

UNIVERSITÉ DU QUÉBEC EN ABITIBI-TÉMISCAMINGUE

ÉTUDE ET CARACTÉRISATION D'UN CANAL DE PROPAGATION POUR LES RÉSEAUX VANET

MÉMOIRE

PRÉSENTÉ

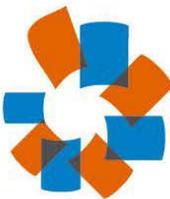
COMME EXIGENCE PARTIELLE

DE LA MAÎTRISE EN INGÉNIERIE

PAR

HAMOU CHEHRI

JUIN, 2014



BIBLIOTHÈQUE

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.

Warning

The library of the Cégep de l'Abitibi-Témiscamingue and the Université du Québec en Abitibi-Témiscamingue obtained the permission of the author to use a copy of this document for non-profit purposes in order to put it in the open archives Depositum, which is free and accessible to all.

The author retains ownership of the copyright on this document. Neither the whole document, nor substantial extracts from it, may be printed or otherwise reproduced without the author's permission.

REMERCIEMENTS

Je tiens tout d'abord à remercier mon directeur de recherche, Monsieur Nadir Hakem pour avoir assuré la direction de mes travaux, pour son soutien moral et financier, pour sa patience, pour la qualité de son encadrement et ses remarques toujours pertinentes, qui m'ont permis de finaliser ce travail.

Je tiens aussi à exprimer mes remerciements à Monsieur Nahi Kandil pour m'avoir accueilli au sein du laboratoire de recherche Télébec en communications souterraines (LRTCS) au cours des deux dernières années.

J'adresse ensuite mes remerciements à tous les étudiants et le personnel du laboratoire et tout le corps enseignant et administratif de l'UQAT pour tout le soutien qu'ils m'ont accordé durant mon séjour au laboratoire.

Je garde enfin un remerciement chaleureux pour mes parents, mon frère et mes sœurs qui m'ont soutenu dans la poursuite de mes études et qui ont été à mes côtés tout au long de cette période.

Enfin, merci à tous ceux qui ont participé de près ou de loin à la réalisation de ce manuscrit.

Merci à tous.

TABLE DES MATIÈRES

| | |
|--|-----|
| REMERCIEMENTS | II |
| TABLE DES MATIÈRES | III |
| LISTE DES FIGURES | VII |
| LISTE DES TABLEAUX | IX |
| RÉSUMÉ..... | X |
| ABSTRACT..... | XI |
| GLOSSAIRE | XII |
| CHAPITRE 1 | 1 |
| INTRODUCTION..... | 1 |
| 1.1 Introduction..... | 1 |
| 1.2 Objectif du projet de recherche | 2 |
| 1.3 Structure du mémoire..... | 3 |
| CHAPITRE 2 | 4 |
| LES RÉSEAUX VANET | 4 |
| 2.1 Introduction..... | 4 |
| 2.2 Les réseaux ad hoc | 4 |
| 2.3 Les réseaux VANET | 5 |
| 2.4 Les modes de communication dans les réseaux VANET | 6 |
| • Mode de communication Véhicule-à-Véhicule (V2V) | 6 |
| • Mode de communication de Véhicule à Infrastructure (V2I) ou (I2V)..... | 7 |
| • Mode de communication d'Infrastructure à Infrastructure (I2I) | 7 |
| 2.5 Les services offerts par les réseaux VANET | 8 |
| 2.6 Les principales caractéristiques des réseaux VANET | 8 |
| 2.7 IEEE 802.11p et les réseaux VANET..... | 9 |

