal y est examiné en se référant aux informations gardées en mémoire dans la base de données au niveau de l'étage de détection. Et en ce moment, deux cas sont possibles :

1. Si après comparaison le signal reste identique à celui initialement transmis ou alors garde un niveau préalablement jugé correct, alors là il n'y a pas de correction à faire et il est juste acheminé vers Rx;
2. Par contre, si après comparaison le signal est différent de celui transmis, il est alors corrigé avant son acheminement vers Rx. Dans ce cas, on aura réussi à recevoir un signal avec toutes ses caractéristiques initiales après l'avoir reproduit tel qu'il a été transmis au départ.

Les figures 3.8 et 3.9 résument son fonctionnement.

¹ Faire une bonne provision en budget (Puissance ou 'link budget') nécessaire à notre système.

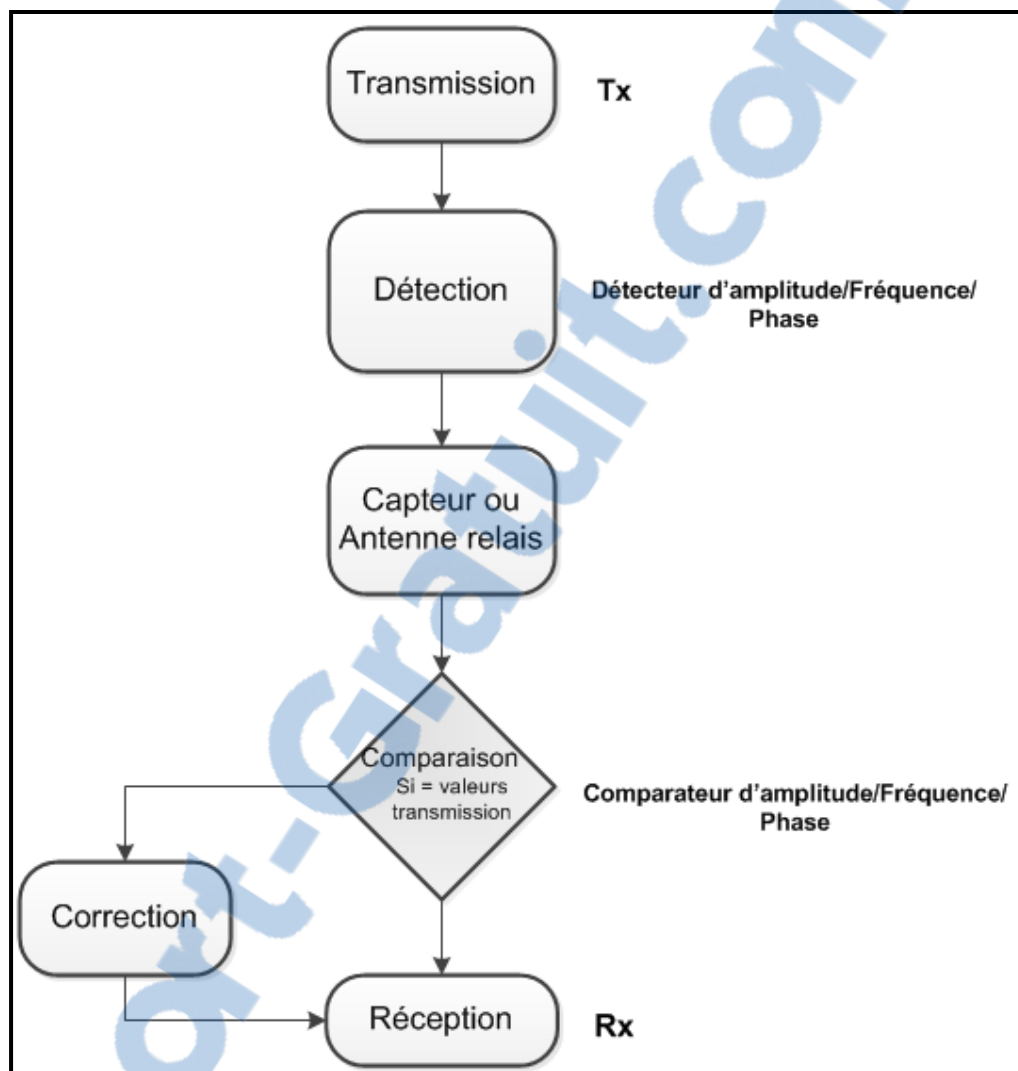


Figure 3.8 Algorithme pour la solution proposée

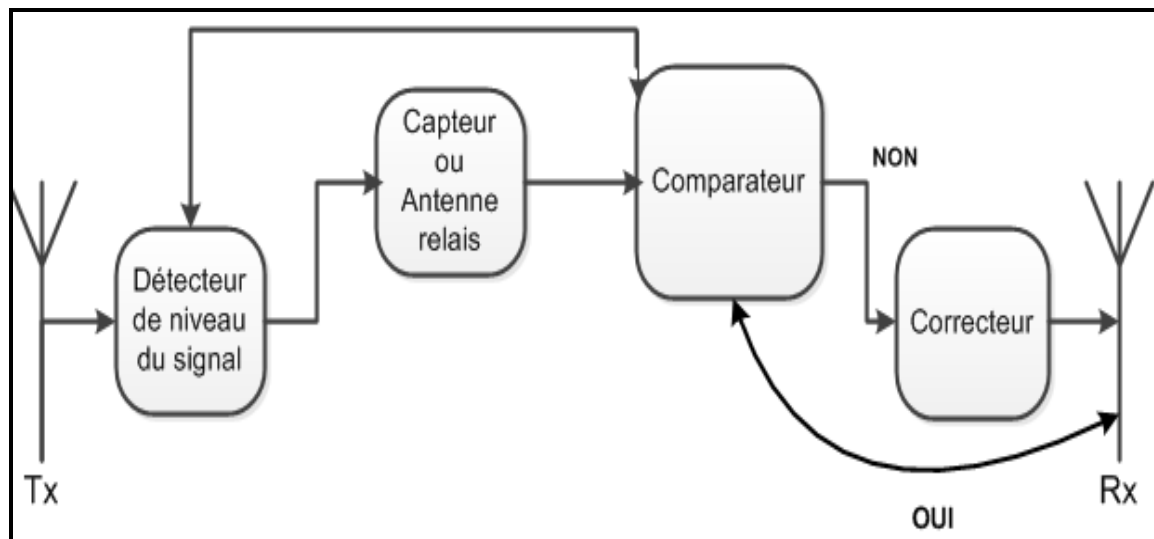


Figure 3.9 Récapitulatif de la solution proposée

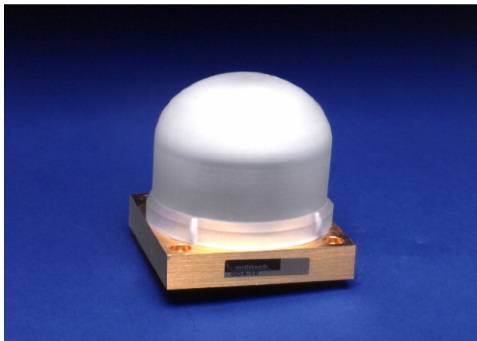
ANNEXE I

LES ANTENNES



SERIES ODA

OMNIDIRECTIONAL ANTENNA



FEATURES:

- Full azimuth coverage
- Vertical polarization
- Includes protective radome

APPLICATIONS:

- Communication links
- EW/ELINT
