

MOHAMAD ELKHALED

Évaluation de la capacité du canal UWB minier

Mémoire présenté
à la Faculté des études supérieures de l'Université de Québec en
Abitibi-Témiscamingue
dans le cadre du programme de maîtrise en ingénierie
pour l'obtention du grade de Maître en ingénierie (M.I.)

FACULTÉ DES SCIENCES ET DE GÉNIE
UNIVERSITÉ DE QUÉBEC EN ABITIBI-TÉMISCAMINGUE
QUÉBEC

JUIN 2011



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

Mise en garde

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

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

Résumé

La capacité du canal permet de caractériser les performances maximales d'un canal de transmission, le nombre maximal de bits susceptible d'être transmis par seconde. Pour un canal donné, l'UWB peut garantir un grand débit pour la transmission de données.

Le canal de transmission UWB est généralement un canal à trajets multiples, surtout pour les applications à l'intérieur. Aussi, la réponse de ce canal est sélective dans le domaine fréquentiel. Pour étudier la capacité de n'importe quel canal il faut d'abord le caractériser et le modéliser. Dans notre recherche, on va se baser sur les mesures faites par Chehri et Fortier dans la mine CANMET à Val-d'Or qui est située à 500 km au nord de Montréal, Canada. Ces mesures montrent que la distribution Nakagami donne un bon ajustement pour l'amplitude du signal reçue à petit échelle.

La formule classique de la capacité de Shannon est obtenue pour les canaux ayant des réponses fréquentielles plates. Cette formule ne s'applique pas directement dans notre modèle de canal. Pour utiliser la formule classique de la capacité de Shannon, nous devons d'abord diviser la bande de fréquences en un nombre très grand (théoriquement infini) de petites bandes, considérées comme des sous-canaux à réponse plates dans le domaine fréquentiel. Ensuite, on peut appliquer une distribution optimale de puissance maximisant la capacité pour une puissance d'émission totale limitée. Cette méthode est connue sous le nom de "waterfilling".

Les travaux antérieurs sur l'évaluation de la capacité du canal UWB en externe (outdoor) n'ont pas tenu compte des évanouissements du canal, et en interne (indoor), le cas d'un milieu UWB minier n'a pas encore été abordé. Dans ce mémoire de maîtrise on s'est particulièrement intéressé au problème d'évaluation de la capacité du canal UWB minier. En utilisant la méthode "waterfilling" on a calculé la capacité d'un canal UWB

minier d'une manière optimale en tenant compte des caractéristiques d'évanouissement du canal. Les résultats obtenus prouvent la pertinence de la méthode "waterfilling" dans ces type des canaux; cette méthode donne une amélioration importante de la capacité, d'un facteur entre 1.1 à 1.22 fois plus grand que la capacité uniforme lorsque le SNR < 40 dB. Lorsque le SNR > 40 dB, la capacité optimale et la capacité uniforme convergent, et on remarque que les deux méthodes donnent les mêmes résultats lorsque le rapport signal sur bruit est grand (> 80 dB).

Abstract

Capacity plays an important role in characterizing the maximum performance for channel transmission by providing the maximum number of bits that can be transmitted per second. Furthermore, for a given channel, a large rate for data transmission can be guaranteed using UWB modulation.

In fact, the UWB transmission channel is generally a multipath channel especially for indoor applications. Thus, the channel response is selective in the frequency domain. To be able to study the capacity of any channel, it should be characterized and modeled. In this research, we depend on the measures taken by Chehri and Fortier in the CANMET mine in Val-d'Or, located 500 km north of Montreal, Canada. These measurements show that the Nakagami distribution gives a good adjustment for the amplitude of the signal received at a small scale.

Indeed, the classical formula for the Shannon capacity is used for flat channels. Thus, we can first divide the whole frequency band into many small bands, in which the sub-channel can be considered frequency-flat. After that, we can apply an optimal distribution of power to maximize the capacity of total transmission over limited power ; this method is known as "waterfilling".

Previous works on the evaluation of UWB channel capacity considered the external (outdoor) case, however, they did not consider the fading channel. Also, the internal (indoor) studies did not discuss the case of the mining channel. In this thesis, we paid particular attention to the problem of evaluating the UWB channel in the mine. By using the "waterfilling" method, we calculated the capacity of a UWB channel mining optimally, taking into account the characteristics of the fading channel. The results demonstrate the relevance of the "waterfilling" method in these types of channels. We show that, when the transmitted signal-to-noise ratio (SNR) is lower than 40 dB, using

optimal power spectrum allocation at the transmitter side can increase transmission rate compared to the uniform power spectrum allocation scheme. Whereas, when the transmitted SNR is higher than 80 dB, the benefit of optimal power spectrum allocation is very limited.

Remerciements

Je tiens tout d'abord à remercier vivement mon directeur de recherche, le professeur Nahi Kandil, pour son support financier et sa méthodologie de travail. Merci de m'avoir fait l'honneur d'accepter de diriger mes travaux et permis de découvrir le « monde de la recherche ».

Je tiens à remercier infiniment mon codirecteur de recherche, le professeur Paul Fortier pour m'avoir accueilli et guidé au sein du Laboratoire de Radiocommunications et de Traitement du Signal (LRTS) à l'université Laval. Je le remercie particulièrement pour son aide dans la révision de mon mémoire et ses conseils dans certains aspects techniques de mon projet.

J'adresse ensuite mes remerciements à tous les étudiants du laboratoire de recherche Télébec en communications souterraines de l'université du Québec en Abitibi-Témiscamingue et tout le corps enseignant et administratif qui ont fait en sorte que le cadre de travail soit instructif, propice et agréable durant ma première année de maîtrise.

Finalement je remercie spécialement tous les membres de ma famille pour la patience qu'ils m'ont accordée et les énormes sacrifices qu'ils ont faits pour que je sois là où je n'aurais jamais pu être sans eux.

Table des matières

Résumé	ii
Abstract	iv
Remerciement	vi
Table des matières	ix
Liste des tableaux	x
Liste des figures	xii
Glossaire des notations	xiii
Glossaire des abréviations	xiv
1 Introduction	1
1.1 Contexte et motivation de l'étude	1
1.2 La technologie ultra large bande	2
1.3 Objectif et plan du mémoire	5
2 Notions de la théorie de l'information	8
2.1 Cadre et historique de la théorie de l'information	8
2.2 Entropie	10
2.2.1 Surprise	10
2.2.2 Entropie d'une variable aléatoire	10
2.2.3 Entropie conjointe et entropie conditionnelle	12
2.3 Information mutuelle	13
2.4 Entropie et information mutuelle différentielles	15
2.4.1 Entropie différentielle d'une source continue	15
2.4.2 Entropie différentielle d'une source gaussienne	15
2.5 Capacité des canaux avec mémoire	16
2.5.1 Capacité du canal additif gaussien	18

3	Le canal de propagation UWB	19
3.1	Introduction	19
3.2	Propagation en espace libre	20
3.3	Variations à petite échelle	22
3.3.1	La propagation par trajets multiples	23
3.3.2	Dégradation principales de la propagation	25
3.3.3	Le phénomène d'évanouissement	26
3.3.4	La dispersion fréquentielle (Doppler spread)	27
3.3.5	La dispersion temporelle (delay spread)	28
3.3.6	Types d'évanouissements	29
3.3.7	Distributions statistiques d'amplitude de signal reçu par un trajet multiple	31
3.4	Modélisation du canal de propagation	34
3.5	Caractéristiques du canal UWB minier	36
3.5.1	La dépendance entre l'affaiblissement et la fréquence et la distance.	38
3.5.2	La distribution de l'amplitude d'un canal à trajets multiples	38
3.5.3	La Dispersion temporelle	39
3.5.4	Les réponses fréquentielle et temporelle	40
4	Capacité du canal UWB	43
4.1	Introduction	43
4.2	Capacité d'un canal à trajets multiples avec une distribution Nakagami	44
4.2.1	Capacité d'un canal à évanouissement plat	45
4.3	Capacité du canal pour un système UWB	46
4.3.1	Modèle statistique pour un canal UWB à l'intérieur	46
4.3.2	Algorithme de waterfilling	48
4.3.3	Algorithme pour calculer la capacité pour un canal UWB à l'intérieur	52
5	Résultats et analyse	57
5.1	Introduction	57
5.2	Capacité du canal UWB à l'intérieur	58
5.3	Capacité du canal UWB dans le mine	61
5.4	Comparaison entre la capacité du canal UWB à l'intérieur et dans la mine	66
6	Conclusion générale	72
6.1	Introduction	72
6.2	Suggestions de travaux futurs	74
7	Annexe A	75
7.1	Formule de "Waterfilling" pour un canal UWB.	75

Liste des tableaux

1.1	La réglementation du système UWB à l'intérieur et à l'extérieur.	4
2.1	Relation entre l'entropie et l'information mutuelle.	14
3.1	Comparaison des distributions statistiques de l'amplitude des trajets multiples.	39
3.2	Retard moyen et valeur RMS de la dispersion temporelle en ns.	40
5.1	$\bar{\theta}$ dans les deux scénarios LOS et NLOS.	65
5.2	Capacités uniforme et optimale du canal UWB minier dans le cas LOS en bits/s.	68
5.3	Capacités uniforme et optimale du canal UWB minier dans le cas NLOS en bits/s.	69

Liste des figures

1.1	<i>Les principaux standards WLAN/WPAN : débit et portée maximale.</i>	3
1.2	<i>Photo d'une galerie minière.</i>	6
2.1	<i>Diagramme fondamental de la communication : Paradigme de Shannon.</i>	9
2.2	<i>L'entropie de l'exemple de la pièce.</i>	12
2.3	<i>Exemples de variables aléatoires conjointes : une source et un canal.</i>	12
2.4	<i>Relation entre l'entropie et l'information mutuelle.</i>	15
2.5	<i>Canal discret avec mémoire.</i>	17
3.1	<i>Exemple de propagation en espace libre.</i>	20
3.2	<i>Fluctuations de la puissance du signal reçu en fonction de la distance.</i>	22
3.3	<i>Principaux mécanismes de propagation à trajets multiples.</i>	24
3.4	<i>Dégradation principales de la propagation.</i>	25
3.5	<i>Décalage Doppler.</i>	27
3.6	<i>Dispersion temporelle.</i>	28
3.7	<i>Exemple d'un canal plat.</i>	29
3.8	<i>Exemple d'un canal sélectif en fréquence.</i>	30
3.9	<i>Types d'évanouissements subis par le signal dans un canal.</i>	31
3.10	<i>Diagramme de Bello.</i>	35
3.11	<i>Les trois environnements de mesures.</i>	37
3.12	<i>Réponse fréquentielle dans le cas LOS [18].</i>	41
3.13	<i>Réponse fréquentielle dans le cas NLOS [18].</i>	41
3.14	<i>Réponse temporelle dans les deux scénarios LOS et NLOS [18].</i>	42
4.1	<i>La sortie et la réponse fréquentielle du canal pour $L = 2$.</i>	48
4.2	<i>La sortie et la réponse fréquentielle du canal pour $L = 7$.</i>	49
4.3	<i>La sortie et la réponse fréquentielle du canal pour $L = 15$.</i>	50
4.4	<i>La sortie et la réponse fréquentielle du canal pour $L = 50$.</i>	51
4.5	<i>La sortie et la réponse fréquentielle du canal pour $L = 100$.</i>	52
4.6	<i>Un exemple de canaux gaussien parallèles et indépendants.</i>	53
4.7	<i>Exemple de répartition de puissance dans le WF ; water-level = v.</i>	54
4.8	<i>Algorithme pour calculer la capacité pour un canal UWB à l'intérieur.</i>	56
5.1	<i>Capacités du canal par la méthode uniforme en bits/s.</i>	59

5.2	<i>Décomposition du canal dans le cas $L = 2$.</i>	60
5.3	<i>Décomposition du canal dans le cas $L = 50$.</i>	61
5.4	<i>Capacités du canal par la méthode optimale en bits/s.</i>	62
5.5	<i>Rapport des capacités uniforme sur les capacités optimales.</i>	63
5.6	<i>La capacité uniforme du canal UWB minier dans les deux scénarios LOS et NLOS en bits/s.</i>	64
5.7	<i>Un exemple de décomposition de la réponse fréquentielles du canal UWB minier dans le cas LOS.</i>	66
5.8	<i>La capacité optimale du canal UWB minier dans les deux scénarios LOS et NLOS en bits/s.</i>	67
5.9	<i>Rapport de la capacité uniforme sur la capacité optimale dans les deux scénarios LOS et NLOS.</i>	68
5.10	<i>Rapport de la capacité uniforme sur la capacité optimale dans le cas où on a 6003, 3000, 1000, 500, 100 et 20 sous-bandes dans le scénarios LOS.</i>	69
5.11	<i>Rapport de la capacité uniforme sur la capacité optimale dans le cas où on a 6003, 3000, 1000, 500, 100 et 20 sous-bandes dans le scénarios NLOS.</i>	70
5.12	<i>Capacité uniforme pour le canal UWB à l'intérieur et pour un canal UWB minier.</i>	70
5.13	<i>Capacité optimale pour le canal UWB à l'intérieur et pour un canal UWB minier.</i>	71
5.14	<i>Rapport de la capacité uniforme sur la capacité optimale pour le canal UWB à l'intérieur et dans la mine.</i>	71

Glossaire des notations

$\rho = \frac{P}{N_0 B}$	Rapport signal sur bruit
P	Puissance du signal en dB
N_0	Puissance de bruit en dB
B_f	Bande fractionnelle
μ	Moyenne de la distribution statistique
$H(X)$	Entropie de X
$h(X)$	Entropie différentielle de X
$H(X Y)$	Entropie de X étant donné Y
$h(X Y)$	Entropie différentielle de X étant donné Y
$I(X Y)$	Information mutuelle entre X et Y
f_D	Étalement Doppler
B_C	Bande de cohérence
B_S	Bande du signal
T_S	Durée du symbole
$PL(f)$	Atténuation due à la fréquence
$PL(d)$	Atténuation due à la distance
$\bar{\gamma}$	Valeur moyenne de rapport signal sur bruit
θ	Water level
$\bar{\theta}$	Water level sur le bruit
$S_x(f)$	Densité spectrale de X
τ_l	Retard subi par le l -ème trajet
a_l	Amplitude du signal reçu par le l -ème trajet
Ω_l	Puissance du signal reçu par le l -ème trajet

Glossaire des abréviations

UWB	Ultra Wide Band
WLAN	Wireless Local Area Network
WPAN	Wireless Personnel Area Network
SNR	Signal to Noise Ratio
FCC	Federal Communications Commission
DSP	Densité Spectrale de Puissance
GPR	Radars à pénétration du sol
RMS	Étalement temporel
LOS	Line Of Sight
NLOS	Non Line Of Sight
AWGN	Additive White Gaussian Noise
WSSUS	Wide Sense Stationary Uncorrelated Scattering
VNA	Vector Network Analyzer
TEB	Taux d'Erreur Binaire
NMF	Nakagami Multipath Fading

Chapitre 1

Introduction

1.1 Contexte et motivation de l'étude

L'histoire des systèmes de communications sans fil remonte aux années 1880, quand Hertz démontra que les ondes électromagnétiques pouvaient se propager sans support matériel. En 1892, les travaux publiés par l'anglais Sir Williams Crookes prédirent la faisabilité des communications télégraphiques à longues portées en se servant d'appareils réglables [41]. Par la suite, l'Italien Marconi [33] démontra et expérimenta la transmission des ondes radio longue portée.

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

La transmission par onde radio est la méthode la plus répandue en raison de sa plus large couverture géographique et son débit élevé. Pour cela, les systèmes de communication sans fil sont en train de devenir des éléments primordiaux dans l'industrie minière moderne. Dans les galeries souterraines, ces systèmes peuvent être utilisés pour transmettre les informations nécessaires pour des applications telles que la surveillance,

le contrôle à distance, la gestion de production ou pour fournir un moyen de communication entre les mineurs.

1.2 La technologie ultra large bande

Il existe plusieurs technologies de transmission, se distinguant d'une part par les fréquences d'émission utilisée et d'autre part par le débit et la portée. Les systèmes de communication UWB (Ultra WideBand) apparaissent depuis une dizaine d'années comme une solution prometteuse pour de nouveaux types de réseaux sans fil. Cette technologie est susceptible d'être utilisée aussi bien pour les réseaux à haut débit que pour les réseaux à faible débit.

Au contraire de l'idée reçue, l'UWB est considéré comme une très vieille technologie. En fait, l'UWB a fait ses débuts dans les années 1890 grâce au système de transmission Spark-Gap de Marconi et Hertz [15]. En d'autres termes, les premiers systèmes de communication sans fil ont vu le jour grâce à l'UWB.

La notion de système UWB n'est toujours pas clairement définie pour les systèmes de télécommunications. La terminologie UWB vient de la communauté du radar et désigne au départ des formes d'onde sans porteuse (carrier-free) faites d'impulsions (impulses) de durée très courte ($< \text{ns}$). Dans ce contexte, une définition communément admise est que ces signaux ont un rapport largeur de bande sur fréquence centrale, ou Fractional Bandwidth (FB), supérieur ou égal à 0.25 [28], [29].

$$B_f = 2 \cdot \frac{f_{\max} - f_{\min}}{f_{\max} + f_{\min}} \quad (1.1)$$

Jusqu'à la fin des années 1970, l'ensemble des travaux de recherche a été particulièrement soutenu par le domaine militaire qui voyait en l'UWB un fort potentiel pour les applications de type radar. Ce n'est qu'au début des années 80 que l'industrie associe UWB et nouvelles perspectives d'applications, tant dans le domaine des radars que celui des communications.

Au cours des deux dernières décennies, la technologie UWB a été utilisée dans une

grande variété d'applications, notamment le radar [38], les systèmes d'imagerie radar, par exemple le radar à pénétration du sol (GPR) [36], les applications médicales [30], la communication militaire [39], les systèmes de localisation [28], et enfin les systèmes de radiocommunication sans fil à courte portée, par exemple les réseaux personnels sans fil (WPAN) et les réseaux de capteurs.

En 2002, la FCC (Federal Communications Commission) a réglementé les systèmes UWB en allouant un spectre de fréquences s'étalant de 3.1 jusqu'à 10.6 GHz avec une limite de densité spectrale de puissance (DSP) égale à -41.3 dBm/MHz [34].

La figure 1.1 présente le positionnement de l'UWB par rapport aux principaux standards WLAN/WPAN en termes de débit et de portée maximale. Le tableau 1.1 [34] présente la réglementation de la FCC en 2002 ; il affiche la densité spectrale en fonction de la bande de fréquences.

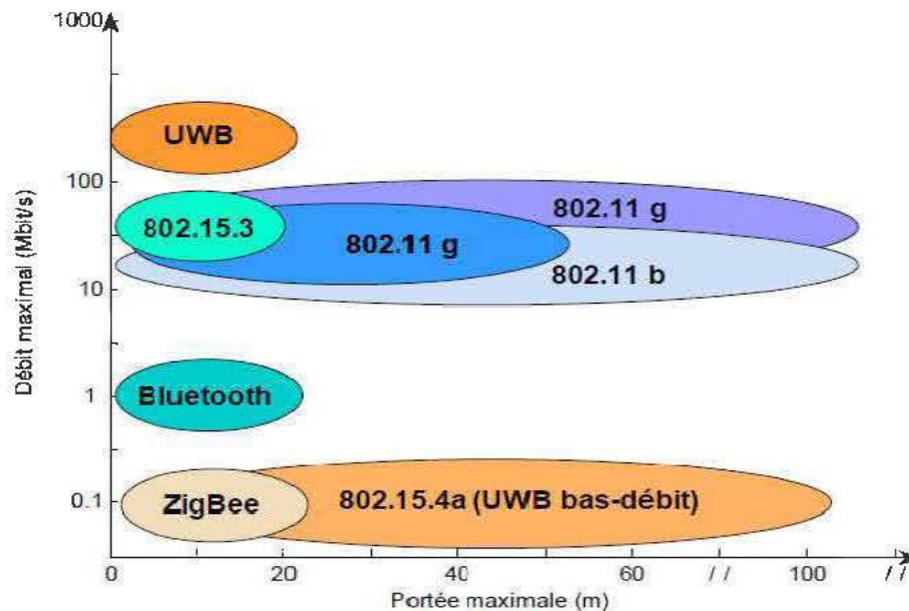


FIGURE 1.1 – Les principaux standards WLAN/WPAN : débit et portée maximale.

La capacité du canal est une indication sur le débit maximal théorique. Pour un canal donné, l'UWB peut garantir un grand débit pour la transmission de données. En fait, d'après Shannon, la capacité d'un canal de transmission peut être calculée selon l'équation (1.2) [40]. Selon cette équation, pour augmenter linéairement la capacité du

Fréquence [GHz]	En intérieur, (dBm/MHz)	En extérieur, (dBm/MHz)
0.960-1.610	-75.3	-75.3
1.610-1.990	-53.3	-63.3
1.990-3.1	-51.3	-61.3
3.1-10.6	-41.3	-41.3
> 10.6	-51.3	-61.3

Tableau 1.1 – La réglementation du système UWB à l’intérieur et à l’extérieur.

canal, deux options sont possibles, soit augmenter linéairement la largeur de la bande, ou augmenter exponentiellement la puissance émise. Cependant la capacité du canal tend vers une valeur limite lorsque la largeur de bande tend vers l’infini.

$$C = B \cdot \log_2 \left(1 + \frac{P}{N_0 B} \right) \quad (1.2)$$

$$\lim_{B \rightarrow \infty} C(B) = 1.44 \frac{P}{N_0 B} \quad (1.3)$$

Cette capacité est exprimée bien sûr en bits/seconde, B est la largeur de bande du canal, P est la puissance du signal transmis et N_0 est la densité de puissance du bruit. La capacité de Shannon représente le schéma optimiste de communication pratique, et sert également comme un repère permettant de comparer l’efficacité spectrale de tout les régimes pratiques de transmission.

Un système UWB est connu par :

- Résolution temporelle très fine :
la courte durée d’impulsions permet une robustesse face aux évanouissements surtout dans un environnement à trajet multiple.
- Court retard de transmission :
typiquement le retard d’une transmission est très court avec un système de communications UWB sans fil ; il est de l’ordre de 0.1 à 1 ms.
- Faible densité spectrale de puissance :
les signaux UWB ont une faible densité spectrale de puissance, étant donné que la puissance du signal est répartie sur une grande largeur de bande.
- Grande précision dans la localisation :
l’UWB permet une grande précision dans la mesure des distances car la résolution est inversement proportionnelle à la durée de l’impulsion (UWB a une très bonne

résolution temporelle). Les systèmes UWB fournissent des informations sur la position de l'émetteur avec une précision de 3 à 30 cm.

- Faible complexité :
les systèmes UWB sont assez peu complexes parce qu'ils ne nécessitent pas l'utilisation d'un étage intermédiaire (fréquence porteuse) à l'entrée du récepteur.
- Portées limitées :
à cause de sa faible densité spectrale, la portée de l'UWB est limitée à quelques dizaines de mètres.

1.3 Objectif et plan du mémoire

Le canal de transmission est une entité physique qui exécute une opération sur le signal transmis, à partir d'un ensemble de règles bien définies pour produire un autre signal à la sortie du canal. La sortie est une variable aléatoire qui dépend de l'entrée du canal. Un canal peut être ainsi caractérisé par une probabilité de transition entre l'entrée et la sortie définissant une probabilité conditionnelle de la sortie compte tenu de l'entrée. Pour le bon fonctionnement d'un système de communication, il est primordial d'avoir une bonne connaissance du canal de propagation et de son interaction avec l'environnement.

Dans la figure 1.2, on présente une photo d'un canal minier dans lequel de nombreux obstacles sont présents. La rugosité des murs, les fils électriques, le système de ventilation, les flaques d'eaux par terre sont des obstacles qui perturbent le signal reçu en introduisant des trajets multiples et en produisant deux types de bruit : un bruit multiplicatif provoqué par la directivité de l'antenne, l'absorption, la réflexion, la dispersion, la diffraction, et un bruit additif dû au bruit thermique dans le récepteur. Les trajets multiples introduits par ces obstacles amènent une variation du signal à petite échelle. Ceci est connu sous le nom de "small scale fading".