| | |
|---|-----------|
| 2.8 Conclusion | 11 |
| CHAPITRE 3 | 12 |
| CANAL DE PROPAGATION | 12 |
| 3.1 Introduction..... | 12 |
| 3.2 Canal de propagation..... | 12 |
| 3.2.1 Propagation en espace libre | 12 |
| 3.2.2 Propagation par trajets multiples | 14 |
| 3.2.3 Principales dégradations de la propagation..... | 15 |
| 3.3 Modélisation du canal de propagation..... | 16 |
| 3.3.1 La réponse impulsionnelle..... | 16 |
| 3.3.2 Paramètres de caractérisation d'un canal | 18 |
| 3.3.2.1 Les paramètres de dispersion temporelle (<i>delay spread</i>) | 18 |
| 3.3.2.2 Bande de cohérence (<i>coherence bandwidth</i>) | 20 |
| 3.3.2.3 Étalement Doppler (<i>Doppler spread</i>) | 20 |
| 3.3.2.4 Temps de cohérence (<i>coherence time</i>) | 21 |
| 3.3.3 Le type d'évanouissement (<i>fading</i>) | 22 |
| 3.3.3.1 Évanouissements plats..... | 22 |
| 3.3.3.2 Évanouissements sélectifs en fréquence | 22 |
| 3.3.3.3 Évanouissements lents..... | 22 |
| 3.3.3.4 Évanouissements rapides | 22 |
| 3.3.4 Distributions statistiques d'amplitudes des signaux..... | 23 |
| 3.3.4.1 La distribution de Rayleigh | 23 |
| 3.3.4.2 La distribution normale | 24 |
| 3.3.4.3 La distribution lognormale | 24 |
| 3.3.4.4 La distribution de Weibull | 24 |
| 3.3.4.5 La distribution de Rice | 25 |
| 3.3.4.6 La distribution de Nakagami | 25 |

| | | |
|-------------------|---|-----------|
| 3.3.5 | Modèle de propagation de canal | 26 |
| 3.3.5.1 | Modèle déterministe de canal | 26 |
| 3.3.5.2 | Modèle statistique de canal | 26 |
| 3.8 | Conclusion | 27 |
| CHAPITRE 4 | | 28 |
| | TECHNIQUES ET SYSTÈMES DE MESURES | 28 |
| 4.1 | Introduction..... | 28 |
| 4.2 | Techniques de mesure | 28 |
| 4.2.1 | Techniques fréquentielles | 28 |
| 4.2.1.1 | Propriété de la technique fréquentielle..... | 30 |
| 4.2.2 | Les techniques temporelles | 31 |
| 4.2.2.1 | La technique d'impulsions directes | 31 |
| 4.2.3 | Critère de choix de la technique | 32 |
| 4.2.4 | Mesures effectuées dans la littérature..... | 32 |
| 4.3 | Protocole de mesure | 32 |
| 4.3.1 | Système de mesure et équipements | 34 |
| 4.3.2 | Scenarios de mesures..... | 36 |
| 4.4 | Conclusion | 38 |
| CHAPITRE 5 | | 39 |
| | ANALYSE DES RÉSULTATS | 39 |
| 5.1 | L'effet Doppler et le chevauchement des signaux | 39 |
| 5.2 | La réponse fréquentielle | 40 |
| 5.3 | Analyse à grande échelle..... | 41 |
| 5.3.1 | La perte de puissance | 42 |
| 5.3.2 | Effet d'évanouissement dû à l'ombrage | 45 |
| 5.4 | Analyse à petite échelle..... | 49 |
| 5.4.1 | Modèle de distribution..... | 49 |

| | |
|---|-----------|
| 5.4.2 Les paramètres de canal..... | 51 |
| 5.4.2.1 L'écart type des retards (<i>RMS delay spread</i>)..... | 52 |
| 5.4.2.2 Bande de cohérence (<i>coherence bandwidth</i>)..... | 53 |
| 5.4.3 La portée de communication | 54 |
| 5.4.4 Capacité du canal | 55 |
| 5.4 Conclusion | 57 |
| CHAPITRE 6 CONCLUSION..... | 58 |
| ANNEXE A : Spécifications techniques des antennes | 60 |
| ANNEXE B : Publications..... | 62 |
| RÉFÉRENCES..... | 65 |