- IFF transponders

DESCRIPTION

The Millitech series ODA omnidirectional antenna contains either a half wave or quarter wave dipole and an integral radome. It provides complete 360° coverage in the azimuth, and operates over a 5% bandwidth around the center frequency in the 18 to 140 GHz range.

Interface to the antenna is through an appropriate waveguide. The beam peak in elevation is normally centered slightly above the horizon with a gain of approximately 3 dBi.

Series ODA antennas are ideally suited for many critical applications such as IFF transponders and EW/ESM receivers requiring omnidirectional coverage. The antenna also incorporates a compact protective radome, which can be designed to provide higher gain if needed.

HOW TO ORDER

Specify Model Number
ODA-XX-AA000

XX = Waveguide Band

WR – number (WR-28 through WR-10 only)

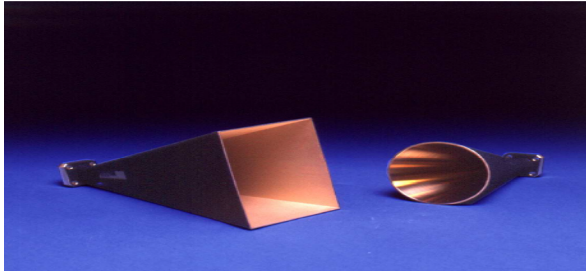
AA = Center Frequency (in GHz)

please specify

Figure-A I-1 Antenne Omnidirectionnelle



**SERIES SGH
STANDARD GAIN CONICAL AND PYRAMIDAL HORNS**



FEATURES:

- Low VSWR
- Lightweight
- Low cost

APPLICATIONS:

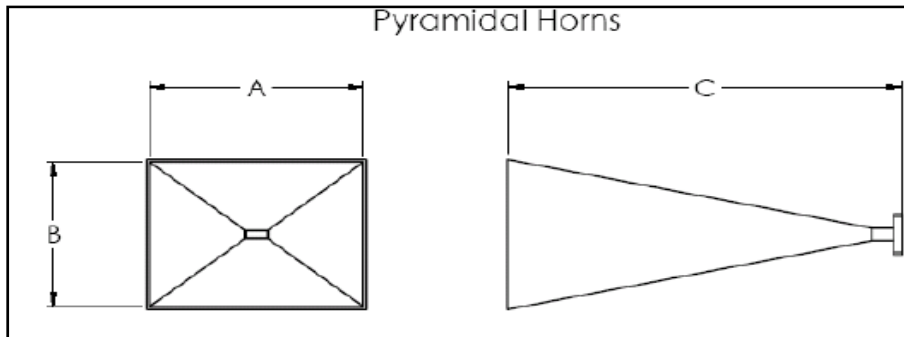
- Antenna measurements
- Feeds for prime focus and Cassegrain antennas
- Array elements