Le but de notre travail consiste à étudier la capacité théorique du canal UWB minier. En fait, pour étudier la capacité de n'importe quel canal il faut d'abord le caractériser et le modéliser. Dans notre recherche, on va se baser sur les mesures faite par Chehri et Fortier [12], [9], [11], [10] dans la mine CANMET à Val-d'Or qui est située à 500 km au



FIGURE 1.2 Photo d'une galerie minière.

nord de Montréal, Canada [1]. Ces mesures montrent que la distribution de Nakagami donne un bon ajustement pour l'amplitude du signal reçu à petit échelle. Ainsi, ils ont mesuré le retard moyen et l'étalement temporel en ns en prenant en considération les deux scénarios LOS et NLOS. On va se baser encore sur la théorie de l'information établie par Claude Shannon qui représente le schéma optimal pour calculer la capacité théorique d'un canal de communication.

Le mémoire est composé de six chapitres dont le contenu est comme suit. Le premier chapitre est une introduction générale qui définit le contexte et l'objectif de travail ainsi que la motivation et l'organisation du mémoire.

Dans le deuxième chapitre, on donne un bref aperçu sur la théorie de l'information et on rappelle l'expression de la capacité qui permet de donner une bonne description des performances du système. En effet, de nos jours, les systèmes de communications sont capables de transmettre leurs données à des débits de plus en plus proches de la capacité théorique du canal de transmission.

Le canal de transmission UWB est généralement un canal à trajets multiples notamment pour les applications à l'intérieur [19]. Ainsi, la réponse du canal est sélective

dans le domaine fréquentiel. Le troisième chapitre décrit les principaux phénomènes qui caractérisent un canal de transmission dans le mine, à grande et à petite échelle, la relation entre l'affaiblissement et la fréquence et entre l'affaiblissement et la distance. On présente ainsi dans ce chapitre la distribution statistique de l'amplitude de signal transmis dans un canal à trajets multiples, le retard moyen et l'étalement temporel.

La formule classique de la capacité de Shannon est obtenue pour les canaux ayant des réponses fréquentielles plates. Cette formule ne s'applique pas directement dans notre modèle de canal [20]. Pour utiliser la formule classique de la capacité de Shannon, nous devons d'abord diviser la bande de fréquences en un nombre très grand (théoriquement infini) de petites bandes, considérées comme des sous-canaux à réponse plates dans le domaine fréquentiel. Ensuite, on peut appliquer une distribution optimale de puissance pour calculer le maximum de capacité dans le cas où on a une limite de puissance à l'émission. Cette méthode est connue sous le nom de "waterfilling". Ensuite, on intègre la capacité sur les divers sous-canaux sur toute la bande passante. Dans le quatrième chapitre, on détermine une méthode analytique pour calculer la capacité théorique du canal UWB minier et on résout les problèmes liés à ce canal, en particulier la sélectivité des fréquences et la limite de puissance.

Le cinquième chapitre présente l'analyse des résultats obtenus par simulation sur MATLAB, en implémentant l'approche proposée. On commence par appliquer notre approche sur un canal Nakagami à l'intérieur, pour ensuite adapter cette approche sur le canal UWB minier.

Finalement, le sixième chapitre constitue une conclusion générale du mémoire, où l'on dresse un bilan du travail réalisé et l'on propose des directives et des recommandations pour des travaux futurs.

Chapitre 2

Notions de la théorie de l'information

2.1 Cadre et historique de la théorie de l'information

Commençons par une première question fondamentale : à quoi sert la théorie de l'information ?

La réponse à cette question est un groupe de questions : si l'on dispose d'une source de données, quelle est la quantité d'information au récepteur ? Quel est l'effet des perturbations sur l'information ? Quel est le taux de transmission maximal sans pertes d'information ? Le but de la théorie de l'information est alors de répondre à ces questions pour étudier un système de télécommunications afin d'assurer avant de le mettre en place, que ce système va envoyer le maximum de données sans perturbation ou sans erreur.

La théorie de l'information a été développée durant les années quarante par Claude Shannon [20], dans le but de maximiser la quantité d'information pouvant être transmise par un canal de communication imparfait. Shannon voulait déterminer les limites théoriques de la compression de données (l'entropie) ainsi que le taux de transmission maximal du canal (la capacité du canal). Dans ce contexte Shannon permet d'établir, pour le canal soumis à un bruit additif gaussien blanc, la relation entre le débit d'in-

formation, le rapport signal sur bruit, la bande du canal et la probabilité d'erreur.

Shannon a montré que l'on pouvait transmettre de l'information à travers un canal bruité avec une probabilité d'erreur arbitrairement petite tant que l'on ne dépasse pas la capacité du canal. C'est-à-dire que si le débit binaire de la source D_b , exprimé en bits/s, vérifie $D_b < C$, [20] où C désigne la capacité du canal, alors le système donne une probabilité d'erreur moyenne aussi faible que l'on veut.

Toute chaîne de communication peut être divisée en trois parties : une source, un canal et un destinataire. La source est le mécanisme qui produit un message analogique comme la parole ou numérique comme un fichier texte. Le canal est le dispositif qui propage le message en le rendant incertain. Enfin le destinataire a pour rôle de retrouver au mieux le message émis par la source. Ce modèle ou paradigme a été imaginé par Shannon [2].

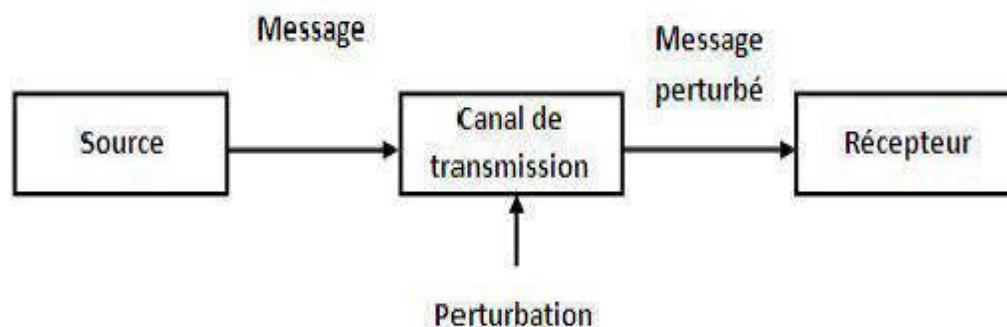


FIGURE 2.1 Diagramme fondamental de la communication : Paradigme de Shannon.

Dans la figure 2.1, une source d'information produit un message à transmettre vers un récepteur. Cette transmission d'information passe par un milieu physique appelé le canal. Ce dernier peut être filaire (câble, fibre optique, etc.) ou sans fil (radio). Ce canal est le milieu des phénomènes de propagation et en même temps le centre des phénomènes de perturbation. Ainsi le message transmis subit une perturbation (bruit, atténuation, interférence, etc.), qui cause la réception d'un message bruité ou perturbé. Pour cette raison, le destinataire ne peut pas percevoir le message transmis autre qu'en observant la réponse du canal.

2.2 Entropie

2.2.1 Surprise

Soit E l'un des événements pouvant survenir à la suite d'une expérience, le fait d'apprendre que E a effectivement eu lieu s'appelle surprise. Cette surprise est liée à la probabilité de E . Elle est d'autant plus élevée que la probabilité est faible. La surprise est formalisée par la fonction $S(p)$, où p est une probabilité différente de 0. La fonction $S(p)$ est régie par les conditions suivantes [3] :

- $S(p) = 1$: il n'y a pas de surprise lorsqu'on apprend qu'un événement certain est effectivement arrivé.
- S est une fonction strictement décroissante de p (si $p < q$, alors $S(p) > S(q)$). Plus un événement est improbable, plus grande sera la surprise.
- $S(pq) = S(p) + S(q)$.

Soient deux événements indépendants E et F de probabilités p et q respectivement. Comme $P(EF) = pq$, la surprise correspondant à l'apparition simultanée de E et F est $S(pq)$. Une fonction vérifiant les trois conditions précédentes est la suivante [3] :

$$S(P) = -\log_2(p) \quad (2.1)$$

La surprise est mesuré en bits, "binary digits". Par exemple si l'on tire une carte d'un jeu de 52 cartes. Soit E l'événement suivant : la carte tirée est l'as de pique [3].

$$\begin{aligned} P(E) &= \frac{1}{52} \\ S\left(\frac{1}{52}\right) &= -\log_2\left(\frac{1}{52}\right) = \log_2(52) = 5.7 \text{ bits} \end{aligned} \quad (2.2)$$

2.2.2 Entropie d'une variable aléatoire

Considérons une source d'information qui génère à chaque instant un message x_k tiré d'un ensemble X avec la probabilité correspondante à P_k :

$$X = \{x_1, \dots, x_k, \dots, x_k\} \quad (2.3)$$

$$P(x_K) = P_k \quad (2.4)$$

où $|X| = K$ est la taille de la source d'information discrète. On montre ci-après quelques exemples de sources d'information discrète [20].

– Source binaire :

$$x_K \in \{0, 1\} \Rightarrow |X| = K = 2 \quad (2.5)$$

– Alphabet usuel français :

$$x_K \in \{a, b, c, \dots, x, y, z\} \Rightarrow |X| = K = 26 \quad (2.6)$$

– Code US ASCII :

$$x_K \in \{(0000000), (0000001), \dots, (1111111)\} \Rightarrow |X| = K = 128 \quad (2.7)$$

La grandeur $-\log_2(p_k)$ mesure la surprise ou l'information propre associée à l'événement $X = x_k$. L'information propre moyenne créée lorsqu'on prend n'importe quelle valeur de X est [20] :

$$H(X) = - \sum_{k=1}^K p_k \log_2(p_k) \quad (2.8)$$

Cette quantité est appelée entropie de la variable aléatoire X . La théorie de l'information considère $H(X)$ comme l'information liée à l'observation de X , la surprise moyenne causée par X , ou l'incertitude liée à X .

Soit l'exemple de la pièce : $P(X = \text{pile}) = p$, $P(X = \text{face}) = 1 - p$. L'entropie de cette source est donnée par [3] :

$$\begin{aligned} H(X) &= - \sum_{k=1}^2 P(x_k) \log_2 P(x_k) \\ H(X) &= -[P(x_1) \log_2 P(x_1) + (1 - P(x_1)) \log_2(1 - P(x_1))] \end{aligned} \quad (2.9)$$

La figure 2.2 montre que $H(X)$ est maximal lorsque tous les P_k sont égaux.

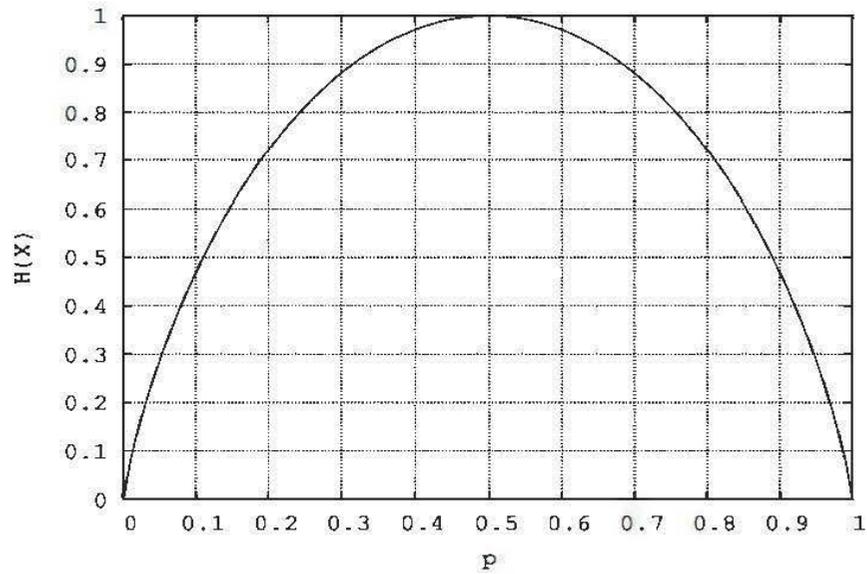


FIGURE 2.2 – L'entropie de l'exemple de la pièce.

Si X est un ensemble comprenant $|X| = K$ événements, alors l'entropie est donnée par [20] :

$$H(X) \leq \log_2 K \quad (2.10)$$

avec égalités si et seulement si les événements sont équiprobables.

2.2.3 Entropie conjointe et entropie conditionnelle

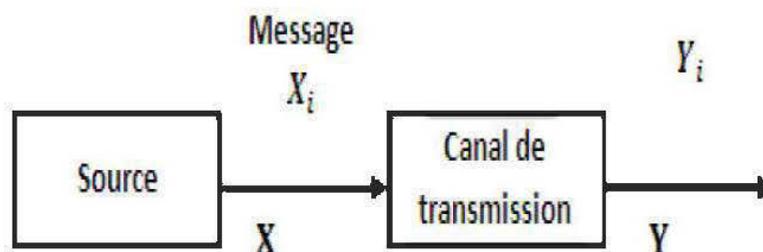


FIGURE 2.3 – Exemples de variables aléatoires conjointes : une source et un canal.

Soient deux variables aléatoires discrètes X et Y :

$$\begin{aligned} X = \{x_1, \dots, x_K\} &\Rightarrow |X| = K \\ Y = \{y_1, \dots, y_J\} &\Rightarrow |Y| = J \end{aligned} \quad (2.11)$$

L'entropie conjointe de X et de Y (incertitude sur X et sur Y) est la quantité d'information moyenne nécessaire pour spécifier leur deux valeurs [20] :

$$H(XY) = - \sum_{k=1}^K \sum_{j=1}^J P(x_k, y_j) \log_2 P(x_k, y_j) \quad (2.12)$$

L'incertitude sur X étant donnée l'observation de Y est l'entropie conditionnelle de X , étant donnée Y [20] :

$$H(X|Y) = - \sum_{k=1}^K \sum_{j=1}^J P(x_k, y_j) \log_2 P(x_k|y_j) \quad (2.13)$$

L'entropie conjointe de X et Y est égale à la somme de l'entropie d'une des variables, et l'entropie conditionnelle de la seconde étant donnée la première [20] :

$$\begin{aligned} H(XY) &= - \sum_{k,j} P(x_i, y_j) \log_2 P(x_i, y_j) \\ H(XY) &= - \sum_{k,j} P(x_i, y_j) \log_2 P(y_j|x_i) P(x_i) \\ H(XY) &= - \sum_{k,j} P(x_i, y_j) \log_2 P(y_j|x_i) - \sum_{k,j} P(x_i, y_j) \log_2 P(x_i) \\ H(XY) &= - \sum_{k,j} P(x_i, y_j) \log_2 P(y_j|x_i) - \sum_{k,j} P(x_i) \log_2 P(x_i) \\ H(XY) &= H(X) + H(Y|X) = H(Y) + H(X|Y) \end{aligned} \quad (2.14)$$

2.3 Information mutuelle

Considérons toujours les deux variables aléatoires X et Y telles que $X = \{x_1, \dots, x_K\}$ et $Y = \{y_1, \dots, y_J\}$. L'information mutuelle (ou information mutuelle moyenne) $I(X; Y)$ entre X et Y représente la quantité d'information que Y donne à propos de X et vice-versa. L'information mutuelle $I(X; Y)$ étant définie par [20] :

$$\begin{aligned} I(X; Y) &= \sum_{k=1}^K \sum_{j=1}^J P(x_k, y_j) \log_2 \left[\frac{P(x_k|y_j)}{P(x_k)} \right] \\ I(X; Y) &= \sum_{k=1}^K \sum_{j=1}^J P(x_k, y_j) \log_2 \left[\frac{P(x_k, y_j)}{P(x_k)P(y_j)} \right] \\ I(X; Y) &= \sum_{k=1}^K \sum_{j=1}^J P(x_k, y_j) \log_2 \left[\frac{P(y_j|x_k)}{P(y_j)} \right] \end{aligned} \quad (2.15)$$

il s'ensuit que :

$$I(X;Y) = I(Y;X) \quad (2.16)$$

La différence entre $H(X)$ et $H(X|Y)$, désignant l'incertitude sur X après l'observation de Y est égale à [20] :

$$\begin{aligned} H(X) - H(X|Y) &= \sum_{k=1}^K P(x_k) \log_2 \left[\frac{1}{P(x_k)} \right] - \sum_{k=1}^K \sum_{j=1}^J P(x_k, y_j) \log_2 \left[\frac{1}{P(x_k|y_j)} \right] \\ H(X) - H(X|Y) &= \sum_{k=1}^K \sum_{j=1}^J P(x_k, y_j) \left\{ \log_2 \left[\frac{1}{P(x_k)} \right] - \log_2 \left[\frac{1}{P(x_k|y_j)} \right] \right\} \\ H(X) - H(X|Y) &= \sum_{k=1}^K \sum_{j=1}^J P(x_k, y_j) \log_2 \left[\frac{P(x_k|y_j)}{P(x_k)} \right] \end{aligned} \quad (2.17)$$

Donc l'information mutuelle entre X et Y est donnée par [20] :

$$H(X) - H(X|Y) = I(X;Y) \quad (2.18)$$

Noter que pour deux variables X et Y , l'information mutuelle $I(X;Y)$ entre X et Y est plus grande ou égale à 0 [20] :

$$I(X;Y) \geq 0 \quad (2.19)$$

Le diagramme de Venn à la figure 2.4, et résumé dans le tableau 2.1, illustre les relations entre l'information mutuelle et les entropies de X et Y :

$\begin{aligned} I(X;Y) &= H(X) - H(X Y) \\ I(X;Y) &= H(Y) - H(Y X) \\ I(X;Y) &= H(X) + H(Y) - H(XY) \\ I(X;Y) &= I(Y;X) \\ I(X;X) &= H(X) \end{aligned}$

Tableau 2.1 – Relation entre l'entropie et l'information mutuelle.

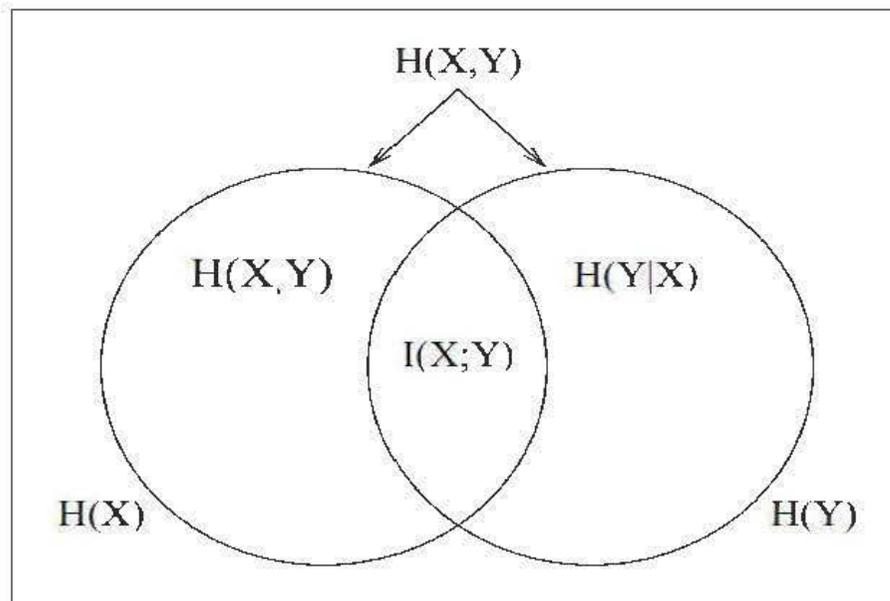


FIGURE 2.4 – Relation entre l'entropie et l'information mutuelle.

2.4 Entropie et information mutuelle différentielles

2.4.1 Entropie différentielle d'une source continue

On s'intéresse maintenant aux sources d'information continues ainsi qu'aux canaux continus. Soit une source d'information X de fonction de densité de probabilité $f_a(x)$, et de fonction de distribution $F_a(x)$. L'entropie différentielle de X est définie par [20] :

$$h(X) = - \int f_a(x) \log_2 f_a(x) dx \quad (2.20)$$

2.4.2 Entropie différentielle d'une source gaussienne

Soit une source d'information X suivant une distribution gaussienne $X \mapsto N(\mu_x = 0, \sigma_x^2)$. Sa fonction de densité de probabilité $f_a(x)$ est $f_a(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_x^2}} e^{-x^2/2\sigma_x^2}$. L'entropie différentielle de X est donnée par [20] :

$$\begin{aligned}
 h(X) &= - \int_{-\infty}^{\infty} f_x(x) \ln f_x(x) dx = - \int_{-\infty}^{\infty} f_x(x) \ln \left[\frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_x^2}} e^{-(x^2/2\sigma_x^2)} \right] dx \\
 h(X) &= - \int_{-\infty}^{\infty} f_x(x) \left[\ln \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_x^2}} + \ln \left[e^{-(x^2/2\sigma_x^2)} \right] \right] dx \\
 h(X) &= - \int_{-\infty}^{\infty} f_x(x) \left[\frac{-x^2}{2\sigma_x^2} - \frac{1}{2} \ln [2\pi\sigma_x^2] \right] dx \\
 h(X) &= - \int_{-\infty}^{\infty} f_x(x) \left[\frac{-x^2}{2\sigma_x^2} \right] dx + \int_{-\infty}^{\infty} f_x(x) \frac{1}{2} \ln [2\pi\sigma_x^2] dx \\
 h(X) &= \underbrace{\frac{1}{2\sigma_x^2} \int_{-\infty}^{\infty} x^2 f_x(x) dx}_{E[X^2]=\sigma_x^2} + \frac{1}{2} \ln [2\pi\sigma_x^2] \underbrace{\int_{-\infty}^{\infty} f_x(x) dx}_1 \\
 h(X) &= \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \ln [2\pi\sigma_x^2] = \frac{1}{2} \ln e + \frac{1}{2} \ln [2\pi\sigma_x^2] \\
 h(X) &= \frac{1}{2} \ln (2\pi e \sigma_x^2) \Leftrightarrow h(X) = \frac{1}{2} \log_2 (2\pi e \sigma_x^2) \text{ [Shannons]}
 \end{aligned} \tag{2.21}$$

L'entropie différentielle conditionnelle de X étant donné Y est donnée par :

$$h(X|Y) = - \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} f_{XY}(x, y) \log_2 f_{XY}(x|y) dx dy \tag{2.22}$$

L'information mutuelle (différentielle) entre deux variables aléatoires continues X et Y est égale à [20]

$$I(X; Y) = \int_{x \in X} \int_{y \in Y} f_{XY}(x, y) \log_2 \left[\frac{f_{XY}(x, y)}{f_X(x) f_Y(y)} \right] dx dy \tag{2.23}$$

2.5 Capacité des canaux avec mémoire

La capacité par symbole transmis d'un canal avec mémoire est donnée par la limite quand la longueur des séquences transmises, $X = (x_1, \dots, x_N)$ et reçues, $Y = (y_1, \dots, y_N)$ tend vers l'infini, du maximum de l'information mutuelle $I(X; Y)$ sur l'ensemble (convexe) $S_{p(x)} = S_{p(x_1, \dots, x_N)}$ de tous les vecteurs possibles ou mot sources [20] :

$$C = \lim_{N \rightarrow \infty} \frac{1}{N} \max_{S_{p(x)}} I(X; Y) = \lim_{N \rightarrow \infty} \frac{1}{N} \max_{S_{p(x_1, \dots, x_N)}} I(x_1, \dots, x_N; y_1, \dots, y_N) \tag{2.24}$$

L'information mutuelle $I(X; Y)$ entre les séquences transmises X et reçues Y , est la différence entre l'entropie du vecteur $H(X)$ et son entropie conditionnelle $H(X|Y)$ étant donnée l'observation du vecteur Y :

$$I(X; Y) = H(X) - H(X|Y) \quad (2.25)$$

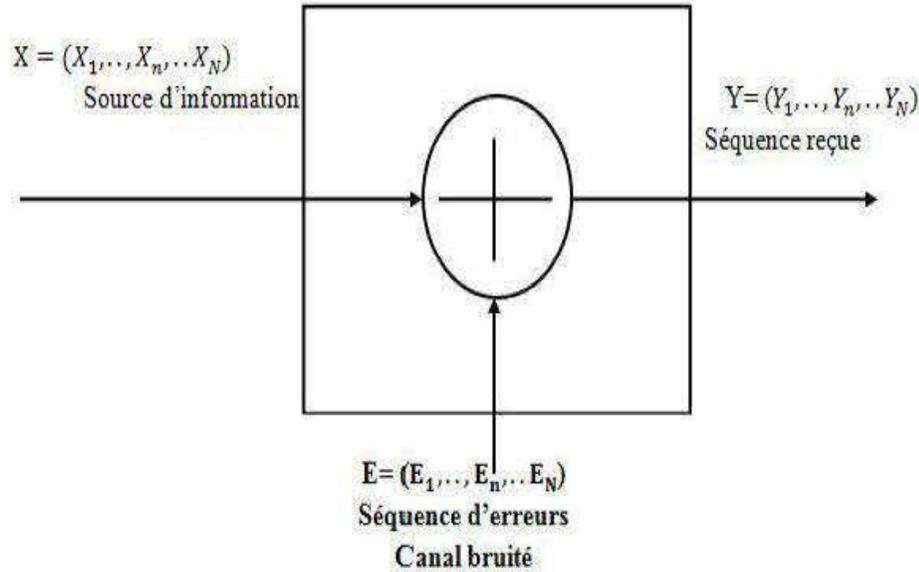


FIGURE 2.5 Canal discret avec mémoire.