LISTE DES FIGURES

| | |
|--|----|
| Figure 2-1 : Exemple de transmission d'un message dans un réseau ad hoc..... | 5 |
| Figure 2-2 : Exemple de réseau VANET..... | 6 |
| Figure 2-3 : Les modes de communication dans les réseaux VANET..... | 7 |
| Figure 2-4 : Bande de fréquence DSRC..... | 9 |
| Figure 2-5 : Présentation de pile de protocoles WAVE..... | 10 |
| Figure 3-1 : Schéma synoptique d'une chaîne de communication..... | 13 |
| Figure 3-2 : Principaux phénomènes de propagation | 15 |
| Figure 3-3 : Dégradations principales de la propagation | 16 |
| Figure 3-4 : Représentation de la réponse impulsionnelle d'un canal radio mobile | 17 |
| Figure 3-5 : Représentation d'un canal variant dans le temps | 18 |
| Figure 3-6 : La dispersion temporelle | 19 |
| Figure 3-7 : Temps de cohérence | 21 |
| Figure 3-8 : Les types d'évanouissements | 23 |
| Figure 4-1 : Fonction de transfert..... | 29 |
| Figure 4-2 : Technique de mesure dans le domaine fréquentiel | 29 |
| Figure 4-3 : Technique par impulsions périodiques | 31 |
| Figure 4-4 : Galerie minière au niveau 70m | 33 |
| Figure 4-5 : Plan du niveau 70m et le site choisi pour la campagne de mesures. | 34 |
| Figure 4-6 : Le système de mesure pour le premier scénario | 37 |
| Figure 4-7 : Le système de mesure pour le deuxième scénario | 38 |
| Figure 5-1 : Amplitude et la phase de la réponse fréquentielle..... | 41 |
| Figure 5-2 : La moyenne de la puissance reçue pour différentes vitesses | 43 |
| Figure 5-3 : La fonction de distribution cumulative (CDF) du signal reçu..... | 46 |

| | |
|---|----|
| Figure 5-4 : Évanouissement de l'ombrage avec une distribution normale | 48 |
| Figure 5-5 : Courbe comparative entre les différentes distributions et les résultats expérimentaux..... | 50 |
| Figure 5-6 : Réponse impulsionnelle avec 2 seuils..... | 52 |
| Figure 5-7 : RMS delay spread au niveau 70m | 53 |
| Figure 5-8 : La variation de la bande de cohérence en fonction de la distance au niveau 70m | 54 |
| Figure 5-9 : Capacité du canal au niveau 70m | 56 |

LISTE DES TABLEAUX

| | |
|---|----|
| Tableau 2-1 : Comparaison entre MANET et VANET | 9 |
| Tableau 4-1 : Les équipements utilisés | 34 |
| Tableau 4-2 : Paramètres du LNA RF-Lambda RLNA01M10G..... | 35 |
| Tableau 4-3 : Paramètres du PA DBM0218N625 | 35 |
| Tableau 4-4 : Caractéristiques du câble..... | 36 |
| Tableau 5-1 : Les paramètres de la perte de puissance pour différentes configurations | 44 |
| Tableau 5-2 : Le coefficient d'affaiblissement pour différents environnements | 44 |
| Tableau 5-3 : La variance pour différentes configurations | 47 |
| Tableau 5-4 : Le choix du meilleur ajustement | 51 |
| Tableau 5-5 : Le choix du meilleur ajustement pour RMS delay spread | 53 |
| Tableau 5-6 : La portée de communications | 55 |
| Tableau 5-7 : La dégradation de la capacité au mètre | 57 |

RÉSUMÉ

Dans les réseaux VANET, la communication se fait entre les véhicules (V2V) du réseau grâce à un système sans-fil sans infrastructure fixe. Cependant, elle ne peut être faite qu'à l'intérieur d'une distance correspondant à la portée radio qui est généralement de petite taille. Il est donc nécessaire d'avoir recours aux techniques du multi-saut afin de véhiculer l'information.