ELECTRICAL SPECIFICATIONS*

Pyramidal Horns												
Model Number	SGH-42	SGH-28	SGH-22	SGH-19	SGH-15	SGH-12	SGH-10	SGH-08	SGH-06	SGH-05	SGH-04	SGH-03
Frequency band and range (GHz)	K 18-26.5	Ka 26.5-40	Q 33-50	U 40-60	V 50-75	E 60-90	W 75-110	F 90-140	D 110-170	G 140-220	- 170-260	- 220-325
Gain (dB)	24	24	24	24	24	24	24	24	24	24	24	24
VSWR	1.2:1	1.2:1	1.2:1	1.2:1	1.2:1	1.2:1	1.2:1	1.25:1	1.25:1	1.25:1	1.25:1	1.25:1
Conical Horns												
Gain (dB)	21	21	21	21	21	21	21	21	21	21	21	21
VSWR	1.2:1	1.2:1	1.2:1	1.2:1	1.2:1	1.2:1	1.2:1	1.25:1	1.25:1	1.25:1	1.25:1	1.25:1

*All specifications listed are typical values.

OUTLINE DRAWINGS*



*The outlines shown may not reflect the latest information. Please contact Millitech for current outline drawings.

Figure-A I-2 Antenne directive « Horn antenna »

ANNEXE II

LES AMPLIFICATEURS

CERNEX, Inc.

Broadband Medium Power Amplifiers

FEATURES:

- ❖ Coverage From 0.5 to 65.0 GHz (Octave/Multi octave)
- ❖ Up to 2 Watt Output Power (@1dB Compression Point)
- ❖ Compact/Rugged Thin-Film Construction
- ❖ Economically Priced

APPLICATIONS:

- ❖ General High Power Laboratory RF Sources.
- ❖ Output Amplifiers in test Equipment (ATE & AGE)
- ❖ Driver Amplifiers in RF Distribution Intermediate Power Amplifiers (IPA) in High Power Chains.



CBM Series

DESCRIPTION:

Cernex's **CBM series** amplifiers are designed for use in a wide range of general purpose applications such as laboratory test equipment, instrumentation and other applications requiring moderate power output. Reliable operation is achieved using rugged stripline circuit construction with selected GaAs FET devices.

SPECIFICATIONS:

Model Number	Frequency Range (GHz)	Gain (dB) Min.	SS Flatness (+/-dB) Max.	NF (dB) Max.	P1dB (dBm) Min.	VSWR In/Out Max.	Current @ 12 VDC (mA) Typ.	Case Type
CBM57653015	57-65	30	3.50	7	15	2:1	300	I

Figure-A II-1 Amplificateur de puissance « *Power Amplifier* » (P.A)

CERNEX, Inc.

Broadband Low Noise Amplifiers

FEATURES:

- ❖ Coverage From 0.01 to 110.0 GHz (Octave/Multioctave)
- ❖ Noise Figure As Low As 1.5 dB
- ❖ Wide Dynamic Range
- ❖ Compact/Rugged Thin-Film Construction
- ❖ Economically Priced



DESCRIPTION:

CBL Series


Cernex's CBL series are general purpose amplifiers suitable for a wide range of applications in commercial and military systems where low to high gain block amplifiers are required. CBL series are compact, rugged, and may be designed into commercial and military systems where stringent environments are encountered.

SPECIFICATIONS:

Model Number	Frequency Range (GHz)	Gain (dB) Min.	SS Flatness (+/-dB) Max.	NF (dB) Max.	P1dB (dBm) Min.	VSWR In/Out Max.	Current @ 12-15 VDC (mA) Typ.	Case Type
CBL57653055	57-65	30	2.50	5.5	9	2:1	180	MV2

Figure-A II-2 Amplificateur à faible bruit « Low Noise Amplifier » (LNA)

Amplifier Products



Millimeter-Wave Low Noise Amplifiers
QLN

Ordering Information

Model Number **QLN** - **AB CD EF GH IJ - K**

center frequency in GHz
(A0 = 100 GHz; A1 = 101 GHz; B1 = 111 GHz, etc.)


bandwidth in GHz up to 4 GHz

noise figure, in tenths of dB
(example: EF = 32 for noise figure = 3.2 dB)

options (see page 39)

outline designation (see pages 40-45)

gain, in dB



Characteristics

- ◆ Offered Over 18-104 GHz Range
- ◆ State-of-the-art Low Noise Performance
- ◆ Wide Selection of Gain and Noise Figures
- ◆ Low Power Consumption

Product Description

QuinStar Technology's series QLN low noise amplifiers utilize advanced MMICs and discrete devices for state-of-the-art low noise performance in the 18-104 GHz frequency range. These amplifiers operate over up to 4 GHz bandwidth at most frequency ranges of commercial or military interest. Wide range of noise figures and gains are offered over each frequency interval.

The standard amplifier housing offers a wide range and combinations of input and output coaxial connectors or waveguide ports. For 18 to 40 GHz amplifiers, we offer 2.9 mm coaxial connectors, and 2.4 mm for 40-50 GHz and 1.9 mm connector for frequencies beyond. Appropriate waveguide input and/or output ports are offered for the entire range from 18 to 104 GHz. Any valid combination of coaxial and waveguide input and output ports can be supplied, if desired. Integral waveguide isolators are also available for improved input and output matches. A wide range of optional features is available for these amplifiers. Please see page 39 for details of these options.