Dans la figure 2.5 [20], un canal binaire avec mémoire, la séquence $E = (E_1, \dots, E_N)$ représente la séquence d'erreurs produite par le canal bruité. L'information mutuelle $I(X; Y)$ est donnée par [20] :

$$I(X; Y) = H(X) - H(X|Y) = H(X) - H(X|X \oplus E) = H(X) - H(X|E) \quad (2.26)$$

L'incertitude sur le vecteur transmis X à la sortie du canal ne dépendant que de l'incertitude sur la séquence d'erreur E , l'information mutuelle $I(X; Y)$ est égale à l'incertitude sur X moins l'incertitude sur la séquence d'erreur elle-même, E [20] :

$$I(X; Y) = H(X) - H(E) \quad (2.27)$$

où $H(E)$ est l'entropie de la séquence d'erreur. La capacité par symbole est alors :

$$C = \lim_{N \rightarrow \infty} \frac{1}{N} \max_{S_{p(x)}} [H(x_1, \dots, x_N) - H(y_1, \dots, y_N)] \quad (2.28)$$

2.5.1 Capacité du canal additif gaussien

On considère le canal de la figure 2.5. Nous définissons la capacité du canal comme le maximum de l'information mutuelle entre l'entrée et la sortie sur toutes les distributions à l'entrée qui satisfont la contrainte de puissance [20] :

$$C = \max_{EX^2 \leq P} I(X, Y) \quad (2.29)$$

On peut calculer l'information mutuelle comme suit [20] :

$$\begin{aligned} I(X; Y) &= h(Y) - h(Y|X) \\ I(X; Y) &= h(Y) - h(X + E|X) \\ I(X; Y) &= h(Y) - h(E|X) \\ I(X; Y) &= h(Y) - h(E) \end{aligned} \quad (2.30)$$

où E est indépendant de X . On sait que $h(E) = \frac{1}{2} \log_2 (2\pi e \sigma_E^2)$, donc :

$$E(Y^2) = E(X + E)^2 = EX^2 + 2EXEE + EE^2 = P + N_0 \quad (2.31)$$

où $N_0 = \sigma_E^2$, $P = E(X^2)$. L'entropie de Y est limitée par $\frac{1}{2} \log_2 2\pi e (P + N)$. D'après le théorème 9.6.5 dans [20], on obtient :

$$\begin{aligned} I(X; Y) &= h(Y) - h(E) \\ I(X; Y) &\leq \frac{1}{2} \log_2 2\pi e (P + N) - \frac{1}{2} \log_2 2\pi e N \\ I(X; Y) &= \frac{1}{2} \log_2 \left(1 + \frac{P}{N}\right) \end{aligned} \quad (2.32)$$

Supposons que le canal est utilisé dans l'intervalle $[0, T]$, la puissance par échantillons dans ce cas est : $\frac{PT}{2BT} = \frac{P}{2B}$. La variance du bruit par échantillon est : $\frac{N_0}{2} 2B \frac{T}{2BT} = \frac{N_0}{2}$. La capacité par échantillons dans ce cas est [20] :

$$C = \frac{1}{2} \log \left(1 + \frac{\frac{P}{2B}}{\frac{N_0}{2}}\right) = \frac{1}{2} \log \left(1 + \frac{P}{N_0 B}\right) \quad \text{bits par échantillons} \quad (2.33)$$

où il y a $2B$ échantillons chaque second, la capacité du canal par second est [20] :

$$C = B \log_2 \left(1 + \frac{P}{N_0 B}\right) \quad \text{bits par seconde} \quad (2.34)$$

où B est la largeur de bande du canal, P est la puissance du signal transmis et N_0 est la densité de puissance du bruit.

Chapitre 3

Le canal de propagation UWB

3.1 Introduction

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

Avant d'évaluer la capacité théorique du canal UWB minier, une connaissance à priori du canal de propagation s'avère indispensable. Heureusement, il y a déjà des travaux sur le phénomène de propagation UWB dans une mine souterraine [12], [9], [11], [10]. Ces travaux s'intéressent plus particulièrement à la caractérisation et à la modélisation statistique du canal de propagation UWB. Pour caractériser un canal de propagation, deux approches sont couramment choisies : la mesure ou la simulation. L'intérêt des simulations réside dans leur rapidité de mise en oeuvre. Cependant, tout modèle nécessite d'être validé par des mesures physiques pour démontrer sa pertinence.

3.2 Propagation en espace libre

La propagation en espace libre représente le cas le plus idéal où le système de transmission est situé dans un environnement exempt de toute obstruction telles que l'absorption, la réfraction ou la diffraction. La figure 3.1 présente un exemple de propagation en espace libre. Une zone de Fresnel est le volume d'espace enfermé par un ellipsoïde dont les deux antennes forment les foyers. Un lien radio aura la première zone de Fresnel dégagée si il n'y a pas d'objet à l'intérieur capable de causer suffisamment de diffraction [4].

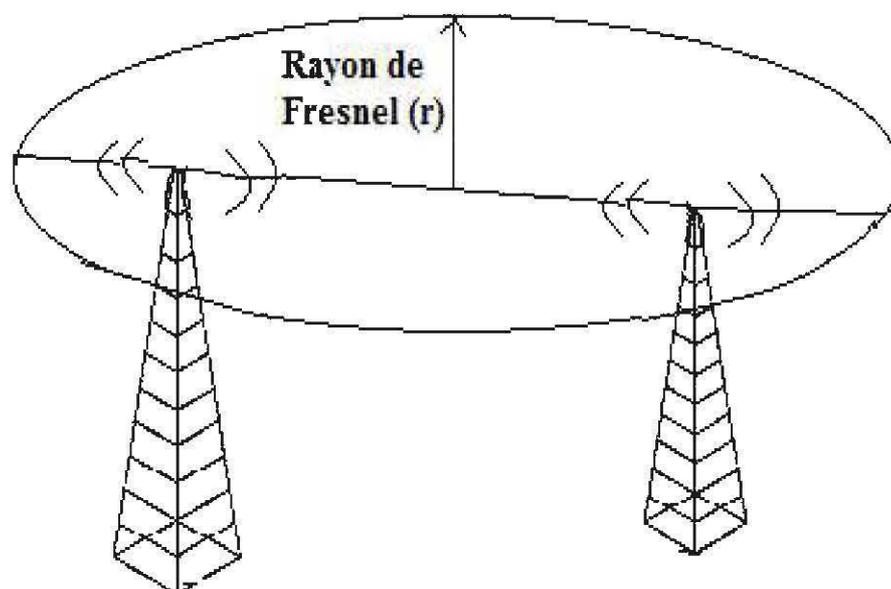


FIGURE 3.1 – Exemple de propagation en espace libre.

L'énergie arrivant au récepteur est uniquement une fonction de la distance, $d(T_x - R_x)$, parcourue par l'onde. En notant G_e le gain de l'antenne d'émission et P_e la puissance du signal émis, la densité de puissance W présente à une distance d est donnée par [37] :

$$W = \frac{P_e G_e}{4\pi d^2} \quad (3.1)$$

La puissance du signal disponible aux bornes d'une antenne de réception P_r de gain

G_t est reliée à la densité de puissance W par la relation :

$$P_r = W A_r = W \frac{\lambda^2 G_r}{4\pi} \quad (3.2)$$

où A_r représente l'aire effective de l'antenne de réception, et λ représente la longueur d'onde à la fréquence de travail.

Les équations (3.1) et (3.2) conduisent à la formule de Friis, qui permet de calculer l'atténuation du signal en espace libre :

$$\frac{P_r}{P_t} = G_t G_r \left(\frac{c}{4\pi f d} \right)^2 \quad (3.3)$$

où l'on a utilisé la relation entre la longueur d'onde λ , la fréquence f et la vitesse de propagation $c = f\lambda$.

Noter que cette relation est valable lorsque la distance d est suffisamment grande pour que l'antenne de réception soit considérée dans le champ lointain de l'antenne d'émission [42].

Un récepteur se situe dans le champ lointain lorsque la distance d est supérieure à la distance de Fraunhofer d_f donnée par :

$$d_f = 2 \frac{D^2}{\lambda} \quad (3.4)$$

où D est la dimension de l'antenne d'émission.

On appelle affaiblissement en espace libre la différence (en dB) entre la puissance effective de transmission et la puissance reçue :

$$P_L = 10 \log_{10} \left(\frac{P_t}{P_r} \right) = -10 \log_{10} \left[G_r G_t \left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2 \right] \quad (3.5)$$

La propagation en espace libre est un cas théorique de référence. Dans des conditions réelles de propagation, l'environnement du système de transmission interfère avec l'onde transmise selon différents mécanismes de propagation qui sont présentés dans le reste du chapitre.

3.3 Variations à petite échelle

La propagation multi-trajets crée des effets d'évanouissements (fading) à petite échelle. Ces effets entraînent des changements rapides de l'intensité du signal sur de faibles intervalles de temps ou de courtes distances. Ainsi, le signal reçu subit une variation de fréquence à cause du décalage fréquentiel Doppler causé par les déplacements de l'utilisateur. En outre il y a dispersion dans le temps (échos) causée par les délais de propagation multi-trajets.

La figure 3.2 illustre les fluctuations de la puissance du signal reçu en fonction de la distance. Il y a plusieurs facteurs qui influent sur l'évanouissement à petite échelle, la propagation multi-trajets, la vitesse du mobile, la vitesse des objets environnants ainsi que la largeur de bande du signal. La figure 3.2 illustre les fluctuations de la puissance du signal reçu en fonction de la distance à petite et à grande échelle.

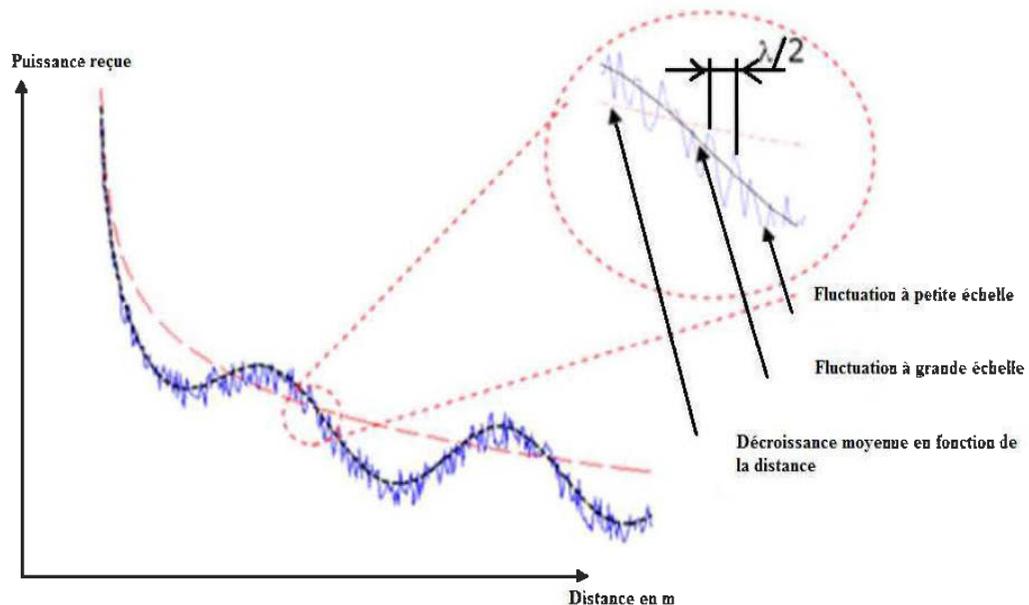


FIGURE 3.2 – Fluctuations de la puissance du signal reçu en fonction de la distance.

3.3.1 La propagation par trajets multiples

La propagation dans l'espace libre se produit sur une ligne directe comme la propagation de la lumière en absence d'obstacles. Cependant, dans un environnement réel, la transmission d'un signal se fait généralement en empruntant, en plus d'un trajet direct, d'autres trajets de propagation. Le nombre de ces trajets est variable. Ces trajets sont caractérisés par différents effets suivant la nature de l'interaction entre l'onde et les éléments de l'environnement.

Le signal reçu au niveau du récepteur suit une distribution statistique, résultant de la combinaison de tout les signaux reçus par les trajets multiples qui varient en amplitude, en phase et en temps. Ces signaux subissent un affaiblissement et arrivent au récepteur avec un retard lié à la longueur du trajet de propagation. Plus particulièrement, dans un milieu confiné (bâtiment ou mine par exemple), un trajet en visibilité directe (line of sight, LOS) n'est pas toujours disponible. Dans ce cas les trajets à visibilité indirecte (non line of sight, NLOS) permettent la communication radio.

La figure 3.3 illustre le concept de propagation par trajets multiples, ainsi que les principaux phénomènes de propagation.

- Réflexion par de grands obstacles :
La réflexion de l'onde électromagnétique du signal se produit lorsqu'elle rencontre dans sa direction une surface lisse dont les dimensions sont grandes par rapport à la longueur d'onde du signal.
- Dispersion par de petits obstacles :
La dispersion de l'onde se produit lorsqu'elle rencontre dans sa direction un petit obstacle dont les dimensions sont petites par rapport à la longueur d'onde du signal.
- La diffusion :
La diffusion de l'onde se produit lorsqu'elle entre en collision avec une surface dont les dimensions sont de l'ordre de la longueur d'onde du signal. Ce phénomène engendre la diffusion de l'onde dans plusieurs directions.
- La diffraction par les arêtes et bords des objets :
La diffraction se produit lorsque l'onde électromagnétique heurte une arête d'un

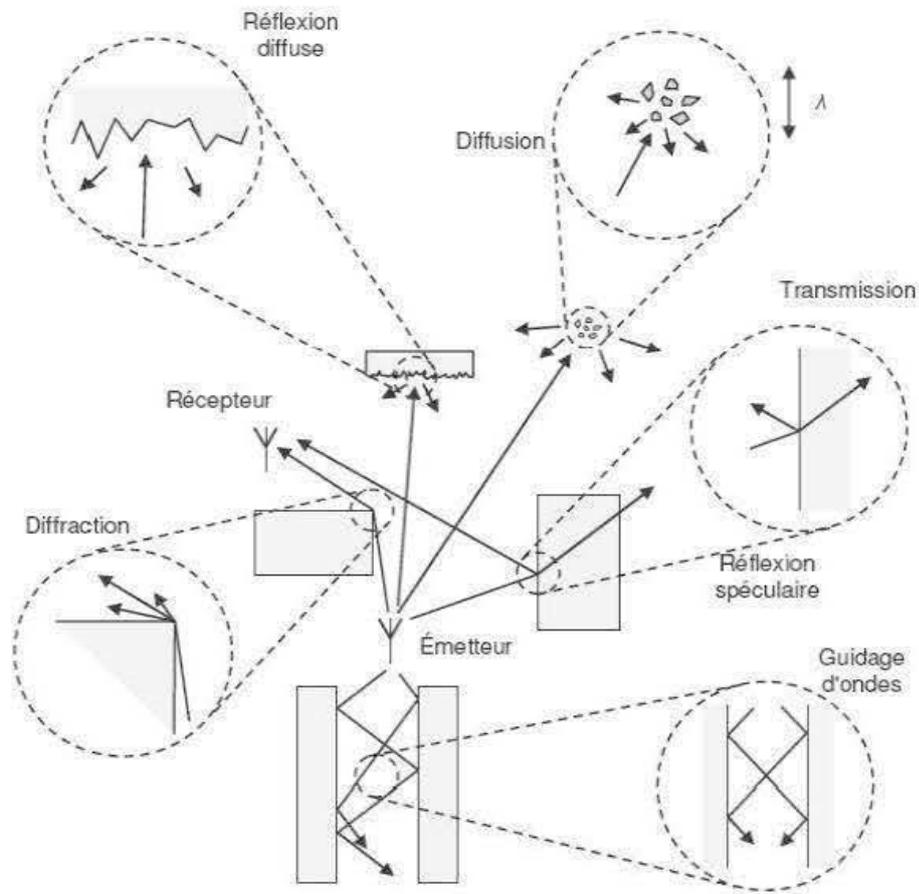


FIGURE 3.3 Principaux mécanismes de propagation à trajets multiples.

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

Selon l'application envisagée, ces obstacles peuvent être considérés comme un avantage ou un inconvénient. Par exemple, lorsque l'émetteur et le récepteur sont en vue directe (LOS), la réflexion perturbe la liaison. Cependant, dans le cas du canal NLOS, la diffraction et la diffusion assurent la continuité de la liaison.

3.3.2 Dégradation principales de la propagation

La figure 3.4 illustre le processus d'évanouissement du signal reçu à travers un canal à trajets multiples, ainsi que les principales dégradations de la propagation par trajets multiples.

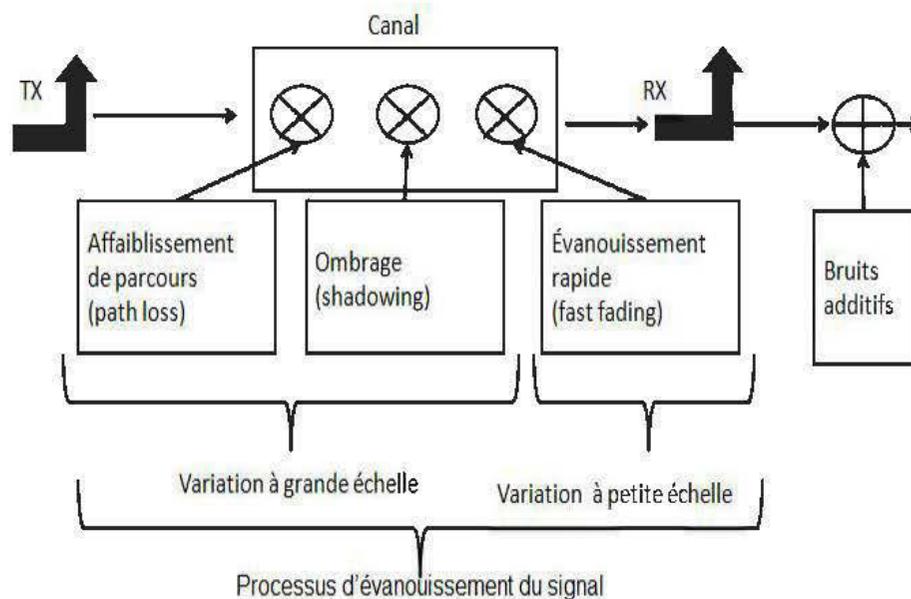


FIGURE 3.4 *Dégradation principales de la propagation.*

Affaiblissement de parcours :

Affaiblissement avec la distance parcourue (path loss) causé par la propagation sur une surface réfléchive comme la terre, les murs.

Ombrage ou évanouissements lents (shadowing or slow fading) :

À cause du relief, le signal est de forte intensité sur les hauteurs et de faible intensité dans la dépression causée par les grandes obstructions (bâtiments, montagnes).

Évanouissements rapides (fast fading or multipath fading) :

Ce phénomène est causé par la combinaison de la propagation à trajets multiples et le mouvement de l'utilisateur (décalage Doppler) qui crée une distorsion de fréquence.

3.3.3 Le phénomène d'évanouissement

Les systèmes de communication sans fil sont limités en performances et en capacité principalement à cause de deux facteurs liés au canal de transmission : le bruit et les effets de dispersion du canal de propagation, comme les évanouissements, conséquences de la propagation à trajets multiples.

Le bruit additif, aussi appelé bruit thermique, est l'un des problèmes les plus communément rencontrés dans tous les canaux physiques de transmission. Il est généré par les composantes internes du système de communication. De plus, il est généralement modélisé par un bruit additif gaussien ayant une densité de puissance constante.

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

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

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

3.3.4 La dispersion fréquentielle (Doppler spread)

Les caractéristiques du canal changent avec le temps et la position pour les raisons suivantes : les trajets que suit le signal changent entraînant différentes variations du délai pour les différentes composantes du signal. Ainsi la phase du signal reçu change en fonction du temps.

A cause de la mobilité, chaque onde multivoie subit un décalage fréquentiel; ce décalage dans le domaine fréquentiel s'appelle le décalage Doppler. Il est proportionnel à la vitesse de l'utilisateur par rapport à l'angle d'incidence de l'onde reçue et il peut prendre une valeur plus grande ou plus petite que zéro suivant la direction du mouvement de l'utilisateur par rapport à l'antenne d'émission. Le décalage fréquentiel Doppler est donné par :

$$f_D = f_m \cos \alpha = \frac{V_{eff} f_c}{c} \quad (3.6)$$

où c désigne la célérité de la lumière, α est l'angle entre la direction de déplacement de l'utilisateur et la direction de propagation de l'onde émise, f_m est la valeur maximale du décalage Doppler, V_{eff} est la vitesse effective du mobile et f_c est la fréquence de la porteuse.

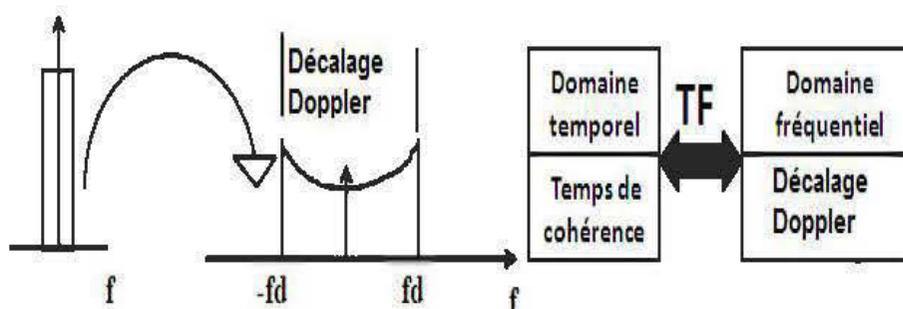


FIGURE 3.5 *Décalage Doppler.*

La figure 3.5 illustre l'élargissement spectral causé par le mouvement de l'utilisateur qui correspond au temps de cohérence dans le domaine temporel. Le temps de cohérence correspond dans le domaine temporel, à la dispersion de fréquence du canal dans le domaine fréquentiel.

Si l'utilisateur se déplace dans la direction de l'arrivée de l'onde, dans ce cas $f_D > 0$, ce qui signifie que la fréquence reçue augmente [37].

Si l'utilisateur s'éloigne de la direction de l'arrivée de l'onde, dans ce cas $f_D < 0$, ce qui signifie que la fréquence reçue diminue [37].

3.3.5 La dispersion temporelle (delay spread)

La dispersion temporelle (delay spread) est un type de distorsion qui se produit lorsqu'un signal identique est reçu à la destination dans des instants différents et correspond à la différence de temps entre les moments d'arrivée de la première composante multi-trajet et de la dernière. Noter que la dispersion temporelle correspond, dans le domaine temporel, à la bande de cohérence dans le domaine fréquentiel.