Un grand nombre de travaux sur les réseaux VANET utilisent des modèles de propagation simples, tels que le modèle en espace libre (*freespace*) ou le modèle de Friis. Toutefois, ces deux modèles demeurent loin de la réalité lorsqu'ils sont appliqués à la prédiction des communications inter-véhiculaires. Les résultats prédits par ces deux modèles sont souvent inutilisables dans cette situation et par conséquent, une modélisation plus réaliste du canal est devenue un enjeu crucial en ce qui concerne les réseaux VANET.

La présente étude se penche sur l'échange de données dans un réseau VANET. Celle-ci se déroule dans un environnement minier où interviennent divers paramètres. Il est donc nécessaire de prendre en compte l'impact du canal de propagation propre à cet environnement.

Cette étude se déroule en deux temps. La première étape consiste à étudier le canal de propagation dans le cas statique. Pour cela, un analyseur de réseau a été utilisé. Ce dernier réalise les mesures dans le domaine fréquentiel en effectuant un balayage de fréquences sur toute la largeur de bande choisie. Ces mesures sont ensuite transformées dans le domaine temporel utilisant la transformée de Fourier. Avec cette technique, nous avons réussi à couvrir des distances allant jusqu'à 130 mètres. La deuxième étape vise l'étude du canal dans le cas dynamique. Pour cela, nous avons placé un analyseur de spectre dans un véhicule qui bouge le long de la galerie en prenant des mesures correspondant aux différentes vitesses du véhicule.

ABSTRACT

In the VANET networks (Vehicular Ad hoc Networks), the communication between vehicles network (V2V) is established with a wireless system without any fixed infrastructure. However, it can only be made within a distance corresponding to the radio range which is usually small. It is therefore necessary to use multi-hop techniques to convey information between them

A significant number of research studies on VANET networks use simple propagation models such as the free-space or Friis models. However, these two models do not represent a real environment. The results produced by these two models are inaccurate or biased. Therefore, the realistic modeling of the channel has become a crucial issue, which leads to considering the VANET networks.

This study is focused on exchanging data in a VANET network. It will take place in a mining environment where various parameters are involved. It is therefore necessary to take into account the characteristics of the propagation channel specific to this environment.

This study has been conducted in two stages. The first step is to study the propagation channel in the static case. For this, a network analyzer was used. The latter performs the measurements in the frequency domain by performing a frequency sweep over the entire width of the spectrum. These measurements are then processed in the time domain using Fourier transforms. We managed to cover distances up to 130 meters. The second step will be to study the propagation channel in the dynamic case. To do this, a spectrum analyzer has been placed in a vehicle moving along the gallery while taking measurements corresponding to the different speeds of the vehicle.

GLOSSAIRE

| | |
|--------------|-------------------------------------|
| CDF | Cumulative Distribution Fonction |
| DSRC | Dedicated Short Range Communication |
| FCC | Federal Communications Commission |
| IFFT | Inverse Fast Fourier Transform |
| ITS | Intelligent Transportation Systems |
| IVC | Inter-Vehicle Communication |
| LOS | Line-Of-Sight |
| MANET | Mobile Ad hoc Network |
| NLOS | Non Line-Of-Sight |
| PDF | Probability Distribution Function |
| PL | Path Loss |
| RMS | Root Mean Square |
| Rx | Receiver |
| Tx | Transmitter |
| V2I | Vehicle-To-Infrastructure |
| V2V | Vehicle-To-Vehicle |
| VANET | Vehicular Ad hoc Network |
| VNA | Vector Network Analyzer |