Specifications

Model Number	Frequency Range (GHz)	Noise Figure (dB)	Gain (dB)	Gain Flatness (±dB)	Current (mA) max.	Outline (pages 40-45)
QLN ABCD4527	42-46	4.5	27	1.75	200	J,G,L,S
QLN ABCD4537	42-46	4.5	37	2	250	J,G,L,S
QLN ABCD4520	46-50	4.5	20	2	180	J,F,G,L,S
QLN ABCD4530	46-50	4.5	30	2.1	250	J,G,L,S
QLN ABCD4540	46-50	4.5	40	2.2	300	J,G,L,S
QLN ABCD4520	50-54	4.5	20	2	100	P1,G
QLN ABCD4530	50-54	4.5	30	2.1	250	P1,G
QLN ABCD4540	50-54	4.5	40	2.2	300	P1,G
QLN ABCD4518	54-58	4.5	18	1.5	100	P1,G
QLN ABCD4536	54-58	4.5	36	2	180	P1,G,I2
QLN ABCD4518	58-62	4.5	18	1.5	100	P1,I1
QLN ABCD4536	58-62	4.5	36	2	180	P1,I2
QLN ABCD4518	62-66	4.5	18	1.5	100	P1,I1
QLN ABCD4536	62-66	4.5	36	2	180	P1,I2
QLN ABCD4518	66-70	4.5	18	1.5	100	P1,I1
QLN ABCD4536	66-70	4.5	36	2	180	P1,I2
QLN ABCD4518	70-74	4.5	18	1.5	100	P1,I1

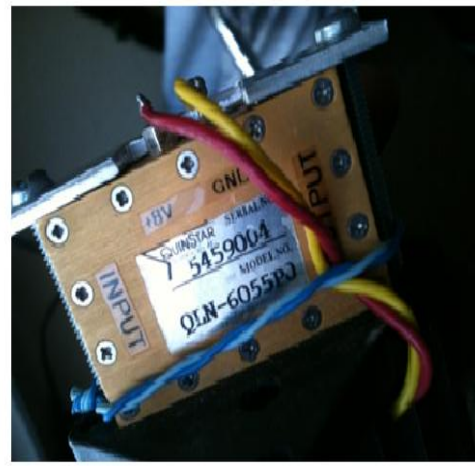
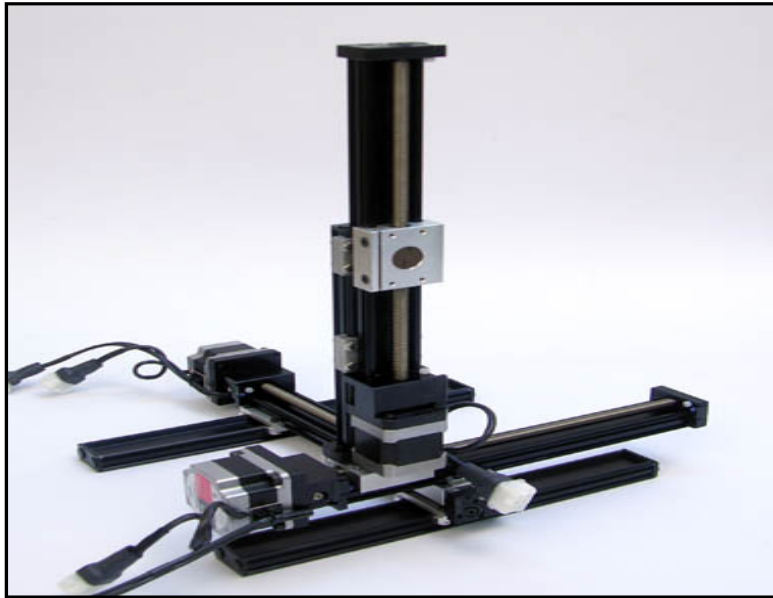


Figure-A II-3 Deuxième LNA (cascadé au 1^{er} LNA)