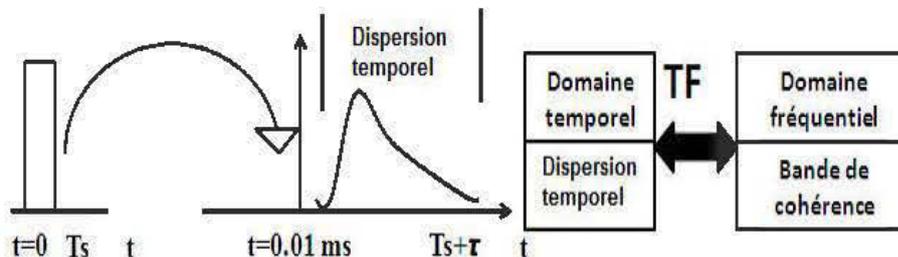


FIGURE 3.6 *Dispersion temporelle.*

La figure 3.6 nous aide à comprendre la notion de dispersion temporelle. La valeur RMS de la dispersion temporelle est donnée par [37] :

$$\tau_{rms} = \sqrt{\overline{\tau^2} - (\overline{\tau})^2} \quad (3.7)$$

$\overline{\tau}$ est la dispersion moyenne de retard temporel définie par [37] :

$$\overline{\tau} = \frac{\sum_k P(\tau_k) \tau_k}{\sum_k P(\tau_k)} \quad (3.8)$$

$\overline{\tau^2}$ est la valeur quadratique moyenne de retard définie par [37] :

$$\overline{\tau^2} = \frac{\sum_k P(\tau_k) \tau_k^2}{\sum_k P(\tau_k)} \quad (3.9)$$

3.3.6 Types d'évanouissements

Le type d'évanouissement que subit le signal dépend de la nature du signal transmis par rapport aux caractéristiques du canal et de la vitesse du mobile. Les paramètres du signal sont la largeur de bande, B_s , et la durée d'un symbole, T_s . Les paramètres du canal sont la valeur RMS de la dispersion temporelle, le décalage Doppler et T_m qui désigne l'étalement temporel, représentant la durée qui sépare l'arrivée du premier trajet de l'arrivée du dernier trajet [26]. La bande de cohérence du canal, noté B_c , correspond à la gamme de fréquences sur laquelle les amplitudes des composantes fréquentielles du signal, fortement corrélées, subissent des atténuations semblables. En dehors de cette bande de fréquence, cependant, les distorsions du signal deviennent non négligeables. En général, la bande de cohérence d'un canal est du même ordre de grandeur que l'inverse de sa dispersion temporelle [26] :

$$B_c \approx \frac{1}{5\tau_{rms}} \quad (3.10)$$

Un canal de transmission a une réponse plate si l'enveloppe du signal reçu avec un certain retard varie en amplitude mais que son spectre est préservé. Soit B_s la largeur de la bande du signal transmis. Tant que $B_s < B_c$, toutes les composantes fréquentielles du signal subissent des atténuations semblables. Dans ce cas, le canal est dit non sélectif en fréquence. La figure 3.7 explique ce cas.

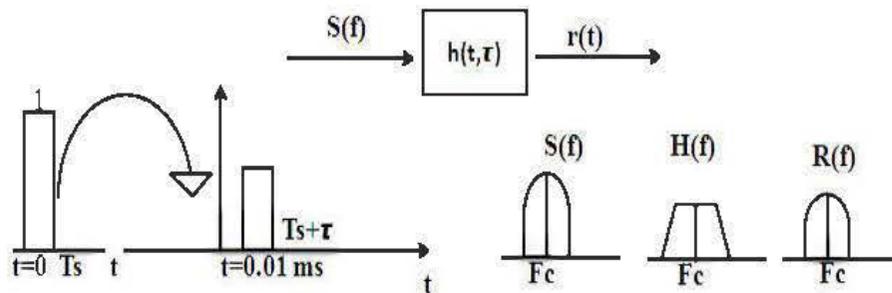


FIGURE 3.7 Exemple d'un canal plat.

Un canal de transmission a une réponse sélective en fréquence lorsqu'on retrouve à

la réception de multiples versions du signal atténuées et retardées. Ainsi, le spectre du signal n'est pas préservé et il est perturbé. C'est-à-dire que les composantes spectrales du signal ne sont pas affectées de la même manière par le canal. Pour éviter ce problème, on essaie en pratique de rendre la largeur de bande du signal très petite par rapport à la bande de cohérence du canal. La figure 3.8 explique ce cas.

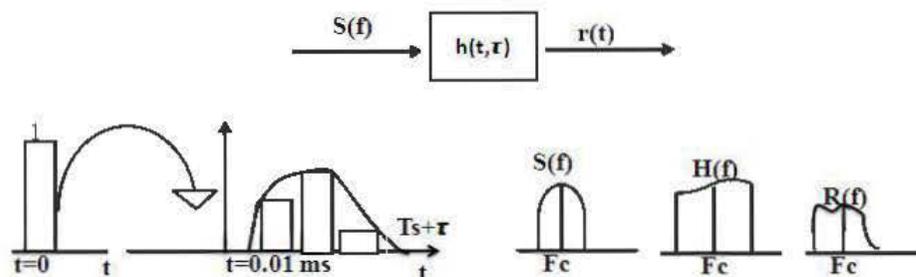


FIGURE 3.8 – Exemple d'un canal sélectif en fréquence.

La figure 3.9 illustre les types d'évanouissement que peut subir un signal dans un canal. Il y a quatre types d'évanouissements : deux dus à la dispersion temporelle (évanouissements plats, évanouissements sélectifs en fréquence), et deux dus au décalage Doppler (évanouissements lents et évanouissements rapides). Quatre cas sont présents dans la figure 3.9 :

- $B_s \ll B_c$ et $T_s \gg \tau_{rms}$:
Si la bande occupée par le signal est inférieure à la bande de cohérence du canal, et la durée du symbole émis est largement supérieure à la dispersion temporelle, alors le spectre de signal reçu est corrélé. Ainsi, toutes les fréquences du spectre du signal subissent les mêmes amplifications ou atténuations. Dès lors, le canal est considéré comme non sélectif en fréquence et donc à évanouissements plats.
- $B_s \gg B_c$ et $T_s \ll \tau_{rms}$:
Si la bande occupée par le signal est supérieure à la bande de cohérence du canal, et la durée du symbole émis est inférieure à la dispersion temporelle, alors le spectre du signal reçu est décorrélé. Lors d'un évanouissement dans la bande de cohérence, une partie du signal seulement sera perturbée. Le canal est dit sélectif en fréquence.
- $T_s \ll T_C$ et $B_s \gg$ décalage Doppler :

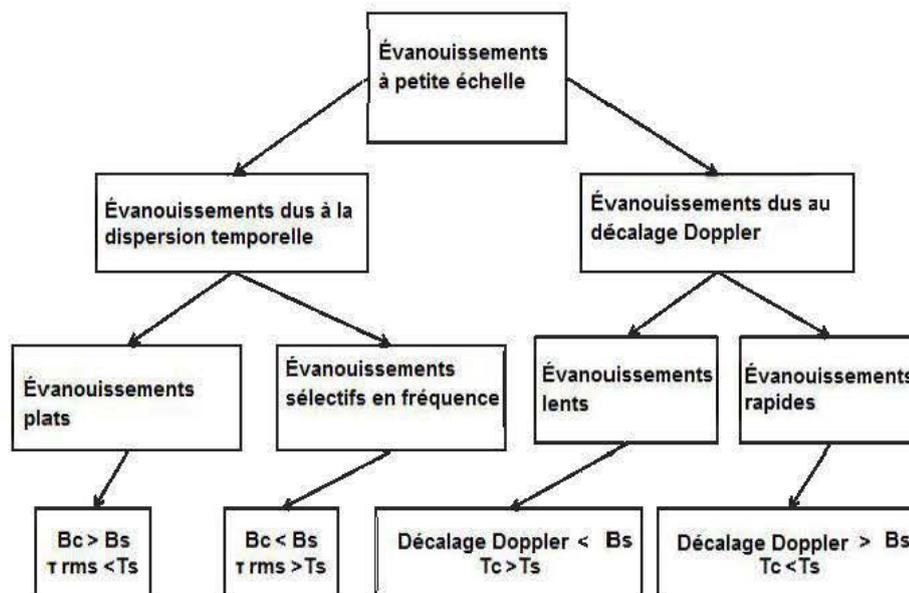


FIGURE 3.9 – Types d'évanouissements subis par le signal dans un canal.

Si la durée du symbole émis est inférieure au temps de cohérence du signal, et la bande occupée par le signal est supérieure à la décalage de Doppler, alors le canal est dit à évanouissements lents. Le canal est alors non-sélectif en temps. La réponse impulsionnelle du canal reste constante sur plusieurs symboles consécutifs.

– $T_s \gg T_C$ et $B_s \ll$ décalage Doppler :

Si la durée du symbole émis est largement supérieure au temps de cohérence du signal, et la bande occupée par le signal est largement inférieure à la bande Doppler, alors le canal est dit à évanouissements rapides. Dans ces conditions, la réponse impulsionnelle du canal varie de façon significative pendant la durée d'un symbole. Le canal est alors sélectif en temps.

3.3.7 Distributions statistiques d'amplitude de signal reçu par un trajet multiple

L'amplitude des évanouissements dans un environnement à trajets multiples peut suivre différentes distributions selon le domaine couvert par les mesures, la présence ou l'absence d'une composante forte et dominante, et quelques autres conditions. Les principales distributions candidates sont décrites ci-dessous.

- La distribution de Rayleigh

Un modèle très employé pour les fluctuations rapides à petite échelle de l'amplitude en l'absence d'une composante forte à la réception est l'évanouissement de Rayleigh avec une fonction de densité de probabilité donnée par :

$$P_r(r) = \frac{r}{\sigma^2} e^{-\left(\frac{r^2}{2\sigma^2}\right)}, \quad r > 0 \quad (3.11)$$

où σ est le paramètre de Rayleigh représentant la valeur la plus probable. La moyenne et la variance de cette distribution sont données par $\sqrt{\pi/2}\sigma$ et $(2 - \pi/2)\sigma^2$, respectivement. La distribution de Rayleigh est largement utilisée pour décrire l'évanouissement par trajets multiples en raison de son explication théorique élégante et ses vérifications expérimentales disponibles.

- La distribution lognormale

Cette distribution est souvent employée pour expliquer des variations à moyenne échelle de l'amplitude des signaux dans un environnement d'évanouissement par trajets multiples. La fonction de densité de probabilité lognormale est donné par :

$$P_r(r) = \frac{r}{\sqrt{2\pi}\sigma} e^{-\left(\frac{(\ln r - \mu)^2}{2\sigma^2}\right)}, \quad r > 0 \quad (3.12)$$

où σ est la variance de la distribution lognormale, μ est le paramètre de lognormale représentant la valeur la plus probable. La moyenne et la variance de cette distribution sont données par $e^{\mu+\sigma^2/2}$ et $(e^{\sigma^2} - 1)e^{2\mu+\sigma^2}$, respectivement.

Avec cette distribution, $\log(r)$ est de distribution normale. En effet, en raison des réflexions multiples dans un environnement à trajets multiples, le phénomène d'évanouissement peut être caractérisé comme un processus multiplicatif. La multiplication de l'amplitude du signal provoque une distribution lognormale, de la même façon qu'un processus additif donne une distribution normale.

- La distribution de Rice

La distribution de Rice se produit quand un trajet puissant existe en plus des trajets dispersés de puissance plus basse. Cette forte composante peut résulter d'un trajet à visibilité directe ou d'un trajet qui subit beaucoup moins d'atténuation comparé aux autres composantes reçues. Quand une composante aussi dominante existe, le signal reçu peut être considéré comme la somme de deux signaux : un

signal de Rayleigh dispersé avec une amplitude et une phase aléatoires, et un signal dont l'amplitude et la phase sont déterministes, représentant le trajet fixe.

Si $ue^{j\alpha}$ est le composant aléatoire, avec u suivant la loi de Rayleigh et α uniformément distribuée sur $[0, 2\pi]$, et $ve^{j\beta}$ est la composante fixe (v et α ne sont pas aléatoires), alors le signal reçu $re^{j\theta}$ est la somme de ces deux signaux et la fonction de densité de probabilité conjointe de r et θ peut être exprimée par :

$$P_r(r, \theta) = \frac{r}{2\pi\sigma^2} \exp\left(\frac{-r^2 + v^2 + 2rv \cos(\theta - \beta)}{2\sigma^2}\right), \quad r > 0, -\pi \leq \theta - \beta \leq \pi \quad (3.13)$$

En outre, puisque la longueur du trajet fixe change souvent, β est lui-même une variable aléatoire uniformément distribuée sur $[0, 2\pi]$. Cette considération rend r et θ indépendantes, θ ayant une distribution uniforme et r étant distribuée suivant la distribution de Rice dont la fonction de densité de probabilité s'écrit :

$$P_r(r) = \frac{r}{\sigma^2} \exp\left(\frac{-r^2 + v^2}{2\sigma^2}\right) I_0\left(\frac{rv}{\sigma^2}\right), \quad r > 0 \quad (3.14)$$

où I_0 désigne la fonction de Bessel modifiée de première espèce et d'ordre 0, v est l'amplitude, ou l'enveloppe, de la composante forte et σ^2 est proportionnel à la puissance de la composante de Rayleigh.

Dans la formule de la fonction de densité de probabilité de Rice, si v tend vers 0, ou si $v^2/2\sigma^2 \ll r^2/2\sigma^2$, la composante forte est éliminée et la distribution de l'amplitude se réduit, comme prévu, à celle de Rayleigh. Par conséquent, la distribution de Rice englobe la distribution de Rayleigh comme un cas particulier.

– La distribution de Nakagami

Cette distribution englobe beaucoup d'autres distributions en tant que cas particuliers. Pour décrire la distribution de Rayleigh, on a assumé que les amplitudes des signaux diffusés sont égales et que leurs phases sont aléatoires. Un modèle proposé par Nakagami est plus réaliste puisqu'il autorise également à l'amplitude de ces signaux d'être aléatoire. La fonction de densité de probabilité de Nakagami relative à r est donnée par :

$$P_r(r) = \frac{2m^m r^{2m-1}}{\Gamma(m)\Omega^m} e^{-\left(\frac{mr^2}{\Omega}\right)}, \quad r > 0 \quad (3.15)$$

où Γ est la fonction gamma, $\Omega = E[r^2]$, $m = \{E(r^2)\}^2/\text{var}(r^2)$ est le facteur d'évanouissement, avec la contrainte $m \geq 1/2$. Nakagami est une distribution générale de l'évanouissement qui se réduit à la distribution de Rayleigh pour m

$= 1$ et à la distribution gaussienne unilatérale pour $m = 1/2$. Elle représente une bonne approximation de la distribution de Rice et s'approche dans certaines conditions de la distribution lognormale.

3.4 Modélisation du canal de propagation

Généralement, pour caractériser un canal de propagation, deux approches sont couramment choisies : la mesure ou la simulation. L'intérêt des simulations, à l'aide de logiciels du lancer de rayons par exemple, réside dans leur rapidité de mise en oeuvre. Cependant, tout modèle nécessite d'être validé par des mesures physiques pour démontrer sa pertinence. La conduite de campagnes de mesures est donc préalable à toute modélisation permettant ensuite des simulations précises.

La caractérisation d'un canal peut se faire en étudiant sa réponse impulsionnelle. En considérant l'émetteur ou le récepteur en mouvement, l'expression de la réponse impulsionnelle h s'exprime comme :

$$h(t, \tau) = \sum_{l=0}^L a_l e^{j(2\pi v_l + \theta_l(t))} \delta(\tau - \tau_l) \quad (3.16)$$

où $h(t, \tau)$ est la réponse impulsionnelle variable dans le temps, t du canal, τ est le retard subi par le signal dans le canal. Dans cette expression, L correspond au nombre de trajets discernables par le récepteur. Le nombre de trajets discernables n'est pas obligatoirement égal au nombre de trajets réellement existant dans le canal. En effet, chacun des L signaux retardés résulte de la recombinaison de plusieurs trajets. Chaque trajet discernable peut ainsi être modélisé par une amplitude a_l et un déphasage θ_l , associés au retard τ_l . Le terme v_l , désigne la fréquence de décalage Doppler, décalage provoqué par les déplacements relatifs de l'émetteur, du récepteur et des obstacles. Cette représentation de la réponse impulsionnelle du canal de propagation permet de lier les signaux reçus $r(t)$ et émis $s(t)$, selon l'expression suivante, où $n(t)$ désigne le terme de bruit additif gaussien.

$$\begin{aligned} r(t) &= s(t) * h(t, \tau) + n(t) \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} \sum_{l=0}^L a_l e^{j(2\pi v_l + \theta_l(t))} \delta(\tau - \tau_l) s(t - \tau) + n(t) \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} \sum_{l=0}^L a_l e^{j(2\pi v_l + \theta_l(t))} s(t - \tau) + n(t) \end{aligned} \quad (3.17)$$

Il est ainsi possible de définir la réponse impulsionnelle $h(t, \tau)$ du canal dans l'espace

temps-retard. Cette réponse désigne la fonction d'étalement des retards [16]. D'autres relations permettent la caractérisation du canal. Ces relations sont les espaces fréquence-temps, retard-Doppler et fréquence-Doppler et sont définies dans les expressions suivantes [16] :

$$\begin{aligned}
 H(f, t) &= \int_{-\infty}^{\infty} h(\tau, t) e^{-j2\pi f\tau} d\tau && \text{Fréquence - temps} \\
 D(\tau, \nu) &= \int_{-\infty}^{\infty} h(\tau, t) e^{-j2\pi\nu t} dt && \text{Retard - Doppler} \\
 F(f, \nu) &= \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} h(\tau, t) e^{-j2\pi(\nu t + f\tau)} d\tau dt && \text{Fréquence - Doppler}
 \end{aligned}
 \tag{3.18}$$

Le diagramme défini dans [16] est appelé diagramme de Bello, (figure 3.10). Il permet d'établir une relation simple entre les fonctions introduites et la fonction de transfert. Chaque relation est reliée à une autre par l'opération de la transformée de Fourier directe ou inverse. La connaissance d'une de ces fonctions permet alors la connaissance totale du canal de propagation.

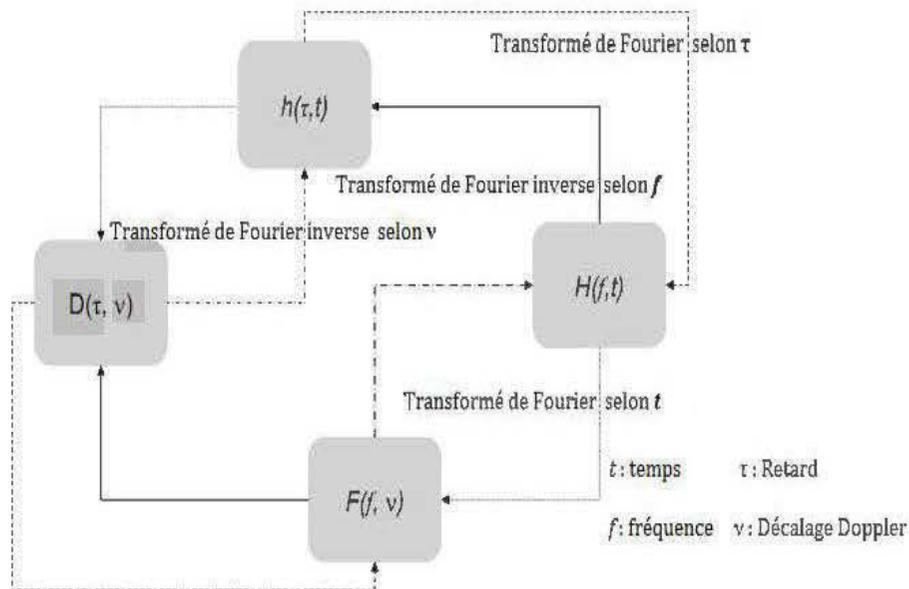


FIGURE 3.10 Diagramme de Bello.

Les paramètres de caractérisation du canal sont définis en étudiant les différentes représentation de la figure 3.10. En supposant que le canal est stationnaire en temps et en fréquence et que les trajets multiples sont d'amplitude et de phase décorréélés, la fonction d'autocorrélation de la fonction de transfert du canal permet de définir les

fonctions de corrélation temporelle et fréquentielle. Ces précédentes hypothèses connues sous le nom WSSUS (Wide Sense Stationary Uncorrelated Scattering) permettent de simplifier la caractérisation statistique du canal de propagation.

3.5 Caractéristiques du canal UWB minier

Heureusement, il y a des études sur le phénomène de propagation du signal UWB dans une mine souterraine [18]. Chehri a fait son étude en prenant en considération les deux scénarios LOS et NLOS, ainsi que les caractéristiques du canal à grande et à petite échelle.

Le but de Chehri était de calculer en détail les caractéristiques statistiques du canal UWB dans une mine. Les caractéristiques de la mine incluent la relation entre l'affaiblissement et la fréquence, entre l'affaiblissement et la distance, ainsi que les paramètres du canal surtout à petite échelle comme la dispersion temporelle subie par les signaux reçus par trajets multiples. En outre, il a démontré que la distribution de Nakagami donne un bon ajustement pour les signaux reçus par trajets multiples.

Chehri a fait ses mesures à une profondeur de 70 m dans une zone de largeur de 2.5 à 3 m et de hauteur de 3 m dans le mine CANMET à Val-d'Or à 500 km au nord de Montréal, Canada. Ces mesures ont été effectuées dans deux environnements. La figure 3.11 présente les deux environnements. La figure 3.11 (a) représente le cas de visibilité directe (LOS), la figure 3.11 (b) représente le cas de visibilité indirecte (NLOS).

Il existe plusieurs paramètres qui influent sur le statut du canal durant l'étude. L'activité des travailleurs dans le mine cause la variation temporelle du canal, mais Chehri n'a pas étudié ce cas dans sa thèse; il a supposé que le canal était statique.

Chehri [18] a mesuré la réponse fréquentielle du canal à partir des données récupérées dans un "Vector Network Analyser" (VNA), un équipement très populaire de mesure pour les canaux UWB [19]. À chaque mesure, il a pris 120 échantillons et à chaque fois il a cherché la réponse fréquentielle pour chaque échantillon pour être le plus proche possible de la réalité du canal.

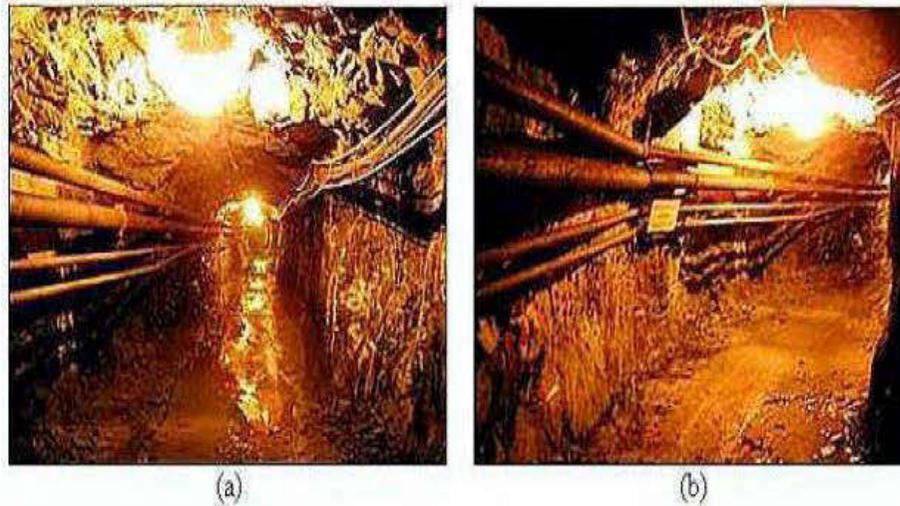


FIGURE 3.11 *Les trois environnements de mesures.*

Puisqu'il était intéressé à une caractérisation efficace du canal, y compris l'effet de l'antenne, il a utilisé des antennes Electro-Metrics soigneusement choisies [5]. Il a mis l'antenne d'émission sur une table de hauteur 1 m au dessus du sol. L'antenne de réception a été mise à la même hauteur. Cette configuration assure une transmission point à point.

Pour éviter les variations temporelles dans le canal, il s'est assuré que les travailleurs ne se déplacent pas entre les deux antennes [18].

Chehri [18] a pris en considération les deux scénarios dans ces mesures (LOS, NLOS). Dans le cas de visibilité directe (LOS), l'antenne d'émission reste fixe sur le table à 1 m de hauteur, tandis que l'antenne du récepteur se déplace de 1 m jusqu'à 12 m avec un pas de 1 m. Dans le cas NLOS, il a fait les mêmes procédures que pour LOS, mais en raison de la difficulté de placer l'antenne de récepteur à courte portée à cause de topologie de la mine, il a commencé à 5 m jusqu'à 12 m et toujours avec un pas de 1 m.