CHAPITRE 1

INTRODUCTION

1.1 Introduction

Les réseaux mobiles sans fil peuvent être classés en deux grandes catégories : les réseaux avec infrastructure qui utilisent généralement le modèle de la communication cellulaire dans lequel les clients sans fil sont connectés à un point d'accès (p.ex. répéteur ou commutateur en réseau Ethernet) et les réseaux sans infrastructure ou les réseaux ad hoc, autrement dit les réseaux MANET (*Mobile Ad hoc Networks*) dans lesquels les clients sont connectés les uns aux autres sans aucun point d'accès, afin de constituer un réseau point à point (*peer to peer*) dans lequel chaque machine joue en même temps le rôle de client et le rôle de point d'accès (p.ex. , l'échange de fichiers entre portables dans un train, dans la rue, au café, etc. Les réseaux VANET (*Vehicular Ad hoc Networks*) sont des réseaux sans infrastructure fixe, composés d'entités mobiles (appelées véhicules). Ils se distinguent des réseaux MANET (*Ad hoc mobile*) par une topologie très dynamique et par un environnement dynamique dans lequel les nœuds communiquent entre eux et par la forte mobilité qui en résulte. Les réseaux VANET jouent un rôle primordial dans les systèmes du transport intelligent (STI). Ces réseaux ont comme objectif majeur l'amélioration de la sécurité routière à travers l'utilisation des réseaux d'information et de la communication. Avec le développement des systèmes de transmissions sans-fil, une nouvelle architecture basée sur la communication intra-véhicule (V2V) a vu le jour. Ce type d'architecture est constitué par les véhicules eux-mêmes sans l'appui d'une infrastructure onéreuse pour acheminer les données. Cette technologie (i.e., V2V) suscite un réel enthousiasme de la part des constructeurs automobiles. Cela peut

s'avérer bénéfique pour les compagnies industrielles y compris les compagnies minières.

Avant de pouvoir valider une application, elle doit être évaluée dans une situation réelle ou avec des simulateurs informatiques, cette dernière option étant généralement préférée. Cependant, l'un des problèmes majeurs lors de la modélisation du canal de propagation avec l'utilisation de simulateurs est lié à sa topologie très dynamique. Il y a encore plusieurs problèmes tels que la perte de paquets, le débit, la corrélation la fréquence, etc. Ceux-ci sont générés par la nature des réseaux VANET, dus à leur variabilité importante. Plusieurs études sur le routage, les protocoles de communication robustes et de la diffusion de l'information dans les réseaux VANET montrent que les résultats obtenus avec les simulateurs qui utilisent des modèles de propagations simples tels que celui de Friis et des modèles de base à deux rayons peuvent donner des résultats erronés. Par conséquent, la connaissance du canal de propagation est devenue un enjeu crucial dans les systèmes de transport intelligents (ITS). En effet, les performances d'un système de communications sans fil dépendent des conditions de propagation entre les antennes émettrices et les antennes réceptrices.

Pour obtenir les meilleures conditions de propagation, le canal de propagation doit être caractérisé dans un environnement où ce système sera déployé. Dans la pratique, la caractérisation d'un canal est souvent obtenue à partir de campagnes de mesures.

1.2 Objectif du projet de recherche

L'objectif principal de ce travail est d'étudier et caractériser un canal de propagation minier pour les réseaux VANET. Pour atteindre cet objectif, nous allons :

- faire des mesures dans la mine.
- étudier l'effet Doppler et le chevauchement des signaux.
- étudier l'effet de la distance sur la puissance du signal.
- étudier l'effet de la vitesse sur la puissance du signal.

- étudier l'effet d'évanouissement dû à l'ombrage.
- étudier les paramètres du canal.
- déterminer la portée de communication.
- déterminer la capacité du canal.

1.3 Structure du mémoire

Le mémoire se subdivise en six chapitres qui reprennent les étapes de notre démarche de recherche, à savoir :

Un deuxième chapitre sur les réseaux VANET.

Un troisième chapitre sur le canal de propagation.

Un quatrième chapitre sur les techniques et systèmes de mesures.

Un cinquième chapitre qui fait analyse des résultats.

Nous finirons par une conclusion au chapitre six dans laquelle, nous proposerons aussi quelques perspectives.