ANNEXE III

LA TABLE VELMEX / LE VNA

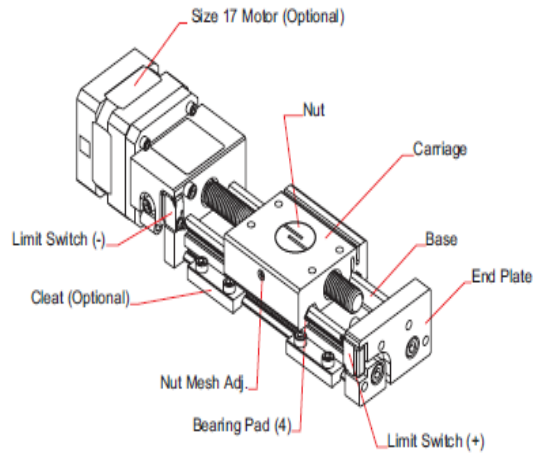


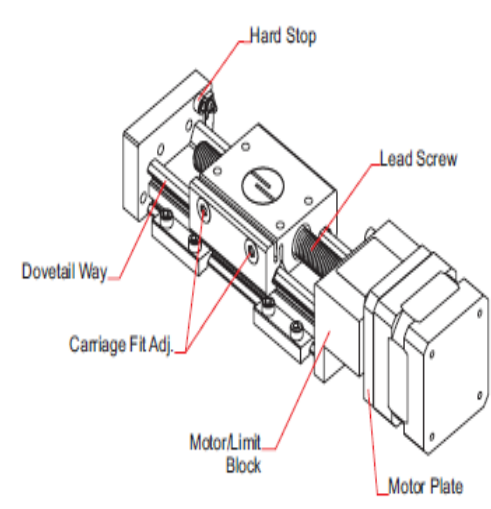
XSLIDE™ Slide Assembly



FEATURES

- 48mm x 31mm Cross Section
- Low Cost
- High Precision
- Smooth PTFE Bearings
- Directly Combinable for Multi-Axis
- Impact Tolerant
- Corrosion Resistant
- Long Life Anodized Ways
- Integrated Limit Switches
- 7 Lead Screw Pitches
- NEMA 17 or 23 Motor Mounting



<p>DESCRIPTION</p> <p>The XSlide™ slide assembly is a new compact positioning slide with high capability and more standard features.</p> <p>The design is based on the Velmex BiSlide® assembly for smaller loads. Borrowed from the BiSlide design are the dovetail ways, cleat mounting, and the aluminum/steel/polymer bearing construction.</p> <p>The 45 degree opposing dovetail ways on both the BiSlide and XSlide assemblies provide the highest rigidity for their size compared to other dovetail designs.</p> <p>The XSlide has two unique adjustment features not previously available. Both the carriage fit and the leadscrew/nut mesh adjustments are accessible from the sides. All fine tuning/wear compensation can be easily accomplished without removing a payload from the carriage.</p>	 <p style="text-align: right;">1-2 www.velmex.com</p>
<p>800-642-6446 1-1</p>	<p>1-2 www.velmex.com</p>

ORDERING INFORMATION


X N 1 0 - 0 0 4 0 - E 0 1 - 7 1

<p>Cross Section X</p>	<p>Design 10=1inch</p>	<table border="1" style="margin: auto; border-collapse: collapse;"> <thead> <tr> <th>Lead Screw</th> <th>Advance/Turn</th> </tr> </thead> <tbody> <tr><td>Blank</td><td>None</td></tr> <tr><td>M01</td><td>1.00 mm</td></tr> <tr><td>M02</td><td>2.00 mm</td></tr> <tr><td>E25</td><td>0.025 inches</td></tr> <tr><td>E50</td><td>0.050 inches</td></tr> <tr><td>E01</td><td>0.10 inches</td></tr> <tr><td>E02</td><td>0.20 inches</td></tr> <tr><td>E04</td><td>0.40 inches</td></tr> </tbody> </table>	Lead Screw	Advance/Turn	Blank	None	M01	1.00 mm	M02	2.00 mm	E25	0.025 inches	E50	0.050 inches	E01	0.10 inches	E02	0.20 inches	E04	0.40 inches	<p>Options</p> <p>Mounting Blank = None 11=Basic Knob 70=NEMA 17 Motor Mount 71=NEMA 17 Mount & Lmt Swts 20=NEMA 23 Motor Mount 21=NEMA 23 Mount & Lmt Swts</p>
Lead Screw	Advance/Turn																				
Blank	None																				
M01	1.00 mm																				
M02	2.00 mm																				
E25	0.025 inches																				
E50	0.050 inches																				
E01	0.10 inches																				
E02	0.20 inches																				
E04	0.40 inches																				

Version
N=Nut/Screw Drive
F=Free Sliding

Design Travel (Tenths of Inches)
Standard travel lengths (Inches):
2,4,6,8,12,18,24,30
Other travels available: Screw Drive to 60", Free Sliding to 120"

XSLIDE™ Slide Assembly



SPECIFICATIONS

Coefficient of Sliding Friction: 0.09
 Cantilevered Loads: Equivalent center load= (dxF) + F
 d= distance from center (inches)
 F= Load (lbs)

Minimum Motor Torque required: 25 in-oz
 Repeatability (short term): 0.0001" (0.0025mm)
 Straight Line Accuracy: 0.001"/10" (0.025mm/25cm)
 Screw Lead Accuracy: 0.003"/10" (0.076mm/25cm)
 Optional 0.0015"/10" available

Operating Temperature: 0 to 180° F (-18 to 82° C)
 (Optional materials for wider temperature ranges available)

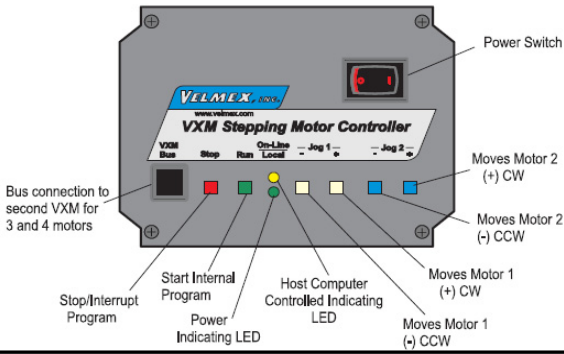
Materials
 Base, Carriage, Cleats, Ends: Hard alloy aluminum
 Lead Screw: Nickel plated Steel or 303 SS
 Lead Screw Nut: Delrin AF
 Lead Screw Coupling: Steel