3.5.1 La dépendance entre l'affaiblissement et la fréquence et la distance.

Dans le système UWB, l'atténuation totale se compose de l'atténuation due à la fréquence et celle due à la distance :

$$P(f, d) = P_L(f) \times P_L(d) \quad (3.19)$$

où d est la distance entre l'émetteur et le récepteur dans les deux cas LOS et NLOS. Il existe deux modèles pour décrire la relation entre l'affaiblissement et la fréquence [8] :

$$P_L(f) \approx K e^{-\delta_1 f} \quad (3.20)$$

$$\sqrt{PL(f)} \approx f^{-\delta_2} \quad (3.21)$$

Dans [18], l'auteur a utilisé les deux modèles pour la variation d'atténuation en fonction de la fréquence. Il a utilisé la méthode de Newton-Gauss pour évaluer δ_1 et δ_2 .

Le moyenne de l'atténuation due à la distance est reliée à la distance initiale d_0 et peut être modélisée sous la forme suivante :

$$PL(d) = Pl_0 + 10n \log_{10} \left(\frac{d}{d_0} \right) \quad (3.22)$$

où n est l'indice d'atténuation, Pl_0 est l'affaiblissement de parcours à une distance $d_0 < d$ et d est la distance de parcours.

3.5.2 La distribution de l'amplitude d'un canal à trajets multiples

Les effets du canal sans fil sur le signal à petite échelle sont généralement décrits par un filtre linéaire. Le signal reçu au récepteur est décrit par (3.16). Un certain nombre d'études sur la propagation des signaux ultra large bande ont été réalisées en tenant compte des propriétés temporelles d'un canal et de la réponse spatio-temporelle du canal. Dans [18], l'auteur suppose que l'antenne du récepteur est fixe et donc l'effet Doppler n'existe pas dans son modèle, c'est-à-dire $v_l = 0$ par comparaison avec (3.16).

La réponse impulsionnelle d'un canal à trajet multiples dans ce cas est :

$$h(t, \tau) = \sum_{l=1}^L a_l(t) \delta(t - \tau_l(t)) e^{j\theta_l(t)} \quad (3.23)$$

où $h(t, \tau)$ est la réponse impulsionnelle du canal au temps t , δ est la fonction de Dirac, les paramètres du l -ème chemin a_l , μ_l et θ_l sont l'amplitude, le retard ou le temps d'arrivée des trajets multiples et la phase, respectivement.

Dans [18], l'auteur a testé les distributions Nakagami, Gamma, Rayleigh et lognormale par la méthode de Kolmogorov-Smirnov pour savoir lesquelles donnent un bon ajustement pour le signal reçu par trajets multiples.

D'après le tableau 3.1 [18] on peut voir que la distribution de Nakagami donne le meilleur résultat.

Distributions	LOS	NLOS
Nakagami (%)	89	81
Gamma (%)	19	16
Lognormal (%)	54	41
Rayleigh (%)	83	76

Tableau 3.1 – Comparaison des distributions statistiques de l'amplitude des trajets multiples.

Dans la plupart des mesures qu'il a fait, Chehri trouve que la paramètre Nakagami m est égal à 1, ce qui correspond à une distribution de Rayleigh [18].

3.5.3 La Dispersion temporelle

La valeur RMS de la dispersion temporelle est un paramètre important utilisé pour caractériser la dispersion temporelles dans le canal de propagation à trajets multiples (section 3.3.5). Ce paramètre est déjà estimés pour un canal UWB à l'intérieur [17], [14]. Les valeurs numériques dépendent de la taille et du type de bâtiment ainsi que de la présence ou non d'une voie à visibilité directe (LOS).

Le tableau 3.2 présente les résultats des mesures de Chehri [18]. Le tableau donne des résultats concernant la valeur RMS de la dispersion temporelle en ns en prenant en considération les deux scénarios LOS et NLOS à deux puissances d'émission, 15 et 20 dB.

	Valeur RMS de la dispersion temporelle
LOS (15 dB)	11.8
LOS (20 dB)	23.6
NLOS (15 dB)	29.07
NLOS (20 dB)	44.38

Tableau 3.2 – Retard moyen et valeur RMS de la dispersion temporelle en ns.

3.5.4 Les réponses fréquentielle et temporelle

La réponse fréquentielle du canal est calculée à partir des données récupérées dans le VNA sous la forme d'un vecteur complexe. La réponse temporelle est obtenue comme la transformé inverse de Fourier de la réponse fréquentielle. Il est possible de profiter d'une technique de fenêtrage pour améliorer la réponse temporelle pour une application particulière. Les figures 3.12 et 3.13 illustrent la réponse fréquentielle dans les cas LOS et NLOS, respectivement, tandis que les figures 3.14 illustre la réponse temporelle dans les cas LOS et NLOS, respectivement.

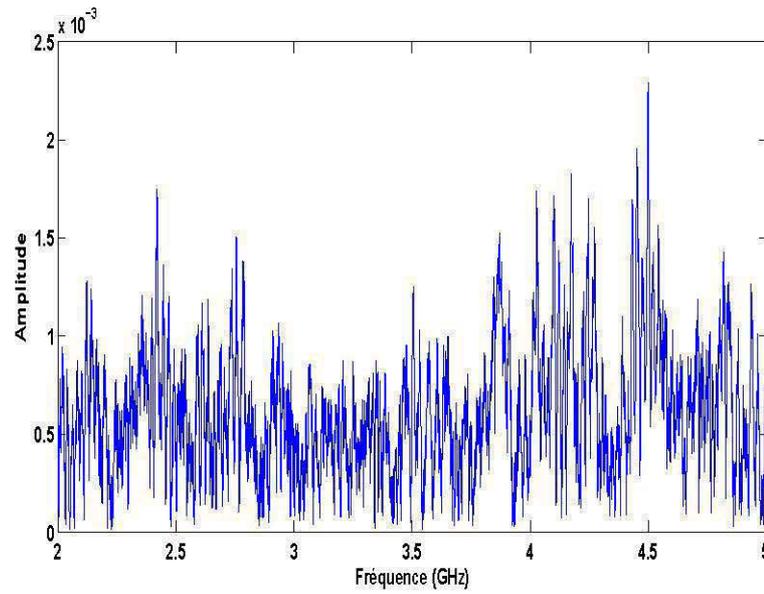


FIGURE 3.12 – Réponse fréquentielle dans le cas LOS [18].

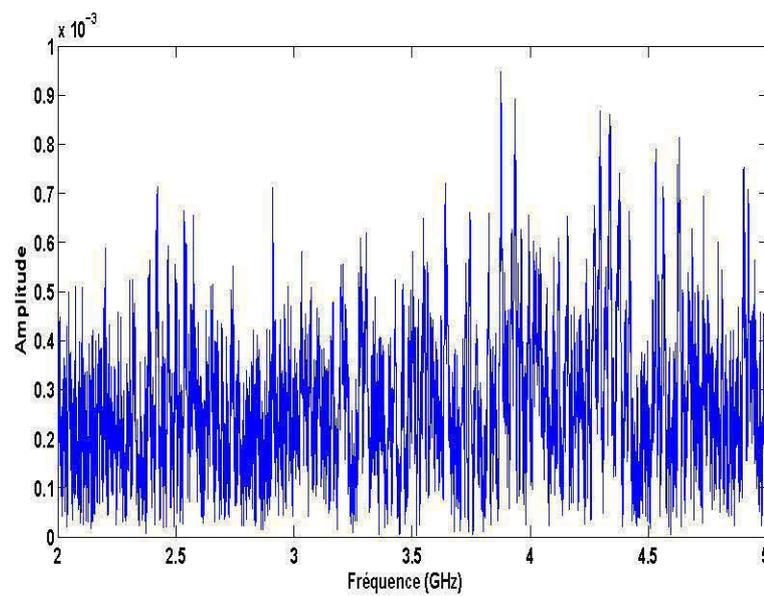


FIGURE 3.13 – Réponse fréquentielle dans le cas NLOS [18].

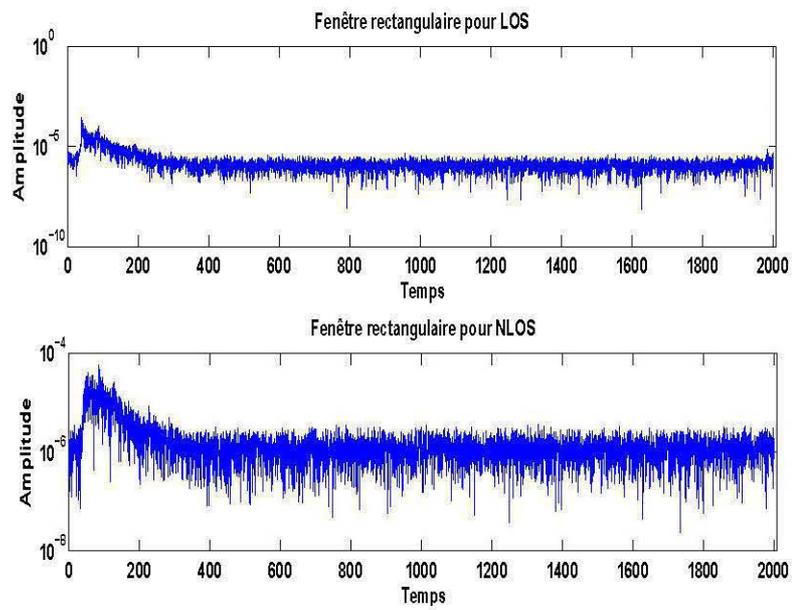


FIGURE 3.14 – Réponse temporelle dans les deux scénarios LOS et NLOS [18].

Chapitre 4

Capacité du canal UWB

4.1 Introduction

Nous avons vu précédemment que la première caractéristique des signaux UWB est la largeur de la bande qu'ils occupent, typiquement de l'ordre de 500 MHz à plusieurs GHz. La théorie de l'information nous apprend que moyennant l'utilisation d'un code approprié, il est possible de transmettre des données à un taux d'erreur binaire (TEB) inférieur à un seuil fixé arbitrairement bas, à condition que le débit de données soit inférieur à la capacité du canal de transmission. La capacité, C , du canal est donc une indication du débit maximal qu'il est théoriquement possible d'obtenir sur ce canal. La capacité d'un canal perturbé par du bruit blanc gaussien additif peut être calculée par la formule de Shannon [40] :

$$C = B \log_2 \left(1 + \frac{P}{N_0 B} \right) \quad (4.1)$$

où C représente la capacité du canal (bit/s), B est la largeur de bande du canal (Hz), P est la puissance du signal et N_0 est la densité de puissance du bruit.

En prenant en compte un canal non idéal sujet à des évanouissements selectif aléatoire, nous pouvons introduire un gain h d'amplitude complexe, gaussienne et de puissance égale à l'unité. La capacité ergodique (moyenne) prend alors la forme suivante [24] :

$$C = B \cdot E \left[\log_2 \left(1 + \frac{P|h|^2}{N} \right) \right] \quad \text{bits/s/Hz} \quad (4.2)$$

où E représente l'espérance mathématique.

Dans un contexte de demande croissante de systèmes de communications sans fil à très haut débit, les technologies radio travaillant sur de larges bandes de fréquences sont susceptibles de fournir des débits adéquats. L'UWB, avec des bandes de fréquences allant jusqu'à plusieurs GHz, est plus adapté à l'augmentation de débit que les systèmes présentant de fortes contraintes sur la largeur de bande [25].

4.2 Capacité d'un canal à trajets multiples avec une distribution Nakagami

À la connaissance de l'auteur, aucun travail sur l'étude de la capacité du canal UWB minier n'a été effectué. Tel que précédemment au chapitre précédent, Chehri [18] a montré que le signal reçu par des trajets multiples suit une distribution de Nakagami. Dans ce contexte, on peut se baser sur des travaux précédents sur les canaux ayant une distribution Nakagami pour le calcul de la capacité. Dans [31], une étude de la capacité d'un canal Nakagami à trajets multiples (NMF : Nakagami multi-path fading) a été effectuée. Une solution a été obtenue pour la capacité de transmission d'un canal NMF (avec et sans diversité) et comparée à la capacité d'un canal gaussien. Les auteurs ont démontré aussi que la capacité d'un canal NMF est toujours plus petite que celle du canal gaussien. En outre, la capacité d'un canal NMF converge vers celle d'un canal gaussien si le paramètre d'évanouissement m de la distribution Nakagami tend vers l'infini.

L'efficacité spectrale est un critère de base dans la conception des systèmes de communication sans fil du futur. Dans [31], les auteurs se sont concentrés sur l'efficacité spectrale définie comme le taux moyen de données transmises par unité de bande passante pour un taux d'erreur spécifique. Malheureusement, les liaisons radios sont soumises à des évanouissements sévères par trajets multiples en raison de la combinaison aléatoire des composantes retardées, réfléchies, dispersées et diffractées de signal. L'évanouissement conduit à une dégradation importante du rapport signal sur bruit (SNR) résultant en un plus grand (TEB).

L'adaptation de certains paramètres du signal transmis sur un canal à évanouissements conduit à une meilleure utilisation de la capacité du canal.

La capacité de Shannon d'un canal définit sa limite théorique pour un taux maximal de transmission et à un TEB arbitrairement petit, sans aucun délai ou contraintes complexes. Par conséquent, la capacité de Shannon représente le schéma optimiste de communication pratique, et sert également comme un repère permettant de comparer l'efficacité spectrale de tous les régimes pratiques de transmission.

Tel que mentionné plus haut, les auteurs de [31], ont considéré un système de communication avec un canal subissant des trajets multiples où le rapport signal sur bruit, γ , suit la distribution Nakagami (section 3.3.7).

4.2.1 Capacité d'un canal à évanouissement plat

Le système illustré dans [31] subit une contrainte de puissance moyenne à la transmission. La capacité de canal dans ce cas est donnée par la formule suivante [13] :

$$C = B \int_{\gamma_0}^{\infty} \log_2\left(\frac{\gamma}{\gamma_0}\right) P_{\gamma}(\gamma) d\gamma \quad (4.3)$$

où $p_{\gamma}(\gamma)$ est la densité de probabilité de γ , B désigne la largeur de bande du canal en Hz et γ_0 est le seuil optimal de SNR. La transmission de donnée au dessous de γ_0 est suspendue. γ_0 satisfait l'équation suivante :

$$\int_{\gamma_0}^{\infty} \left(\frac{1}{\gamma_0} - \frac{1}{\gamma}\right) P_{\gamma}(\gamma) d\gamma = 1 \quad (4.4)$$

Avec une adaptation optimale du débit de données et avec une puissance constante à l'émission, la capacité du canal est donnée par [13] :

$$C = B \int_0^{\infty} \log_2(1 + \gamma) P_{\gamma}(\gamma) d\gamma \quad (4.5)$$

où γ est le rapport signal sur bruit, qui suit la distribution Nakagami. Cette équation a été déjà introduite par Lee [27], [23] comme la capacité moyenne d'un canal à évanouissement plat et a été obtenue en faisant la moyenne de la capacité d'un canal AWGN.

4.3 Capacité du canal pour un système UWB

La formule classique de Shannon représente le schéma optimale pour calculer la capacité théorique d'un canal plat sans inclure les effets du canal sur le signal (canal idéal). En pratique, le canal de transmission UWB est un canal à trajets multiples, notamment pour les applications à l'intérieur. Cette propriété rend l'évanouissement du canal sélectif dans le domaine fréquentiel. La formule classique de Shannon ne s'applique alors pas pour calculer la capacité de ce type de canal.

Pour calculer la capacité théorique d'un canal, il faut tenir compte de l'évanouissement du canal et de la distribution statistique de l'enveloppe des signaux reçus dans le cas d'une propagation par trajets multiples. En étudiant quelques exemples de calcul de la capacité des canaux multi-trajets à évanouissement de Nakagami, on a remarqué qu'on part toujours de la capacité de Shannon pour un canal gaussien [43], [21], [31].

4.3.1 Modèle statistique pour un canal UWB à l'intérieur

Dans [31], les chercheurs ne prennent pas en considération la sélectivité de la réponse fréquentielle du canal. Ils ont adaptés la capacité de Shannon sur le canal en supposant que ce dernier est statique. Notre problématique réside dans la nature sélective du canal UWB minier. Pour cela, on ne peut pas appliquer la formule classique de Shannon pour calculer la capacité de canal, car cette formule s'applique uniquement pour les canaux plats.

L'approche qu'on va proposer sert à résoudre les problèmes liés au canal UWB minier, soit la sélectivité de fréquence et la limite de puissance (faible rapport signal sur bruit). D'abord, on va évaluer la capacité théorique pour un canal UWB à l'intérieur. Dans cette approche, on va créer la réponse du canal manuellement, puis on va distribuer la puissance de manière optimale sur tous les sous canaux afin de maximiser le taux binaire.

Pour créer la réponse du canal, on va se baser sur le modèle statistique de propagation pour un canal UWB à l'intérieur illustré dans [19] :

$$Y(t) = \sum_{l=1}^L a_l X(t - \tau_l) + N(t) \quad (4.6)$$

où $X(t)$ est le signal UWB transmis, $Y(t)$ est le signal à la sortie du canal, L désigne le nombre de trajets reçus au récepteur et τ_l désigne le retard subi par le l -ème trajet, a_l est l'amplitude du signal reçu par le l -ème trajet et $N(t)$ c'est le bruit additif.

On suppose que le retard subi par le premier trajet arrivant au récepteur est nul, $\tau_1 = 0$. L'arrivée du premier trajet est considérée comme un point de référence.

On suppose que $\tau_l = (l-1)\tau$ pour des raisons de commodité à la fois d'analyse et de traitement d'échantillonnage au niveau du récepteur [35] où τ est la période d'échantillonnage.

La distribution de Nakagami modélise au mieux les variations des amplitudes à petite échelle à l'intérieur [32]. Noter que $a_l = \nu_l K_l$, où $\nu_l = \text{sign}(a_l)$, peut prendre la valeur 1 ou -1 à cause de l'inversion du signal dû à la réflexion du signal et $K_l = |a_l|$ est la module de a_l . La distribution statistique de K_l suivant une loi de Nakagami est décrite par la formule suivante [21] :

$$P_{K_l}(x) = \begin{cases} 2 \left(\frac{m}{2\Omega_l}\right)^{\frac{m}{2}} \frac{1}{\Gamma(\frac{m}{2})} x^{m-1} e^{-\left(\frac{mx^2}{2\Omega_l}\right)}, & \text{si } x > 0 \\ 0, & \text{si } x < 0 \end{cases} \quad m \geq 1 \quad (4.7)$$

où $\Omega_l = E(a_l^2)$, $m = 2 \cdot \left[\frac{E(a_l^2)^2}{\text{VAR}[a_l^2]} \right]$. La densité de probabilité de ν_l est donnée par :

$$P_{\nu_l}(x) = \frac{1}{2}\delta(x-1) + \frac{1}{2}\delta(x+1) \quad (4.8)$$

La puissance du signal reçu diminue exponentiellement avec le retard. Pour cette raison Ω_l varie selon le critère suivant :

$$\Omega_l = r\Omega_{l-1} \quad (4.9)$$

où r est une constante déterminée par le scénario de communication, $r < 1$. r prend des valeurs entre 0.93 et 0.97 et dans notre approche on va prendre $r = 0.95$ [21].

Les figures 4.1, 4.2, 4.3, 4.4 et 4.5 illustrent la sortie et la réponse fréquentielle du canal entre 0 et $B/2$ dans le cas où l'on suppose que l'on a 2, 7, 15, 50 et 100 trajets.

On a pris une bande passante égale à 1 ($B = 1$) dans les simulations, d'où la période d'échantillonnage égale à 1, $\tau_l = 1/B$. D'après l'hypothèse $\tau_l = (l - 1)\tau$, le retard entre deux trajets consécutifs est égal à 1. Par conséquent, le retard maximal dans le cas $L = 50$ est égal à 50. Ces figures montrent que lorsque le nombre de trajets augmente, la réponse fréquentielle du canal devient plus sélective.

La sélectivité du canal et l'affaiblissement subi par le signal dans le canal influent

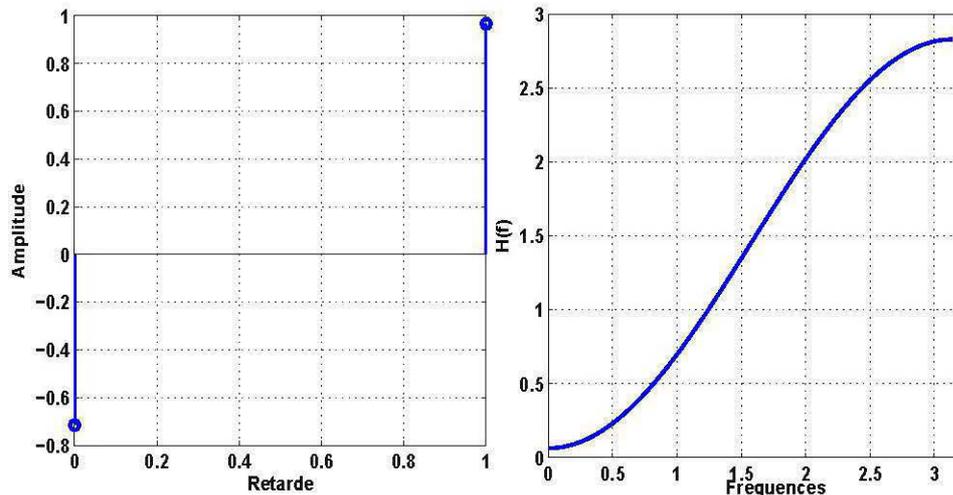


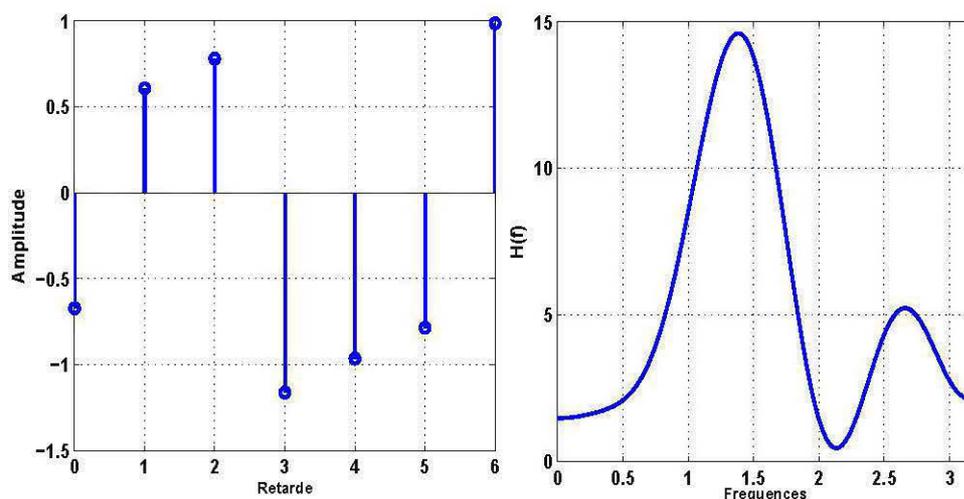
FIGURE 4.1 – La sortie et la réponse fréquentielle du canal pour $L = 2$.

sur la capacité du canal en diminuant le rapport signal sur bruit. Comme nous l'avons vu, la capacité du canal est liée logarithmiquement au rapport signal sur bruit. La diminution de ce rapport implique la diminution de la capacité du canal.

Le grand nombre d'obstacles dans la mine, la rugosité des murs, les flaques d'eau et les fils électriques contribuent à augmenter le nombre de trajets que suit le signal pour arriver au récepteur. Dans cette approche, on va évaluer la capacité du canal UWB à l'intérieur. Dans la deuxième étape, on va évaluer la capacité du canal UWB minier pour finalement comparer les résultats dans les deux environnements.

4.3.2 Algorithme de waterfilling

Quand un canal de communication est endommagé par de graves évanouissements, ou par de fortes interférences entre symboles, l'adaptation du signal de transmission

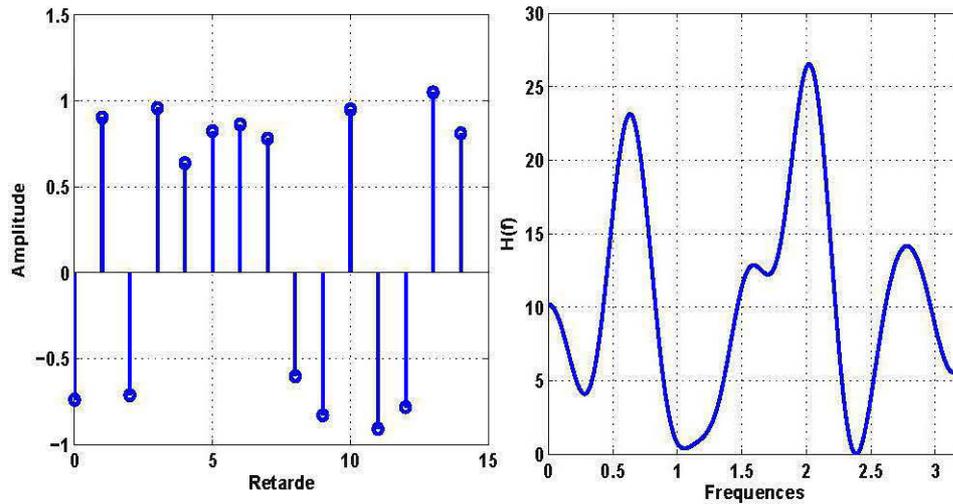
FIGURE 4.2 – La sortie et la réponse fréquentielle du canal pour $L = 7$.

à l'état de canal peut généralement apporter une grande amélioration à la vitesse de transmission.

Le problème de trouver une stratégie d'adaptation optimale a beaucoup été étudié dans le passé. Dans l'ouvrage écrit en 1968 par Gallager [22] et aussi dans le livre écrit en 1991 par Cover et Thomas [20], on démontre que l'algorithme du "waterfilling" (WF), ou remplissage d'eau, permet de trouver une solution optimale au problème d'optimisation sous contrainte de la puissance totale disponible. Dans le cas d'une distribution de puissance sur des porteuses gaussiennes parallèles et indépendantes, le WF est une technique d'affectation optimale de bits et de puissance.

L'objectif du "waterfilling" est de distribuer la puissance totale sur les canaux afin de maximiser la capacité du canal. On considère la figure 4.6, où l'on a K sous-canaux gaussiens parallèles les uns aux autres. La sortie de chacun est la sommation de l'entrée avec un bruit gaussien subi par chaque sous-canal. Par exemple, pour le canal k on a $Y_k = X_k + N_k$, $N_k \approx N(0, \sigma_k^2)$. On suppose aussi que le bruit dans chaque canal est indépendant d'un canal à l'autre et que l'on a une limite de puissance $E\left(\sum_{j=1}^K X_j^2\right) \leq P$.

On a vu que selon la théorie de l'information (section 2.5.1), la capacité d'un canal gaussien est donné par [20] :


 FIGURE 4.3 – La sortie et la réponse fréquentielle du canal pour $L = 15$.

$$C = \frac{1}{2} \log_2 \left(1 + \frac{P}{N} \right) \quad (4.10)$$

La capacité totale de K canaux Gaussien est donc donnée par [20] :

$$C = \sum_{j=1}^K \left(\frac{1}{2} \log_2 \left(1 + \frac{P_j}{N_j} \right) \right) \quad (4.11)$$

où $P_j = E(X_j^2)$, et $\sum P_j = P$, $(X_1, X_2, \dots, X_K) \approx N \left(0, \begin{pmatrix} P_1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & P_2 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & P_3 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \ddots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & P_K \end{pmatrix} \right)$.

Le problème se limite à trouver l'allocation de puissance qui maximise la capacité du canal dans le cas où on a une limite de puissance $\sum P_j = P$. Il s'agit d'un problème d'optimisation standard et peut être résolu en utilisant la technique des multiplicateurs de Lagrange [6] :

$$j(P_1, \dots, P_K) = \sum_{j=1}^K \left(\frac{1}{2} \log_2 \left(1 + \frac{p_j}{N_j} \right) \right) + \lambda (\sum P_j) \quad (4.12)$$

La dérivée des deux cotés par rapport à P_j nous donne :

$$\begin{aligned} \frac{1}{2} \frac{1}{p_j + N_j} + \lambda &= 0 \\ p_j &= \nu - N_j \end{aligned} \quad (4.13)$$

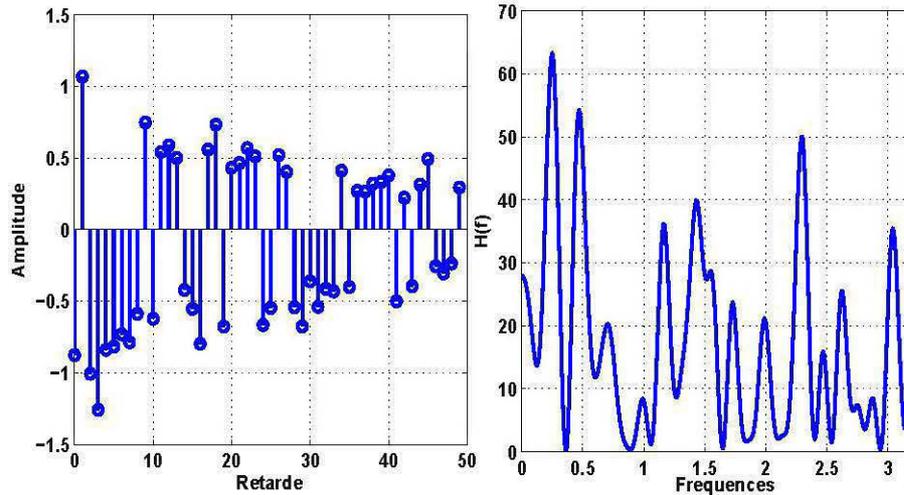


FIGURE 4.4 – La sortie et la réponse fréquentielle du canal pour $L = 50$.

Comme la puissance doit être positive, on utilise la méthode de Kuhn-Tucker [7] pour que P_j demeure toujours positif :

$$P_j = (\nu - N_j)_+ \quad (4.14)$$

La puissance est choisie pour que :

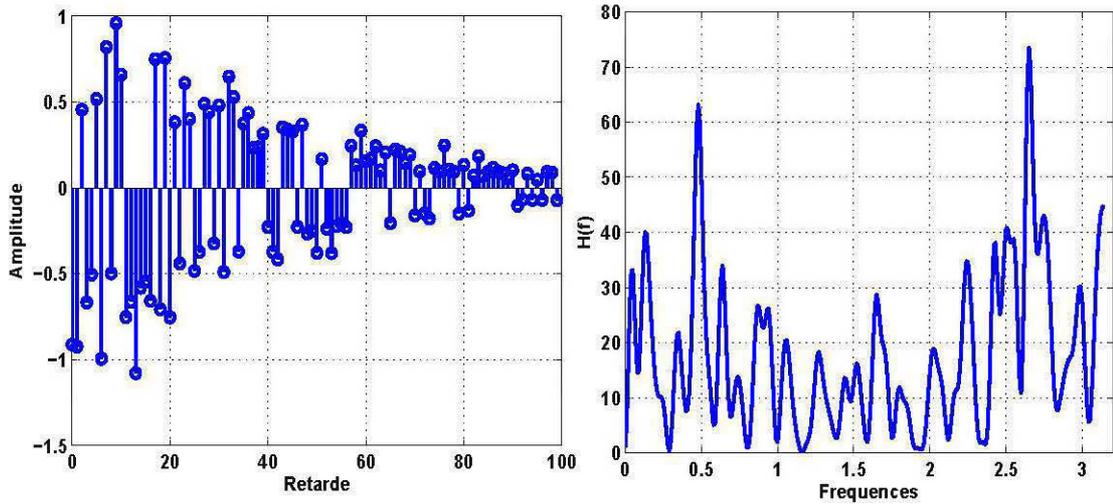
$$\sum (\nu - N_j)_+ = P. \quad (4.15)$$

où

$$(X)_+ = \begin{cases} X, & \text{si } X > 0 \\ 0, & \text{si } X < 0 \end{cases} \quad (4.16)$$

et ν est le paramètre seuil, "water-level" ou niveau d'eau et il désigne le maximum de puissance qu'on peut attribuer aux sous-canaux. Intuitivement, la puissance totale disponible à l'émission peut être assimilée à une quantité de liquide qu'il faut placer dans un réservoir dont la forme est déterminée par la puissance équivalente du bruit.

La figure 4.7 permet de comprendre le théorème du "waterfilling". La couleur rouge désigne le bruit dans les canaux, la couleur bleu désigne la puissance attribuée à chaque sous-canal. Par exemple, si on prend le troisième sous-canal, on remarque qu'on a une puissance nulle attribuée à cette bande, puisque $\nu < N_3$.


 FIGURE 4.5 – La sortie et la réponse fréquentielle du canal pour $L = 100$.

4.3.3 Algorithme pour calculer la capacité pour un canal UWB à l'intérieur

Notre étude sur la capacité théorique du canal se base sur les travaux effectués en [18] et [21]. Ils supposent que la puissance du signal transmis est limitée comme suit :

$$E(X^2(t)) = \int_{-\frac{B}{2}}^{\frac{B}{2}} S_x(f) df \leq \bar{S} \quad (4.17)$$

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

$$S_x(f) = \int_{-\infty}^{\infty} E[X(t+\tau)X(t)] e^{-j2\pi f\tau} d\tau \quad (4.18)$$

On suppose que le paramètre de Nakagami m est constant pour tous les trajets. Ainsi, les amplitudes d'évanouissement a_1, \dots, a_L sont supposées indépendantes les unes des autres et elles ont la même distribution statistique (Nakagami). Pour simplifier, on utilise A pour noter les amplitudes d'évanouissement reçus par les trajet multiples $A = (a_1, \dots, a_L)$.

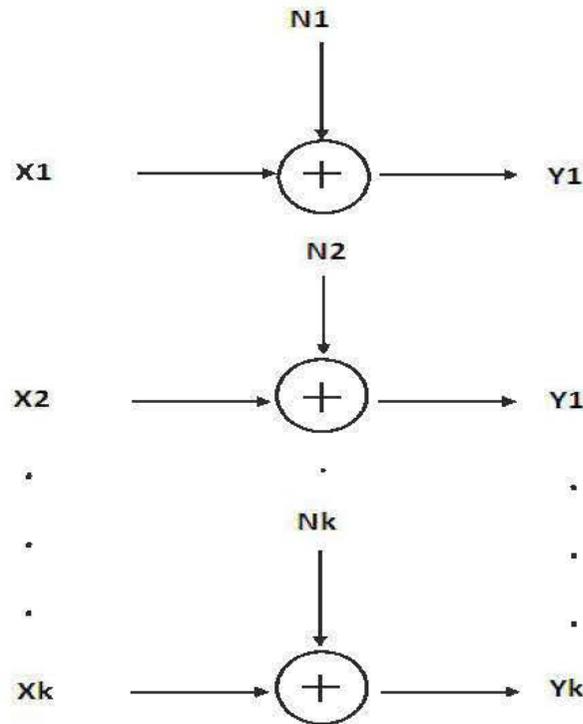


FIGURE 4.6 – Un exemple de canaux gaussien parallèles et indépendants.

Comme nous l'avons vu, la formule classique de la capacité de Shannon est obtenue pour les canaux ayant une réponse en fréquences plate. Par conséquent, cette formule ne s'applique pas directement dans notre modèle de canal [18]. Pour utiliser la formule classique de Shannon, nous pouvons d'abord diviser la bande de fréquences en un nombre infini de petites bandes, dans lesquels les sous-canaux peuvent être considérés plats. Puis, on intègre la capacité du canal pour les sous-canaux sur toute la bande passante. Par l'utilisation de cette procédure, la capacité du canal conditionnelle est donnée par :

$$C|_A = \max \left(\int_{-\frac{B}{2}}^{\frac{B}{2}} \log_2 \left(1 + \frac{S_x(f)|H(f)|^2}{N_0} \right) df \right) \quad (4.19)$$

$$\int_{-\frac{B}{2}}^{\frac{B}{2}} S_x(f) df \leq S$$

où $H(f)$ est la réponse fréquentielle du canal et donnée par :

$$H(f) = \sum_{l=1}^L a_l e^{-j2\pi f(l-1)\tau} \quad (4.20)$$

Si l'information sur A et donc sur $H(f)$ est disponible à l'émetteur, la méthode

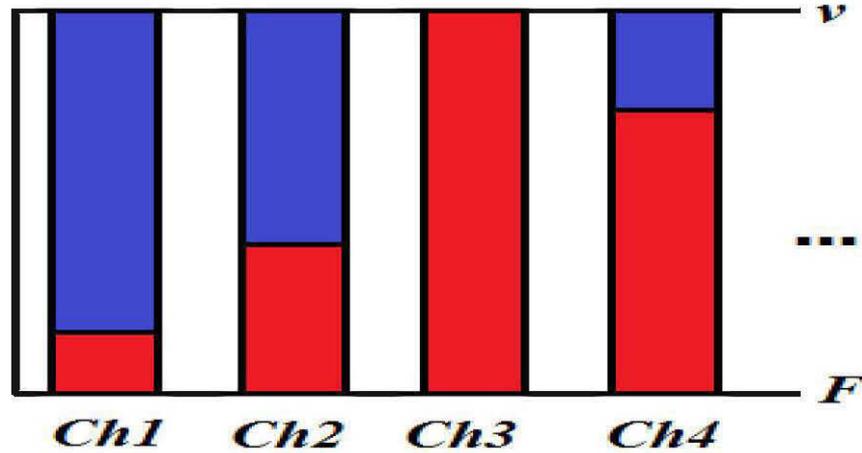


FIGURE 4.7 – Exemple de répartition de puissance dans le WF; $\text{water-level} = v$.

dans [21] peut être utilisée pour calculer la valeur optimale de la densité spectrale de puissance $S_x(f)$ dans chaque sous-bande :

$$S_x(f) = \left[\theta - \frac{N_0}{|H(f)|^2} \right]_+ \quad (4.21)$$

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

$$\int_{f \in F_\theta \cap \left[-\frac{B}{2}, \frac{B}{2} \right]} \left(\theta - \frac{N_0}{|H(f)|^2} \right) df = \bar{S} \quad (4.22)$$

où \bar{S} est le maximum de puissance disponible et F_θ est la gamme des fréquences f tel que $\frac{N_0}{|H(f)|^2} \leq \theta$. La solution optimale $S_x(f)$ ci-dessus est connue sous le nom de l'algorithme de "waterfilling".

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

$$C|_A = \int_{-\frac{B}{2}}^{\frac{B}{2}} \log \left(1 + \frac{\bar{S}|H(f)|^2}{BN_0} \right) df \quad (4.23)$$

On définit $\rho = \bar{S}/(BN_0)$, le rapport du signal sur le bruit. En substituant $H(f)$ dans l'équation précédente, la capacité dans le cas uniforme est donc donnée par [21] :

$$C|_A = \frac{B}{\pi} \int_0^{\pi} \log \left(1 + \rho \left[\sum_{l=1}^L a_l \cos((l-1)u) \right]^2 + \rho \left[\sum_{l=1}^L a_l \sin((l-1)u) \right]^2 \right) du \quad (4.24)$$

La figure 4.8 illustre le diagramme bloc de l'algorithme complet pour calculer la capacité du canal UWB dans les cas de la présence ou de l'absence d'information sur le canal de propagation. Les étapes de calcul menant à (4.20) sont détaillées à l'annexe A. Les résultats obtenus sous MATLAB pour le calcul des différentes capacités sous MATLAB sont présentés et commentés au chapitre 5.

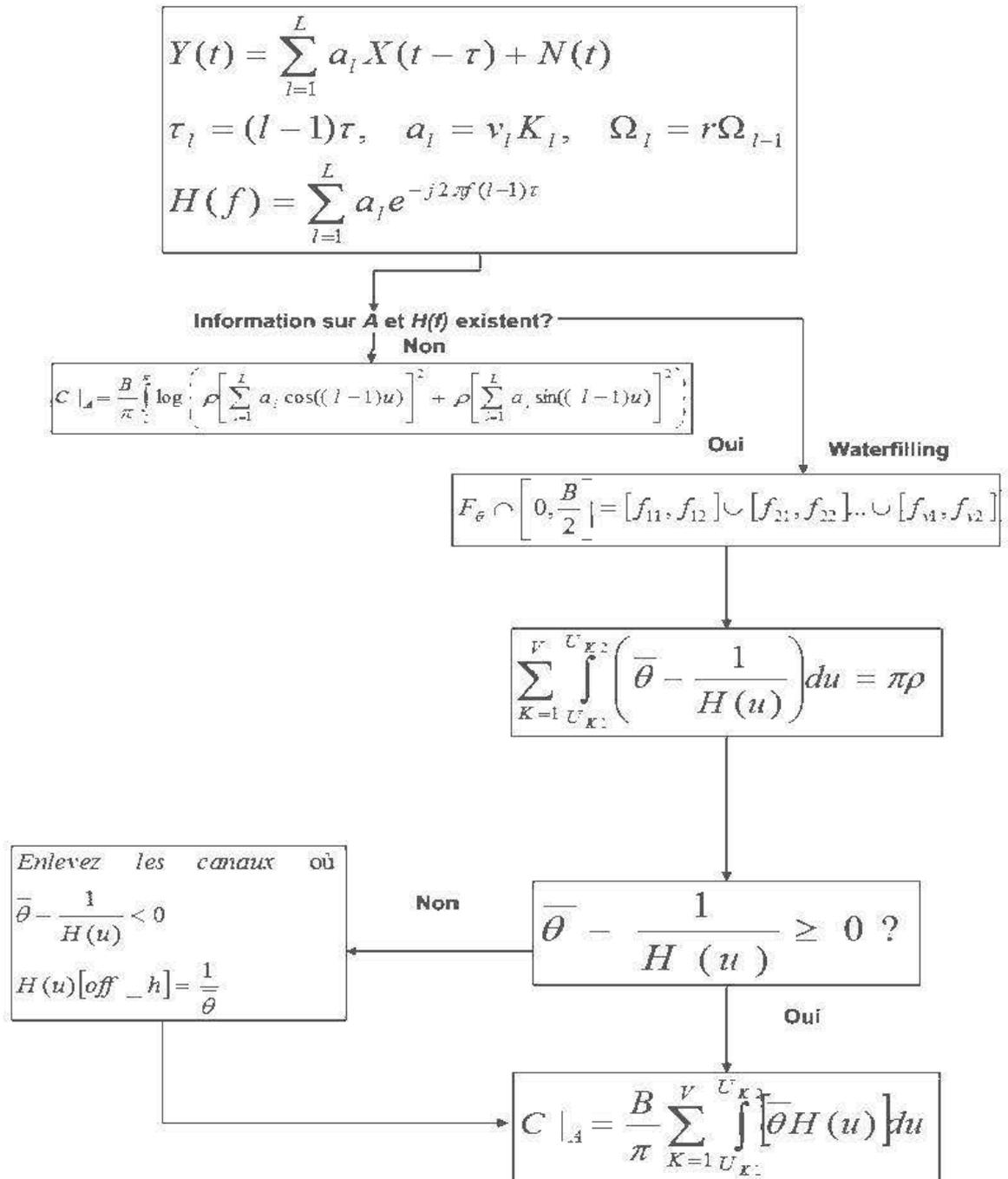


FIGURE 4.8 – Algorithme pour calculer la capacité pour un canal UWB à l'intérieur.

Chapitre 5

Résultats et analyse

5.1 Introduction

Dans ce chapitre, nous présentons les principaux résultats obtenus lors de nos simulations. ON rappelle que l'objectif de ce mémoire est d'établir un modèle mathématique réaliste pour calculer la capacité du canal UWB minier.

Le canal de transmission UWB est généralement un canal à trajets multiples, notamment pour les applications intérieures. Ainsi, la réponse du canal est sélective dans le domaine fréquentiel. La formule classique de la capacité de Shannon est obtenue pour les canaux ayant des réponses fréquentielles plates. Cette formule ne s'applique pas directement dans notre modèle de canal; pour cette raison, on va diviser la bande de fréquence en un nombre infini de petites bandes, considérées comme des sous-canaux à réponse fréquentielle plate. Ensuite on va appliquer la méthode de "waterfilling" pour distribuer la puissance sur les sous-canaux par une manière optimale afin d'obtenir la capacité maximale du canal.

Dans les simulations, nous allons commencé par établir les réponses en fréquences pour un canal UWB à l'intérieur dans le cas où on a une seule antenne à l'émetteur et une seule au récepteur (cas SISO) en tenant compte de l'effet des multi-trajets ainsi que de la distribution statistique du signal reçu au récepteur (Nakagami). L'algorithme illustré dans la figure 4.8 et que nous avons détaillé dans le chapitre précédent, nous permet de créer la réponse fréquentielle d'un canal UWB Nakagami à l'intérieur. Les figures 4.1, 4.2, 4.3, 4.4 et 4.5 illustrent la sortie et la réponse fréquentielle du canal

entre 0 et $B/2$ (car le canal est symétrique) dans le cas où on suppose que on a $L = 2, 7, 15, 50$ et 100 trajets.

Dans une première étape, on suppose qu'on n'a pas d'information à propos du canal, c'est-à-dire sur l'affaiblissement subit par le signal dans le canal, ainsi que sur la distribution statistique du signal reçu au récepteur. Dans ce cas, on attribue une puissance constante (le maximum de puissance) d'une manière uniforme sur toute la bande du canal afin de calculer la capacité du canal.

L'information à propos du canal implémenté dans la chapitre précédent est disponible. Pour cette raison, on peut utiliser une méthode optimale pour calculer la capacité du canal. Dans la deuxième étape, on divise la bande passante en plusieurs sous-bandes, ensuite on attribue à chaque sous-canal la puissance convenable afin de maximiser la puissance dans les sous-canaux où le rapport signal sur bruit est faible. Dans ce contexte et dans le but de bénéficier du maximum de puissance, on n'a pas considéré les canaux qui ont un rapport SNR très faible dans le calcul de la capacité.

5.2 Capacité du canal UWB à l'intérieur

Comme il a été mentionné dans l'introduction, on suppose à la première étape qu'on n'a pas d'informations concernant la réponse fréquentielle du canal. Pour cela, on calcule la capacité du canal par la méthode uniforme (section 4.3.3). Dans cette simulation, on a pris la bande passante égale à 1, le paramètre de Nakagami $m = 4$, le coefficient d'affaiblissement du signal $r = 0.95$. On considère que le retard subit par le premier trajet est égal à 0.

La figure 5.1 illustre les capacités uniformes du canal UWB dans le cas SISO à l'intérieur. Cette figure présente les capacités déterminées par la méthode uniforme pour $L = 2, 7, 15, 50$ et 100 trajets. D'après la figure 5.1, la capacité uniforme est presque égale à 0 dans le cas où le SNR est faible et elle augmente logarithmiquement lorsque le SNR augmente, ce qui vérifie le théorème de Shannon.

Dans la deuxième simulation, on utilise l'information à propos du canal discuté dans

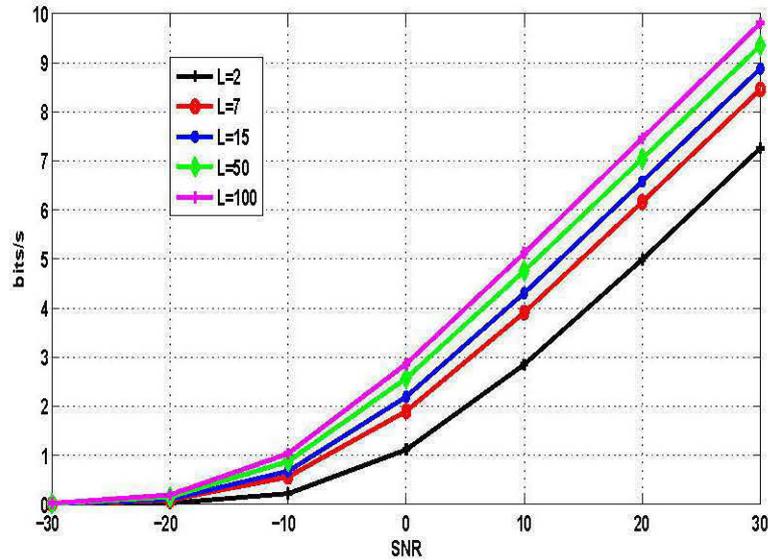


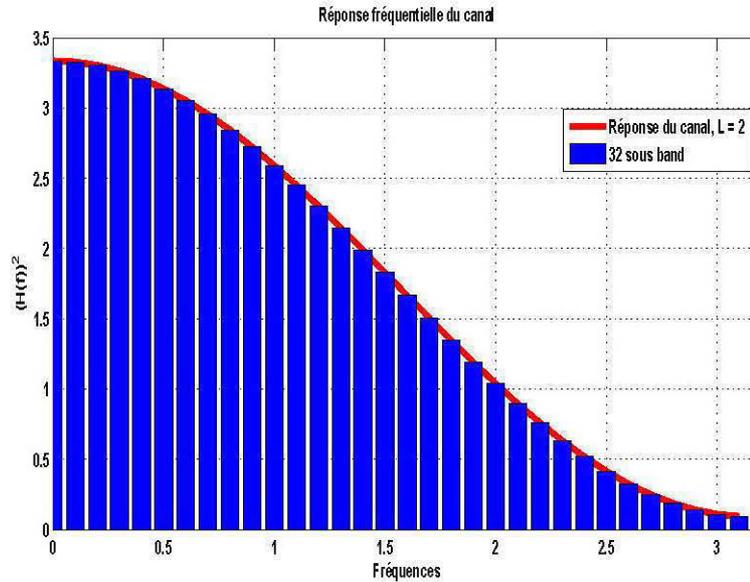
FIGURE 5.1 – Capacités du canal par la méthode uniforme en bits/s.

la section 4.3.1. Comme nous l'avons vu, la formule classique de la capacité de Shannon est obtenue pour les canaux plats. Par conséquent, cette approche ne s'applique pas directement dans notre modèle de canal [18]. Pour résoudre ce problème, on suit l'algorithme illustré à la figure 4.8. Dans la première étape, on divise la bande de fréquence en sous-bandes, pour lesquelles les sous-canaux peuvent être considérés comme plats.