Figure-A III-1 La table ‘Velmex’ (axes XYZ)

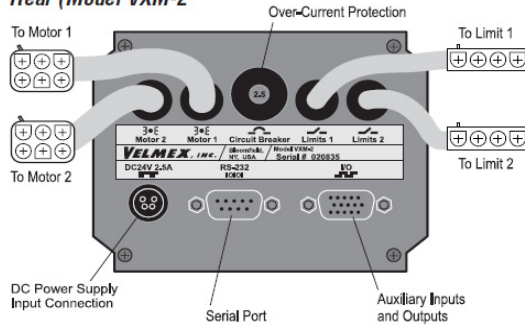


External Features

Front (Model VXM-2)

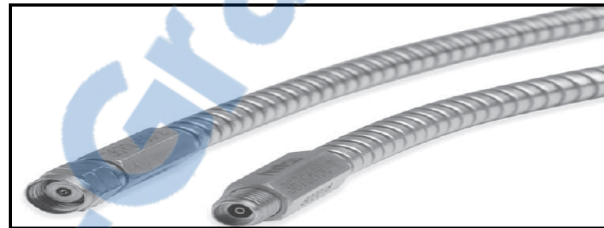


Rear (Model VXM-2)



<p>RS-232 Port</p> <p>9DSUB Socket</p>	<table border="0"> <tr><th>Pin No.</th><th>Name</th></tr> <tr><td>1</td><td>No Connection</td></tr> <tr><td>2</td><td>Tx</td></tr> <tr><td>3</td><td>Rx</td></tr> <tr><td>4</td><td>Gnd</td></tr> <tr><td>5</td><td></td></tr> <tr><td>6</td><td></td></tr> <tr><td>7</td><td></td></tr> <tr><td>8</td><td></td></tr> <tr><td>9</td><td>No Connection</td></tr> </table>	Pin No.	Name	1	No Connection	2	Tx	3	Rx	4	Gnd	5		6		7		8		9	No Connection	<p>Auxiliary I/O Connection</p> <p>15DSUBHD Socket</p>	<table border="0"> <tr><th>Pin No.</th><th>Name</th></tr> <tr><td>1</td><td>0V (Common Ground)</td></tr> <tr><td>2</td><td>+5V Output</td></tr> <tr><td>3</td><td>Ain (Analog in)</td></tr> <tr><td>4</td><td>Run Input</td></tr> <tr><td>5</td><td>I1 (Input 1)</td></tr> <tr><td>6</td><td>I2 (Input 2)</td></tr> <tr><td>7</td><td>I3 (Input 3)</td></tr> <tr><td>8</td><td>I4 (Input 4)</td></tr> <tr><td>9</td><td>0V (Common Ground)</td></tr> <tr><td>10</td><td>J1- (Jog Mtr 1 Negative)</td></tr> <tr><td>11</td><td>J1+ (Jog Mtr 1 Positive)</td></tr> <tr><td>12</td><td>J2- (Jog Mtr 2 Negative)</td></tr> <tr><td>13</td><td>J2+ (Jog Mtr 2 Positive)</td></tr> <tr><td>14</td><td>O1 (Output 1)</td></tr> <tr><td>15</td><td>O2 (Output 2)</td></tr> </table>	Pin No.	Name	1	0V (Common Ground)	2	+5V Output	3	Ain (Analog in)	4	Run Input	5	I1 (Input 1)	6	I2 (Input 2)	7	I3 (Input 3)	8	I4 (Input 4)	9	0V (Common Ground)	10	J1- (Jog Mtr 1 Negative)	11	J1+ (Jog Mtr 1 Positive)	12	J2- (Jog Mtr 2 Negative)	13	J2+ (Jog Mtr 2 Positive)	14	O1 (Output 1)	15	O2 (Output 2)
Pin No.	Name																																																						
1	No Connection																																																						
2	Tx																																																						
3	Rx																																																						
4	Gnd																																																						
5																																																							
6																																																							
7																																																							
8																																																							
9	No Connection																																																						
Pin No.	Name																																																						
1	0V (Common Ground)																																																						
2	+5V Output																																																						
3	Ain (Analog in)																																																						
4	Run Input																																																						
5	I1 (Input 1)																																																						
6	I2 (Input 2)																																																						
7	I3 (Input 3)																																																						
8	I4 (Input 4)																																																						
9	0V (Common Ground)																																																						
10	J1- (Jog Mtr 1 Negative)																																																						
11	J1+ (Jog Mtr 1 Positive)																																																						
12	J2- (Jog Mtr 2 Negative)																																																						
13	J2+ (Jog Mtr 2 Positive)																																																						
14	O1 (Output 1)																																																						
15	O2 (Output 2)																																																						
<p>VXM Motor Cable Connector</p> <p>AMP MATE-N-LOK 1-480704-0 (mates with: 1-480705-0 on Motor)</p>	<table border="0"> <tr><th>Pin No.</th><th>Motor</th></tr> <tr><td>1</td><td>BC</td></tr> <tr><td>2</td><td>B2</td></tr> <tr><td>3</td><td>AC</td></tr> <tr><td>4</td><td>A2</td></tr> <tr><td>5</td><td>A1</td></tr> <tr><td>6</td><td>B1</td></tr> </table> <p>Step Motor</p> <p>A1 AC A2</p> <p>B1 BC B2</p>	Pin No.	Motor	1	BC	2	B2	3	AC	4	A2	5	A1	6	B1	<p>VXM Limit Cable Connector</p> <p>AMP MATE-N-LOK 1-480702-0 (mates with: 1-480703-0)</p>	<table border="0"> <tr><th>Pin No.</th><th>Motor</th></tr> <tr><td>1, 4</td><td>Common</td></tr> <tr><td>2</td><td>CCW (-)</td></tr> <tr><td>3</td><td>CW (+)</td></tr> </table>	Pin No.	Motor	1, 4	Common	2	CCW (-)	3	CW (+)																														
Pin No.	Motor																																																						
1	BC																																																						
2	B2																																																						
3	AC																																																						
4	A2																																																						
5	A1																																																						
6	B1																																																						
Pin No.	Motor																																																						
1, 4	Common																																																						
2	CCW (-)																																																						
3	CW (+)																																																						