Les figures 5.2 et 5.3 illustrent la décomposition des réponses fréquentielles du canal dans les cas $L = 2$ et $L = 50$.

Dans la deuxième étape, on distribue la puissance sur les sous-canaux d'une manière optimale afin de calculer la capacité du canal connaissant ses caractéristiques. Ensuite on ne considère pas les sous-canaux qui ont un rapport signal sur bruit très faible dans le calcul de capacité. Autrement dit, on n'envoie pas d'information sur les sous-canaux qui ont un SNR faible. Enfin, on intègre la capacité sur les divers sous-canaux sur toute la bande passante.

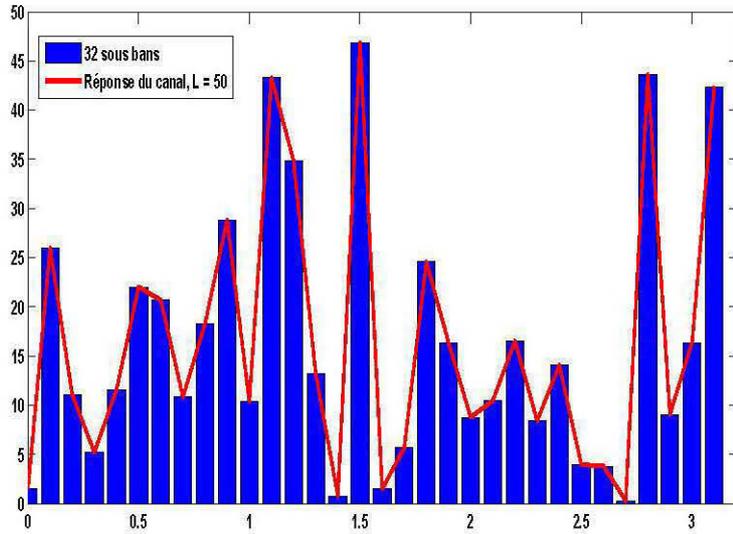
Dans cette simulation on a pris aussi une bande passante égal à 1, un paramètre de Nakagami $m = 4$, et un coefficient d'affaiblissement du signal $r = 0.95$. Aussi on considère que le retard subit par le premier trajet est égal à 0.

FIGURE 5.2 – Décomposition du canal dans le cas $L = 2$.

La figure 5.4 illustre les capacités optimales du canal UWB dans le cas SISO à l'intérieur, pour $L = 2, 7, 15, 50, 100$. D'après la figure 5.4, la capacité optimale donne une amélioration importante par rapport à la capacité uniforme, et elles augmentent logarithmiquement lorsque le SNR augmente, ce qui vérifie le théorème de Shannon.

Pour démontrer la différence entre les méthodes optimale et uniforme, on divise les capacités uniformes par les capacités optimales pour $L = 2, 7, 15, 50, 100$. La figure 5.5 illustre le rapport des capacités uniforme sur les capacités optimales. D'après la figure 5.5, on remarque que lorsque le rapport du signal sur bruit est faible, < -20 dB, la capacité optimale est entre 1.45 et 1.65 plus grande que la capacité uniforme. Tandis que lorsque le rapport du signal sur bruit est grand, > 10 dB, on remarque que les deux méthodes donnent des résultats équivalents, et ce qui vérifie les résultats obtenues par les auteurs dans [21]. D'après ces résultats on remarque que la méthode "waterfilling" est efficace juste dans le cas où le SNR est faible.

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

FIGURE 5.3 – Décomposition du canal dans le cas $L = 50$.

moins sélectif.

5.3 Capacité du canal UWB dans le mine

Comme on a vu dans le chapitre 4, pour calculer la capacité de n'importe quel canal, il faut d'abord caractériser et modéliser ce canal. Dans cette section, on va appliquer l'algorithme présenté dans le chapitre 4 pour évaluer la capacité du canal UWB dans la mine modélisée par Chehri [18].

Le signal UWB est caractérisé par une faible puissance à la transmission à cause de sa large bande passante. Le canal minier est aussi caractérisé par de graves évanouissements et par de fortes interférences entre symboles. L'algorithme présenté dans le chapitre 4 [21] et vérifié par la simulation dans la section 5.2 représente la façon la plus convenable pour calculer la capacité du canal UWB minier.

Après l'obtention des mêmes résultats que [21], on va adapter l'algorithme de Zheng et Kaiser [21], qui est bien détaillé dans la chapitre 4, avec les paramètre du canal

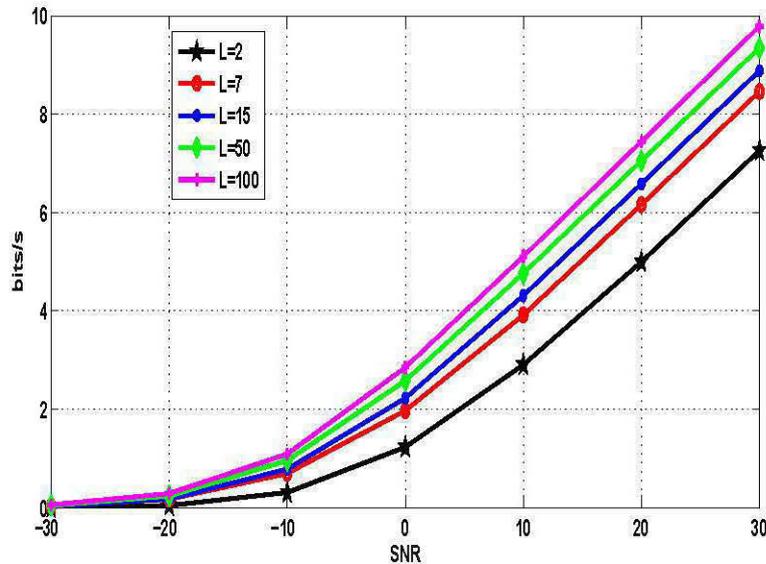


FIGURE 5.4 – Capacités du canal par la méthode optimale en bits/s.

modélisé dans [18], qui sont la réponse fréquentielle du canal $H(f)$, la distribution Nakagami du signal reçu au récepteur avec un paramètre $m = 1$, et la valeur RMS de la dispersion temporelle (τ_{rms}). Comme nous avons vu précédemment dans la section 3.3.6, la bande de cohérence d'un canal à l'intérieur est proportionnelle à l'inverse de la valeur RMS de la dispersion temporelle, [26] :

$$B_c \approx \frac{1}{5\tau_{rms}} \quad (5.1)$$

D'après le tableau 3.2, la valeur RMS de la dispersion temporelle dans le cas LOS et à 20 dB égale 23.6 ns, d'où la bande de cohérence de l'ordre de 8.474 MHz, c'est-à-dire que le nombre minimum de sous-bandes est 354 (3 GHz / 8.474MHz), si non on a un problème de sélectivité de fréquence. La bande de cohérence dans le cas NLOS et toujours à 20 dB égale 4.506 MHz, d'où le nombre minimum de sous-bandes dans le cas NLOS de 665. Nous allons suivre les mêmes étapes mentionnées dans la section 5.2 dans les simulations. Dans la première simulation, on suppose qu'on n'a pas d'informations à propos de $H(f)$, et dans ce cas on va attribuer une puissance constante sur toute la bande passante.

La figure 5.6 illustre la capacité uniforme du canal UWB minier dans les deux scénarios LOS et NLOS. D'après la figure 5.6, on remarque que la capacité uniforme est très faible lorsque le rapport SNR est faible tandis que cette capacité augmente loga-

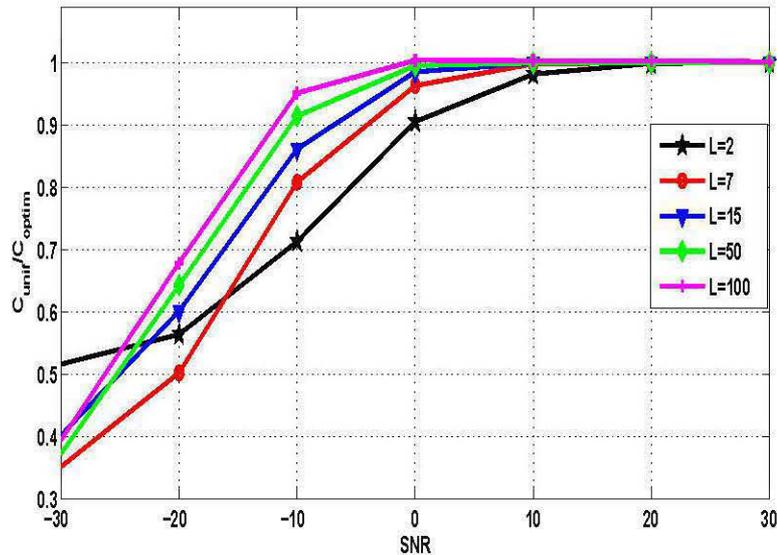


FIGURE 5.5 – Rapport des capacités uniforme sur les capacités optimales.

rithmiquement avec le rapport signal sur bruit, ce qui vérifie le théorème de Shannon.

On dispose maintenant de l'information sur le canal UWB minier obtenue par les mesures effectuées par Chehri dans la mine de CANMET à Val-d'Or [18]. Ensuite on va utiliser l'algorithme établi dans le chapitre 4 pour calculer la capacité du canal modélisé par Chehri.

Dans la simulation suivante, on va diviser la bande passante en plusieurs sous-bandes. Ensuite, on va attribuer à chaque sous-canal la puissance convenable afin d'optimiser la puissance dans les divers sous-canaux.

Pour bénéficier du maximum de puissance, on ne va pas considérer les canaux qui ont un rapport $\frac{1}{|H(f)|^2} < \bar{\theta}$, où $\bar{\theta}$ est la constante de puissance à calculer par la méthode "waterfilling". Le tableau 5.1 présente les valeurs de $\bar{\theta}$ dans les deux scénarios LOS et NLOS.

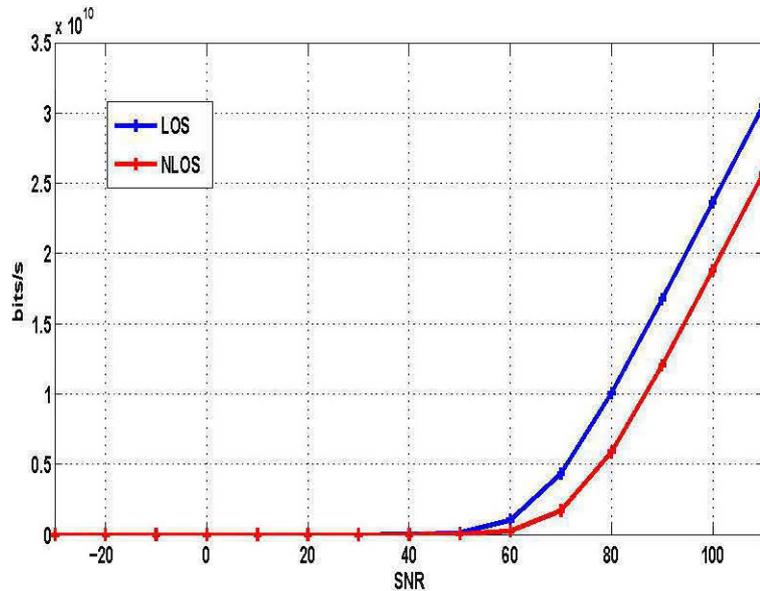


FIGURE 5.6 – La capacité uniforme du canal UWB minier dans les deux scénarios LOS et NLOS en bits/s.

La figure 5.7 illustre un exemple de décomposition de la réponses fréquentielles du canal UWB minier entre 2 et 2.1 GHz et dans le cas LOS en sous-bandes.

La figure 5.8 illustres les capacités optimales du canal UWB dans le mine dans les deux scénarios LOS et NLOS.

Pour démontrer la pertinence de la méthode optimale présenté dans le chapitre 4 pour un canal UWB minier, on divise la capacité uniforme par la capacité optimale dans les deux scénarios LOS et NLOS. La figure 5.9 illustre le rapport de la capacité uniforme sur la capacité optimale dans les deux scénarios LOS et NLOS.

La figure 5.9 prouve la pertinence de la méthode optimale pour calculer la capacité du canal surtout pour un milieu confiné comme la mine. D'après la figure 5.9, on remarque que lorsque le rapport signal sur bruit est faible, < 40 dB, la méthode optimale donne une amélioration important de la capacité, laquelle d'un facteur entre 1.1 à 1.22 fois plus grand que pour le cas uniforme. Lorsque le SNR > 40 dB, la capacité optimale et la capacité uniforme convergent, lorsque le rapport signal sur bruit est grand, > 80 dB, on remarque que les deux méthodes donnent les mêmes résultats.

SNR	LOS	NLOS
-30	$2.1335 * 10^5$	$1.2573 * 10^6$
-20	$2.1338 * 10^5$	$1.2573 * 10^6$
-10	$2.1365 * 10^5$	$1.2576 * 10^6$
0	$2.1635 * 10^5$	$1.2603 * 10^6$
10	$2.3584 * 10^5$	$1.2873 * 10^6$
20	$2.9190 * 10^5$	$1.4124 * 10^6$
30	$4.2639 * 10^5$	$1.7605 * 10^6$
40	$6.9661 * 10^5$	$2.4920 * 10^6$
50	$1.3903 * 10^6$	$4.2823 * 10^6$
60	$3.6141 * 10^6$	$8.8738 * 10^6$
70	$1.5219 * 10^7$	$2.6383 * 10^7$
80	$1.0985 * 10^8$	$1.3209 * 10^8$
90	$1.0145 * 10^9$	$1.0539 * 10^9$
100	$1.0013 * 10^{10}$	$1.0075 * 10^{10}$

Tableau 5.1 – $\bar{\theta}$ dans les deux scénarios LOS et NLOS.

Les tableaux 5.2 et 5.3 affichent les résultats numériques, obtenus à partir des simulations des capacités uniforme et optimale du canal UWB minier modélisé par Chehri [18] pour les deux scénarios LOS et NLOS. D’après ces tableaux on remarque que les capacités uniforme et optimale dans le cas LOS sont plus grandes que celles dans le cas NLOS, ce qui est normal.

Dans la simulation suivante, on va voir l’influence du nombre de sous-bandes sur la capacité optimale du canal. Dans un premier temps, on va utiliser tous les points de la réponse fréquentielle mesurée du canal, sont 6003 points. Ensuite, on va faire la même simulation mais lorsqu’on a 3000, 1000, 500, 100 et 20 sous-bandes.

Les figures 5.10 et 5.11 illustrent les rapports de la capacité optimale sur la capacité uniforme qui est constante (la même puissance est attribuée au canal sans décomposition de bande passante en plusieurs sous-bandes) lorsqu’on suppose qu’on a 6003, 3000, 1000, 500, 100 et 20 sous-bandes, et dans les deux scénarios LOS et NLOS. D’après les figures 5.10 et 5.11, on remarque que la capacité optimale est petite lorsque le nombre de sous-bandes est petit dans le cas où le rapport signal sur bruit est faible. La capacité dans le cas où le SNR faible est maximale lorsqu’on a utilisé tous les points de $H(f)$ (6003 points). Par contre, cette capacité diminue lorsqu’on diminue le nombre de sous-

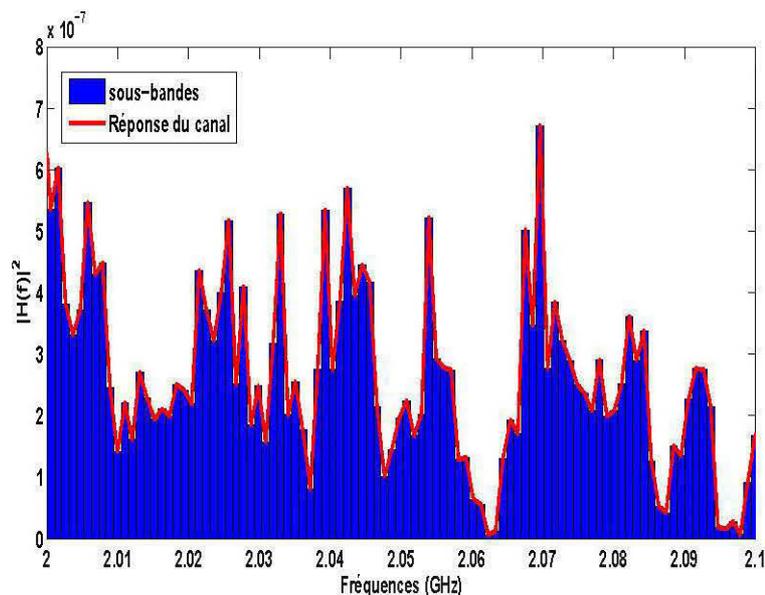


FIGURE 5.7 – Un exemple de décomposition de la réponse fréquentielles du canal UWB minier dans le cas LOS.

bandes à 3000, 1000, 500 et diminue encore à 100 et 20 sous-bandes. Encore, une fois on démontre que dans les deux scénarios, les changements de nombre de sous-bandes n'influent pas beaucoup sur la capacité que dans le cas où le SNR est faible, < 40 dB. Lorsque le rapport du signal sur bruit est plus grand que 40 dB, la capacité optimale et la capacité uniforme convergent.

5.4 Comparaison entre la capacité du canal UWB à l'intérieur et dans la mine

Dans la simulation suivante, on suppose que le paramètre de nakagami m dans le canal à l'intérieur est égal a celle dans la mine, ainsi que la bande passante du canal UWB à l'intérieur est égale à celle dans la mine, soit 3 GHz. Le but de cette simulation est de comparer les modèles de canaux dans la mine et à l'intérieur. On a fait la simulation pour un canal UWB à l'intérieur en supposant que le nombre de trajets est égal à 50 et à 100.

Les figures 5.12 et 5.13 illustrent les capacités uniforme et optimale pour le canal

5.4. COMPARAISON ENTRE LA CAPACITÉ DU CANAL UWB À L'INTÉRIEUR ET DANS LA MINE

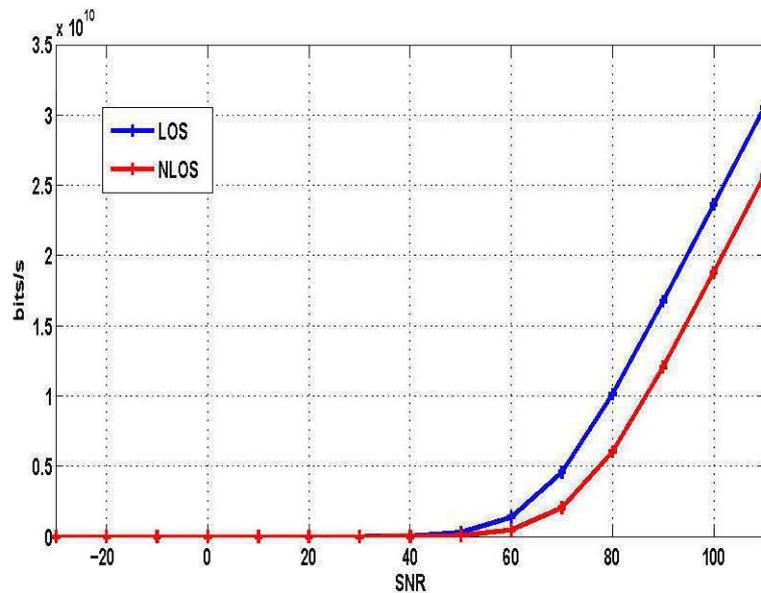


FIGURE 5.8 – La capacité optimale du canal UWB minier dans les deux scénarios LOS et NLOS en bits/s.

UWB à l'intérieur et pour un canal UWB minier modélisé dans [18].

La figure 5.14 illustre le rapport de la capacité uniforme sur la capacité optimale pour le canal UWB à l'intérieur et dans la mine.

La figure 5.14 démontre ce qui a été mentionné précédemment, soit que le canal UWB est caractérisé par de graves affaiblissements à cause des évanouissements causés par le très grand nombre de trajets multiples. Pour cette raison, la capacité dans un canal UWB minier est inférieure à celle du canal à l'intérieur.

5.4. COMPARAISON ENTRE LA CAPACITÉ DU CANAL UWB À L'INTÉRIEUR
ET DANS LA MINE

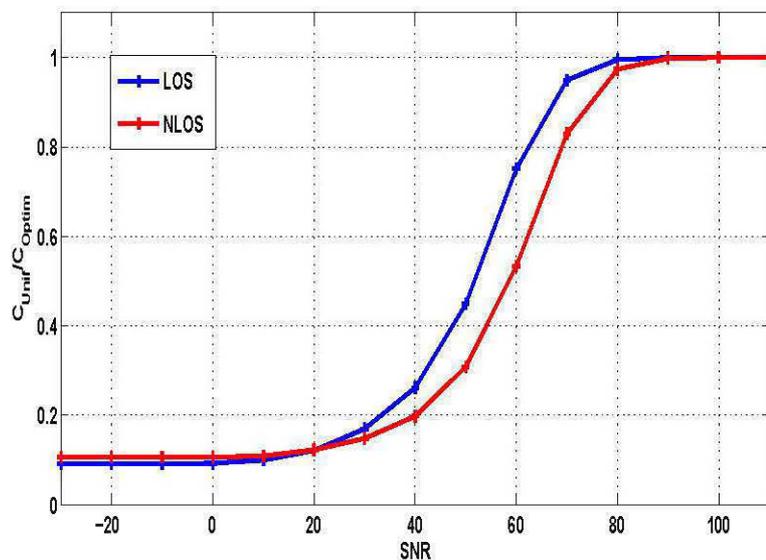


FIGURE 5.9 – Rapport de la capacité uniforme sur la capacité optimale dans les deux scénarios LOS et NLOS.

SNR	Uniforme	Optimale	C_{Unif}/C_{Optim}
-30	$1.4435 * 10^{+000}$	$1.3107 * 10^{+001}$	$1.1013 * 10^{-001}$
-20	$1.4435 * 10^{+001}$	$1.3107 * 10^{+002}$	$1.1014 * 10^{-001}$
-10	$1.4435 * 10^{+002}$	$1.3104 * 10^{+003}$	$1.1016 * 10^{-001}$
0	$1.4435 * 10^{+003}$	$1.3078 * 10^{+004}$	$1.1037 * 10^{-001}$
10	$1.4435 * 10^{+004}$	$1.2829 * 10^{+005}$	$1.1252 * 10^{-001}$
20	$1.4434 * 10^{+005}$	$1.1275 * 10^{+006}$	$1.2802 * 10^{-001}$
30	$1.4428 * 10^{+006}$	$8.2813 * 10^{+006}$	$1.7422 * 10^{-001}$
40	$1.4361 * 10^{+007}$	$5.4380 * 10^{+007}$	$2.6409 * 10^{-001}$
50	$1.3760 * 10^{+008}$	$3.0586 * 10^{+008}$	$4.4986 * 10^{-001}$
60	$1.0424 * 10^{+009}$	$1.3870 * 10^{+009}$	$7.5159 * 10^{-001}$
70	$4.3610 * 10^{+009}$	$4.5966 * 10^{+009}$	$9.4874 * 10^{-001}$
80	$1.0090 * 10^{+010}$	$1.0146 * 10^{+010}$	$9.9443 * 10^{-001}$
90	$1.6753 * 10^{+010}$	$1.6758 * 10^{+010}$	$9.9966 * 10^{-001}$
100	$2.3625 * 10^{+010}$	$2.3623 * 10^{+010}$	$1.0001 * 10^{+000}$

Tableau 5.2 – Capacités uniforme et optimale du canal UWB minier dans le cas LOS en bits/s.