Figure-A III-2 « VXM motor controller »



Câbles de calibration manuelle

Specifications

MS4645A & MS4647A, 50 & 70 GHz Models, System Dynamic Range (dB)					
Frequency Range	at Ports 1 or 2			at b1 or b2	
	Standard	Option 051	Option 061 ^a or 062	Option 051	Option 061 ^a or 062
0.07 to 0.3 MHz	85	83	81	114	112
0.3 to 2 MHz	102	100	98	126	124
2 to 10 MHz	115	113	111	134	132
0.01 to 2.5 GHz	122	119	114	140	135
2.5 to 5 GHz	116	112	106	127	121
5 to 20 GHz	115	111	105	126	120
20 to 38 GHz	116	111	105	126	120
38 to 50 GHz	115	109	104	124	119
50 to 65 GHz	107	101	97	116	112
65 to 67 GHz	103	97	91	112	106
67 to 70 GHz	100	91	84	106	99

a. The Option 061 Dynamic Range reported in this column applies for S_{21} measurements. For S_{12} Dynamic Range, use the figures from the Option 051 column.

Dimensions	Without rack mount option.
Height	267 mm body (6u) 286 mm between feet outer edges
Width	426 mm body 457 mm between feet outer edges 487 mm between front panel handles outer edges
Depth	502 mm body 591 mm between handle and foot outer edges
Weight	< 28 kg (< 60 lbs), Typical weight for a fully-loaded MS4647A VNA
Environmental – Operating	
Specification	Conforms to MIL-PRF-28800F (class 3)
Temperature Range	0 °C to +50 °C without error codes. Except for 'unleveled' error messages that may occur at the extreme edges of the temperature range.
Relative Humidity	5 % to 95 % at +40 °C, Non-condensing
Altitude	4,600 m (15,000 feet)
Environmental – Non-Operating	
Temperature Range	-40 °C to +75 °C
Relative Humidity	0 % to 90 % at +65 °C, Non-condensing
Altitude	15,200 m (49,000 feet)
EMI	Meets the emissions and immunity requirements of: EN55011/1991 Class A/CISPR-11 Class A EN50082-1/1993 IEC 801-2/1984 (4 kV CD, 8 kV AD) IEC 1000-4-3/1995 (3 V/m, 80-1000 MHz) IEC 801-4/1988 (500 V SL, 1000 V PL) IEC 1000-4-5/1995 (2 kV L-E, 1 kV L-L)

Figure-A III-3 ANALYSEUR DE RESEAU (ANRITSU MS-4647-A)

LISTE DE RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES

- Shah, Tariq., Mohamad. Elkhalel, Birahima. Ndiaye, Chahé. Nerguizian, Charles. Despins, Sofiène. Affès, Paul. Fortier and Nahi. Kandil (Mars, 2014). "Polarimetric Measurements and Characterization of 60 GHz Wireless Channel in an Underground Mine". IEEE Journal Antennas and Propagation. pp.1-12.
- Benzakour, A. (2005). Caractérisation à bande large d'un canal minier souterrain à 2,4 GHz et à 5,8 GHz. Mémoire de maîtrise en Télécommunications, INRS-EMT.
- Boutin, M. (2005). « Modélisation statistique de la propagation radio dans une mine Souterraine à 2,4 et 5,8 GHz ». Mémoire de maîtrise en télécommunications, Montréal, INRS-EMT.
- Boutin, M., A. Benzakour, C. L. Despins and S. Affès (2008). "Radio wave characterization and modeling in underground mine Tunnels." IEEE Transactions on Antennas and Propagation. Vol 56. pp.540-549.
- Chanez, L., N. Hakem and G. Y. Delisle (2012). « Characterization of the 60 GHz channel in Underground mining environment ».
- Chong, C.-C. and S.-K. Yong (2005). "A Generic Statistical-Based UWB Channel Model for High-Rise Apartments." IEEE Transactions on Antennas and Propagation. Vol 53. pp.2389-2399.
- Dabin, J. A., A. M. Haimovich and H. Grebel (2006). "A statistical ultra wideband indoor Channel model and the effects of antenna directivity on path loss and multipath propagation." IEEE Journal on Selected Areas in Communications. Vol.24. pp.752-758.
- Ganesh, R. and K. Pahlavan (1991). "Statistical modelling and computer simulation of indoor radio channel." IEE Proceedings. Vol 138. pp.153-161.
- Geng, S., J. Kivinen and P. Vainikainen (2005). "Propagation characterization of Wideband indoor radio channels at 60 GHz." IEEE International Symposium on Microwave, Antenna, Propagation and EMC Technologies for Wireless Communications Proceedings. Vol.1. pp.314-317.
- Hammoudeh, A. and D. Scammell (2004). "Frequency domain characterization of LOS non fading indoor wireless LAN channel employing frequency and polarization diversity in the 63.4 – 65.4 GHz band." IEEE Transactions on Vehicular Technology. Vol 53. pp.1176-1189.