5.4. COMPARAISON ENTRE LA CAPACITÉ DU CANAL UWB À L'INTÉRIEUR
ET DANS LA MINE

SNR	Uniforme	Optimale	C_{Unif}/C_{Optim}
-30	$2.8581 * 10^{-001}$	$2.2598 * 10^{+000}$	$1.2647 * 10^{-001}$
-20	$2.8581 * 10^{+000}$	$2.2598 * 10^{+001}$	$1.2647 * 10^{-001}$
-10	$2.8581 * 10^{+001}$	$2.2597 * 10^{+002}$	$1.2648 * 10^{-001}$
0	$2.8581 * 10^{+002}$	$2.2590 * 10^{+003}$	$1.2652 * 10^{-001}$
10	$2.8581 * 10^{+003}$	$2.2513 * 10^{+004}$	$1.2695 * 10^{-001}$
20	$2.8581 * 10^{+004}$	$2.1787 * 10^{+005}$	$1.3118 * 10^{-001}$
30	$2.8578 * 10^{+005}$	$1.9007 * 10^{+006}$	$1.5036 * 10^{-001}$
40	$2.8551 * 10^{+006}$	$1.4416 * 10^{+007}$	$1.9805 * 10^{-001}$
50	$2.8289 * 10^{+007}$	$9.3254 * 10^{+007}$	$3.0336 * 10^{-001}$
60	$2.6100 * 10^{+008}$	$4.9845 * 10^{+008}$	$5.2362 * 10^{-001}$
70	$1.6996 * 10^{+009}$	$2.0661 * 10^{+009}$	$8.2261 * 10^{-001}$
80	$5.8254 * 10^{+009}$	$5.9888 * 10^{+009}$	$9.7270 * 10^{-001}$
90	$1.1958 * 10^{+010}$	$1.1986 * 10^{+010}$	$9.9762 * 10^{-001}$
100	$1.8724 * 10^{+010}$	$1.8727 * 10^{+010}$	$9.9984 * 10^{-001}$

Tableau 5.3 – Capacités uniforme et optimale du canal UWB minier dans le cas NLOS en bits/s.

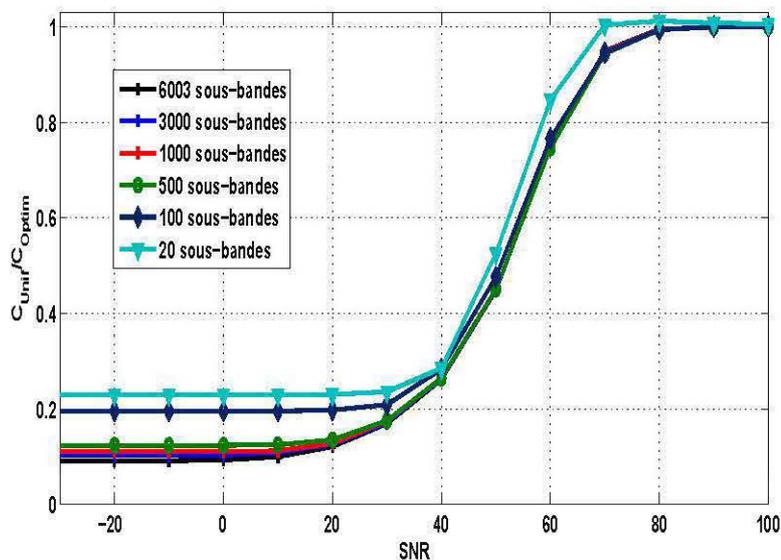


FIGURE 5.10 – Rapport de la capacité uniforme sur la capacité optimale dans le cas où on a 6003, 3000, 1000, 500, 100 et 20 sous-bandes dans le scénarios LOS.

5.4. COMPARAISON ENTRE LA CAPACITÉ DU CANAL UWB À L'INTÉRIEUR ET DANS LA MINE

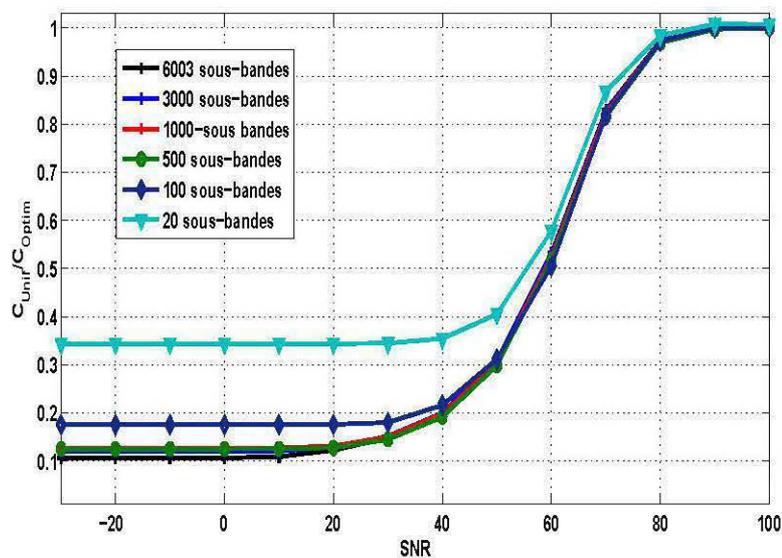


FIGURE 5.11 – Rapport de la capacité uniforme sur la capacité optimale dans le cas où on a 6003, 3000, 1000, 500, 100 et 20 sous-bandes dans le scénarios NLOS.

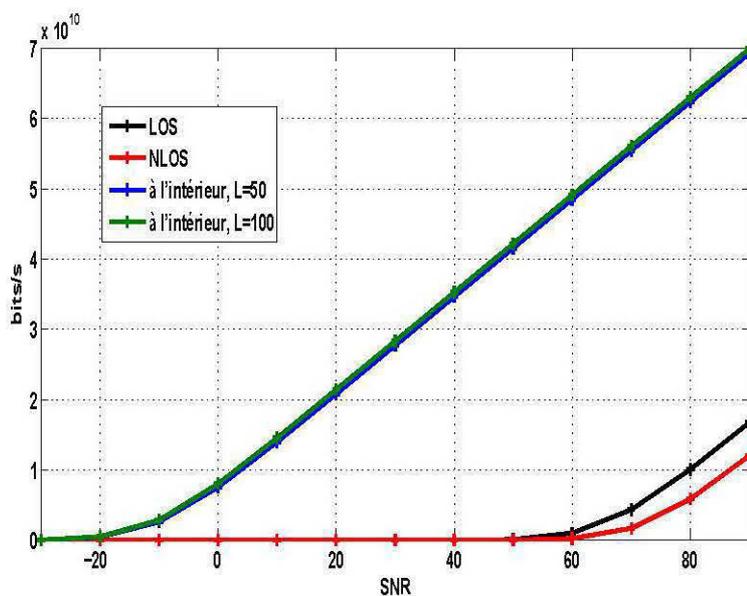


FIGURE 5.12 – Capacité uniforme pour le canal UWB à l'intérieur et pour un canal UWB minier.

5.4. COMPARAISON ENTRE LA CAPACITÉ DU CANAL UWB À L'INTÉRIEUR ET DANS LA MINE

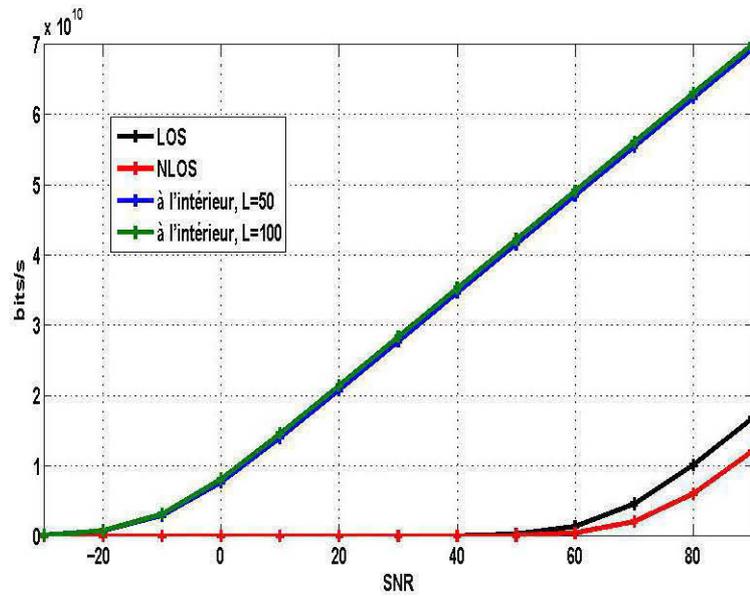


FIGURE 5.13 – Capacité optimale pour le canal UWB à l'intérieur et pour un canal UWB minier.

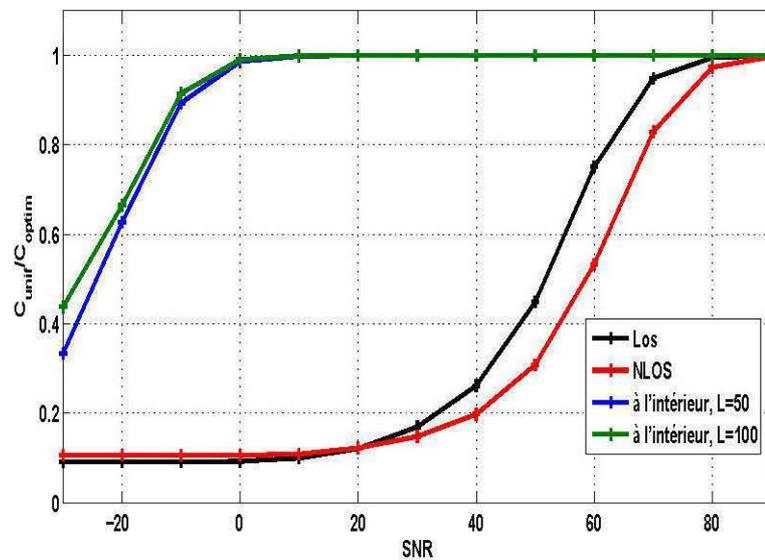


FIGURE 5.14 – Rapport de la capacité uniforme sur la capacité optimale pour le canal UWB à l'intérieur et dans la mine.

Chapitre 6

Conclusion générale

6.1 Introduction

Ce travail de maîtrise a porté sur l'étude de la capacité d'un canal UWB minier. Ce sujet est la suite d'un travail de doctorat réalisée en partenariat avec l'entreprise CANMET à Val-d'Or. Ce doctorat portait sur la localisation dans la mine, et la modélisation du canal UWB minier

Dans ce mémoire, nous avons présenté une étude détaillée de la capacité d'un canal UWB soumis à de graves évanouissements. L'adaptation du signal de transmission à l'état de ce canal peut généralement apporter une grande amélioration de la vitesse de transmission. Le problème de trouver une stratégie optimale d'adaptation a été beaucoup étudié dans le passé. Parmi les solutions proposées une méthode qui divise la bande passante en un nombre de sous-canaux parallèles, identiques et indépendantes les uns des autres a été adaptée dans ce travail.

L'algorithme d'optimisation utilisant le "waterfilling" est tout simplement une reformulation de la capacité du canal énoncée par C. E. Shannon, qui s'exprime comme un problème de maximisation du débit total R (bits/s) sous une contrainte de puissance totale fixe. La solution de ce problème est obtenue en appliquant la méthode des multiplicateurs de Lagrange.

La capacité déterminée par la méthode du "waterfilling" optimise la répartition de

la puissance disponible en utilisant les sous-porteuses ayant le bruit le plus faible. Le paramètre seuil, "water-level" ou "niveau d'eau", $\bar{\theta}$, permet de choisir les sous-porteuses utilisées. Notre objectif était d'aller plus loin pour développer ce problème en tenant compte des caractéristiques d'évanouissement du canal.

Ce mémoire a été organisé de telle sorte qu'il présente en premier les outils et la théorie nécessaires pour la bonne compréhension de notre étude. Le chapitre 2 de ce mémoire a été consacré à la notion de la théorie de l'information. Nous avons présenté les principales notions de la théorie de l'information établie par Shannon qui représente le schéma optimal pour calculer la capacité théorique d'un canal de communication.

Avant d'évaluer la capacité du canal UWB minier, une connaissance à priori du canal de propagation s'avère indispensable. Pour cette raison, le chapitre 3 a abordé les différentes caractéristiques d'un canal de communication à l'extérieur dans un premier temps. Ensuite, les caractéristiques du canal de communication à l'intérieur ont été établies. À la fin, on a présenté le modèle établi par Chehri et Fortier [18] pour un canal UWB minier et leurs résultats de mesures, comme la réponse fréquentielle du canal et l'étalement temporel du signal.

Le chapitre 4 a introduit des travaux déjà publiés sur le calcul de la capacité du canal à trajets multiples selon la distribution statistique de Nakagami. Ensuite, on a adapté une méthode analytique pour calculer la capacité du canal UWB dans la mine.

Dans le chapitre 5, nous avons présenté les courbes de la capacité uniforme et optimale ainsi que le rapport entre les deux dans un canal UWB. Dans un premier temps, nous avons considéré un canal à l'intérieur avec 2, 7, 15, 50 et 100 trajets multiples. Les résultats illustrent que la méthode optimale donne un résultat supérieur à la méthode uniforme, ce qui est normal.

Les résultats présentés dans le chapitre 5 sont les premiers sur la capacité du canal UWB minier. Ils démontrent ce qui a été mentionné dans le chapitre 3, soit que le canal UWB est caractérisé par de graves affaiblissements à cause des évanouissements causés par le très grand nombre de trajets multiples. Pour cette raison, la capacité dans un canal UWB minier est inférieure à celle du canal à l'intérieur même lorsqu'on utilise une méthode optimale comme le "waterfilling" pour calculer la capacité du canal par

rapport à un système à porteuse unique.

6.2 Suggestions de travaux futurs

Dans nos études, on n'a pas pris en considération la probabilité d'erreur (TEB) au récepteur si on distribue la puissance sur un nombre bien précis de sous-canaux. On propose comme continuité à ce travail de considérer un nombre minimum de sous-canaux avec une modulation OFDM afin d'augmenter la capacité du canal et diminuer la probabilité d'erreur au réception.

Chapitre 7

Annexe A

7.1 Formule de "Waterfilling" pour un canal UWB.

Les auteurs dans [21] supposent que :

$$F_\theta \cap \left[0, +\frac{B}{2}\right] = [f_{11}, f_{12}] \cup [f_{21}, f_{12}] \cup \dots \cup [f_{v1}, f_{v2}] \quad (7.1)$$

Par la symétrie de $|H(f)|^2$, nous pouvons voir que la contrainte de puissance dans (4.24) se réduit à :

$$\sum_{k=1}^v \int_{f_{k1}}^{f_{k2}} \left(\theta - \frac{N_0}{|H(f)|^2} \right) df = \frac{\bar{S}}{2} \quad (7.2)$$

On définit :

$$\tilde{H}(u) = \left[\sum_{l=1}^L a_l \cos((l-1)u) \right]^2 + \left[\sum_{l=1}^L a_l \sin((l-1)u) \right]^2 \quad (7.3)$$

On applique la substitution $u = 2\pi F\tau$ sur le coté gauche de (4.24) et avec $\tau = 1/B$ nous voyons que :

$$\sum_{k=1}^v \int_{\frac{2\pi f_{k1}}{B}}^{\frac{2\pi f_{k2}}{B}} \left(\frac{\theta}{N_0} - \frac{1}{\tilde{H}(u)} \right) du = \frac{\bar{S}}{2} \frac{2\pi}{BN_0} = \pi\rho \quad (7.4)$$

On définit $u_{k1} = 2\pi(f_{k1}/B)$, $u_{k2} = 2\pi(f_{k2}/B)$, $K=1,2,\dots,v$, et $\bar{\theta} = \theta/N_0$. Dans ce cas la contrainte de puissance est équivalente à :

$$\sum_{k=1}^v \int_{u_{k1}}^{u_{k2}} \left(\bar{\theta} - \frac{1}{\tilde{H}(u)} \right) du = \pi\rho \quad (7.5)$$

Noter que la solution de l'équation ci-dessus ne dépend que du rapport signal sur-bruit indépendamment de la largeur de bande du canal. Il convient de souligner que u_{k1} et u_{k2} satisfont la condition suivant :

$$0 \leq u_{k1} < u_{k2} \leq \pi, \quad k = 1, 2, \dots, v \quad (7.6)$$

Une fois $\bar{\theta}$, u_{k1} , u_{k2} , obtenues, la capacité peut être exprimé comme suit :

$$\begin{aligned} C|_A &= 2 \sum_{k=1}^v \int_{f_{k1}}^{f_{k2}} \log \left[1 + \left(\theta - \frac{N_0}{|H(f)|^2} \right) \frac{|H(f)|^2}{N_0} \right] df \\ &= \frac{B}{\pi} \sum_{k=1}^v \int_{u_{k1}}^{u_{k2}} \log \left[\bar{\theta} \tilde{H}(u) \right] du \end{aligned} \quad (7.7)$$

Bibliographie

- [1] Disponible en ligne : www.nrcan.gc.ca/mms/canmet-mtb/mmsl-lmsm/mines.
- [2] Disponible en ligne : www.istia.univ-angers.fr/LISA/SEMINAIRES/lisa2.pdf.
- [3] Disponible en ligne : pageperso.lif.univ-mrs.fr/alexis.nast/Ens/M17b/theorie-information.pdf.
- [4] Disponible en ligne : clauderoy.net/420-F20-SF/03-TheorieDesAntennes.pdf.
- [5] Disponible en ligne : www.electro-metrics.com.
- [6] Disponible en ligne : www.slimy.com/steuard/teaching.
- [7] Disponible en ligne : www.economics.utoronto.ca/osborne.
- [8] A. Alvarez, G. Valera, M. Lobeira, J. L Garcia. New channel impulse response model for UWB indoor system simulations. pages 1 – 5, Spring, Jeju, Korea, May 2003.
- [9] A. Chehri, P. Fortier, P. M. Tardif. Large-Scale Fading and Time Dispersion Parameters of UWB Channel in Underground Mines. *EURASIP Journal on International Journal of Antennas and Propagation*, (806326) :10, 2008.
- [10] A. Chehri, P. Fortier, P. M. Tardif. Eigen-Analysis of UWB Channel on the Basis of Information Theoretic Criteria. *IEEE International Conference on Communications (ICC 2007), Glasgow, Scotland*, 24 - 27 juin 2007.
- [11] A. Chehri, P. Fortier, P. M. Tardif. Frequency-Domain Analysis of UWB Channel Propagation in Underground Mines. *64th Semi-Annual IEEE Vehicular Technology Conference-Fall, Montréal, Canada*, 25 - 28 september 2006.
- [12] A. Chehri, P. Fortier, P. M. Tardif. Characterization of Ultra Wideband Channel in Confined and Diffracting Rough Surface. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, février 2007.

- [13] A. Goldsmith et P. Varaiya. Capacity of fading channels with channel side information. *IEEE Transactions on Information Theory*.
- [14] A. Saleh, R. Valenzuela. A statistical model for indoor multipath propagation. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, SAC-5 :128–137, Feb, 1987.
- [15] T.W. Barrett. History of UltraWideband radar and communication : Pioneers and innovators. *Progress in Electromagnetic Symposium*, juillet 2000.
- [16] P. A. Bello. Characterisation of randomly time-variant linear channel. *IEEE Transactions on communication systems*, Décembre 1963.
- [17] R. J. C. Bultitude. Measurement of wideband propagation characteristics for indoor radio with predictions for digital system performance. July 1990.
- [18] Abdellah Chehri. *Etude d'un réseau de capteur UWB pour la localisation et la communication dans un environnement minier*. PhD thesis.
- [19] D. Cassioli, M. Z. Win et A. F. Molisch. The Ultra-Wide bandwidth indoor channel :From statistical model to simulation. *IEEE J. Sel. Areas Commun*, 20(6) :1247–1257, Aug 2002.
- [20] Thomas M. Cover et Joy A. Thomas. *Elements of Information Theory*. John Wiley, 2006.
- [21] F. Zheng et T. Kaiser. On the Evaluation of Channel Capacity of UWB Indoor Wireless Systems. *IEEE TRANSACTIONS ON SIGNAL PROCESSING*, 56(12), december 2008.
- [22] R. G. Gallager. Information Theory et Reliable Communication. *John Wiley, NewYork, chapitre 2 et 4*, 1968.
- [23] C. G. Gunther. Comment on Estimate of channel capacity in Rayleigh fading environment. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, VT-45 :401 – 403, May 1996.
- [24] B. Holter. On the capacity of the MIMO channel. *A tutorial introduction. Trondheim, Norway : in Proceedings of the IEEE Norwegian Symposium on Signal Processing (NSSP)*, pages 167 – 172, 18 - 20 october 2001.
- [25] J. Foerster, E. green, S. Somayazulu. Ultra-wideband technology for short-or medium-range wireless communications. *Intel Technology Journal*, 2001.
- [26] Inés Kammoun-Jemal. *Codage spatio-temporel sans connaissance à priori du canal*. PhD thesis, 2004.

- [27] W. C. Y. Lee. Estimate of channel capacity in Rayleigh fading environmen. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, VT-39 :187 – 190, August 1990.
- [28] M. G. DiBenedetto, G. Gianloca. Understanding ultra wideband radio fundamentals. *Iprentive Hall Communications Engineering and Emerging Technologies Series*, 2004.
- [29] R. Kohno M. Ghavami, L. B. Michael. *Ultra Wideband Signals and Systems in Communication Engineering*. John Wiley, 2004.
- [30] M. Hamalainen, P. Pirinen, J. Iinatti, A. Taparugssanagorn. UWB Supporting Medical ICT Applications. 10 - 12 septembre 2008.
- [31] M. Slim Alouini et A Goldsmith. Capacity of Nakagami Multipath Fading Channels. *Departement of Electrical Engineering California Institute of Technology Pasadena, California 91125, USA*.
- [32] M. Z. Win, R. A. Scholtz et M. A. Barnes. Ultra-wide bandwidth signal propagation for indoor wireless communications. page 5660, Jun. 1997.
- [33] Marconi Co. Ltd . *Guglielmo Marconi*, 1981.
- [34] Mike Wolf, Nuan Song, and Martin Haardt. Non-Coherent UWB Communications. *Frequenz* 63, 2009, 910.
- [35] A. F. Molisch. Ultrawideband propagation channels Theory, measurement, and modeling. *IEEE Trans. Veh. Technol*, 54(5) :1528 – 1545, Sep 2005.
- [36] P. Phu, E. Adler, J. Pseulstra, J. Clark. An Ultra Wideband Exciter for Ground Penetration Radar Systems. *IEEE MRR-S Digest*, pages 1135 – 1138, 1997.
- [37] J. D. Parsons. *The Mobile Radio Propagation Channel*. John Wiley, 2000.
- [38] R. Fontana, E. Richley, A. Marzullo, L. Beard, R. Mulloy, E. Knight. An ultra wideband radar for micro air vehicle applications. pages 187 – 191, 21 - 23 mai 2002.
- [39] S. S. Kolenchery, J.K. Townsend, J.A. Freebersyser. A Novel Impulse Radio Network for Tactical Military Wireless Cornmunications. *Proc of Milcom*, 1998.
- [40] C. E. Shannon. Communication in the presence of noise. *Proceedings of the Institute of Radio Engineers*, 37(1) :10 – 21, janvier 1949.
- [41] Sir William Crookes. Some possibilities of electricity. *Fortnightly Review*, 173 - 81, 1892.

-
- [42] H. Suzuki. A statistical model for urban multipath propagation. *IEEE Transactions on Communications*, COM-25 :673 – 680, July 1977.
- [43] W. Li, A. Gulliver et H. Zhang. Performance and capacity of ultrawideband transmission with bi-orthogonal pulse position modulation over multi-path fading channels. page 225229, Sep. 58, 2006.