- Hashemi, H. (1993). "The indoor radio propagation channel." In Proceedings of the IEEE. Vol 81. pp.943-968.
- Hashemi, H. and D. Tholl (1992). "Analysis of the RMS delay spread of indoor radio propagation channels." ICC.
- Lienard, M. and P. Degauque (2000). "Natural wave propagation in mine environments." IEEE Transactions on Antennas and Propagation. Vol 48. pp.1326-1339.
- Mabrouk, I. B. (2012). « Caractérisation d'un canal minier à 60 GHz utilisant un Système MIMO ». Thèse de doctorat en Informatique: Outaouais, Université du Québec en Outaouais.
- Manoja, D. W., J. Peak and T. Schwengler (2008). "A statistical radio range model for a robot MANET in a subterranean mine." IEEE Transactions on Vehicular Technology. Vol 57. pp.2658-2666.
- Mohana, H. (2011). Réseautage dans les réseaux sans fil : notes du cours Supplémentaires MGR-870. Programme de Maîtrise en génie des réseaux de Télécommunications. Montréal : École de Technologie Supérieure.
- Nerguizian, C. (2003). « Radiolocalisation en milieu minier souterrain ». Thèse de Doctorat en Télécommunications, Montréal, INRS-EMT.
- Nerguizian, C., C. L. Despins, S. Affès and M. Djadel (2005). "Radio channel characterization of an underground mine at 2,4 GHz." IEEE Transactions on Wireless Communications. Vol 4. pp.2441-2453.
- Pahlavan, K. and A. H. Levesque (1995). Wireless information networks. New York, Wiley.
- Parsons, J. D. and Knovel (firme) (2000). The mobile radio propagation channel [ressource électronique]. Chichester ; New York, J. Wiley.
- Rappaport, T. S. (1989). "Characterization of UHF multipath radio channels in factory buildings." IEEE Transactions on Antennas and Propagation. Vol 37. pp.1058-1069.
- Rappaport, T. S. (2002). Wireless communications : principles and practice. Upper Saddle River, N.J., Prentice Hall PTR.
- RessourcesNaturellesCanada (2011). Annuaire des minéraux du Canada Secteur des minéraux et des métaux.
- Rissafi, Y. (2007). « Caractérisation d'un canal minier souterrain Ultra-large Bande (3GHz-10GHz) ». Mémoire de maîtrise en Informatique, Outaouais, Université du Québec en Outaouais.

- Rissafi, Y., L. Talbi and G. Mohamad (2012). "Experimental characterization of an UWB propagation channel in underground mines." *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. Vol 60. pp.240-246.
- Saleh, A. A. M. and R. Valenzuela (1987). "A statistical model for indoor multipath propagation." *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*. Vol5. pp.128-137.
- Salous, S. and V. Hinostroza (2005). « Wideband indoor frequency agile channel sounder and measurements ».
- Shafi, M., S. Ogoose and T. Hattori (2002). *Wireless communications in the 21st century*. Piscataway, N.J. New York, N.Y., IEEE Press J. Wiley and Sons.
- Smulders, P. F. M. (2009). "Statistical Characterization of 60-GHz Indoor Radio Channels." *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. Vol 57. pp. 2820-2829.
- Smulders, P. F. M. and L. M. Correia (1997). "Characterisation of propagation in 60 GHz radio channels." *Electronics & Communication Engineering Journal*. pp.73-80.
- Sorin, D. and G. K. Emmanuel (1989). "Narrow-band interference rejection using real-time Fourier transforms." *IEEE Transactions on Communications*. Vol 37. pp.713-722.
- Yarkan, S., G. Sabih, A. Hüseyin and M. Robin.R (2009). "Underground mine communications: a survey." *IEEE Communications Surveys & Tutorals*. Vol 11. pp.125-142.
- Yong, S.-K., A. V. Garcia and P. Xia (2011). *60 GHz technology for Gbps WLAN and WPAN : from theory to practice*. Chichester, West Sussex ; [Hoboken, NJ], Wiley.
- Zaghloul, H., G. Morrison, D. Tholl, R. J. Davies and S. Kazeminejad (1990). "Frequency response measurements of the indoor channel." pp.267-272.
- Zhang, Y. P., G. X. Zheng and J. H. Sheng (2001). "Radio propagation at 900 MHz in Underground coal mines." *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. Vol 49. pp.757-762.