CHAPITRE 2

LES RÉSEAUX VANET

2.1 Introduction

Les réseaux VANET ne sont qu'une application des réseaux ad hoc mobiles MANET. Ils constituent le noyau d'un Système de Transport Intelligent (STI). Les différences entre les réseaux VANET et les réseaux MANET sont étudiées dans les articles [1-4]. En effet, les réseaux VANET sont caractérisés par une topologie extrêmement dynamique, une forte mobilité des nœuds et un réseau à très grande échelle (un réseau avec une forte densité). Les nœuds dans les réseaux VANET, contrairement à ceux de MANET, disposent de ressources énergétiques suffisantes. Cependant, ils sont pénalisés par des contraintes élevées du temps réel et par la non-fiabilité des canaux de communication. Autrement dit, la connectivité dans ces réseaux est intermittente, tandis que le canal de propagation varie d'une manière très rapide. À cela, s'ajoutent les exigences du trafic du réseau qui sont également fluctuantes.

Dans ce chapitre, nous présentons les réseaux ad hoc de manière générale et, par la suite, nous abordons les réseaux VANET, ses principales caractéristiques ainsi que leurs défis.

2.2 Les réseaux ad hoc

Les réseaux sans infrastructure ou les réseaux mobiles ad hoc, autrement dit les réseaux MANET (*Mobile Ad hoc Networks*) sont des réseaux sans fil capables de s'organiser spontanément et de façon autonome dans l'environnement dans lequel ils sont déployés. Dans ce type de réseaux, un nœud joue à la fois le rôle du client et, en

même temps le rôle de point d'accès; par exemple, l'échange de fichiers entre portables dans un train, dans la rue, dans un café, etc.

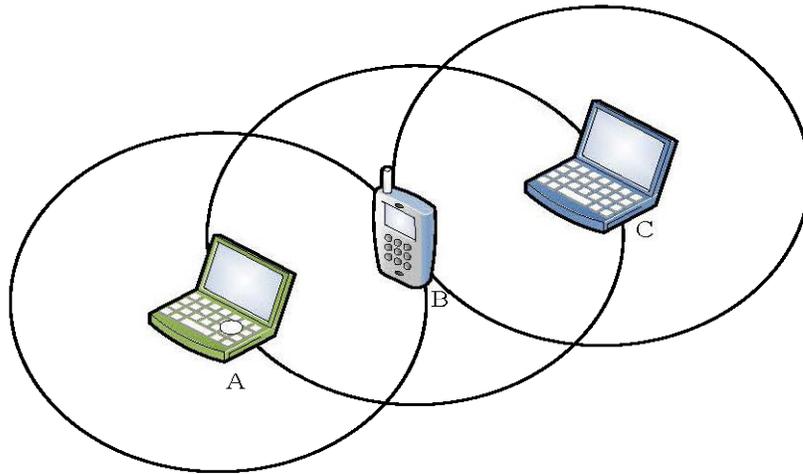


Figure 2-1 : Exemple de transmission d'un message dans un réseau ad hoc

La figure 2.1 montre un exemple de transmission d'un message dans un réseau ad hoc. La communication ne peut se faire qu'à l'intérieur d'une distance restreinte. Pour établir une communication entre les équipements A et C, il est donc nécessaire d'utiliser l'équipement B comme relais afin de véhiculer l'information d'un point à un autre.

2.3 Les réseaux VANET

Les réseaux VANET (*Vehicular Ad hoc NETWORKS*) sont des réseaux MANET où les nœuds correspondent aux véhicules et les infrastructures situées aux bords de routes [4,5]. Ces composantes sont en mesure d'échanger des informations et de faire partie d'un réseau auto-organisé sans connaissance préalable les uns des autres. Il est possible de distinguer deux types de communications; une communication inter-véhiculaire (*Inter-Vehicle Communication - IVC*) et une communication entre les véhicules et les équipements de la route (*Roadside-to-Vehicle Communication - RVC*) [6].

Dans un réseau VANET, on peut différencier deux types d'équipements; des équipements internes placés dans les véhicules (*On Board Unit : OBU*) et les

équipements externes aux véhicules (*Road Side Unit : RSU*) placer au bord des routes.

Ces équipements peuvent être des capteurs, des radars, des GPS (*Global Positioning System*), des antennes... etc[5]. Les « OBU » utilisent les signaux DSRC (*Dedicated Short Range Communication*) afin de communiquer les RSU [7].

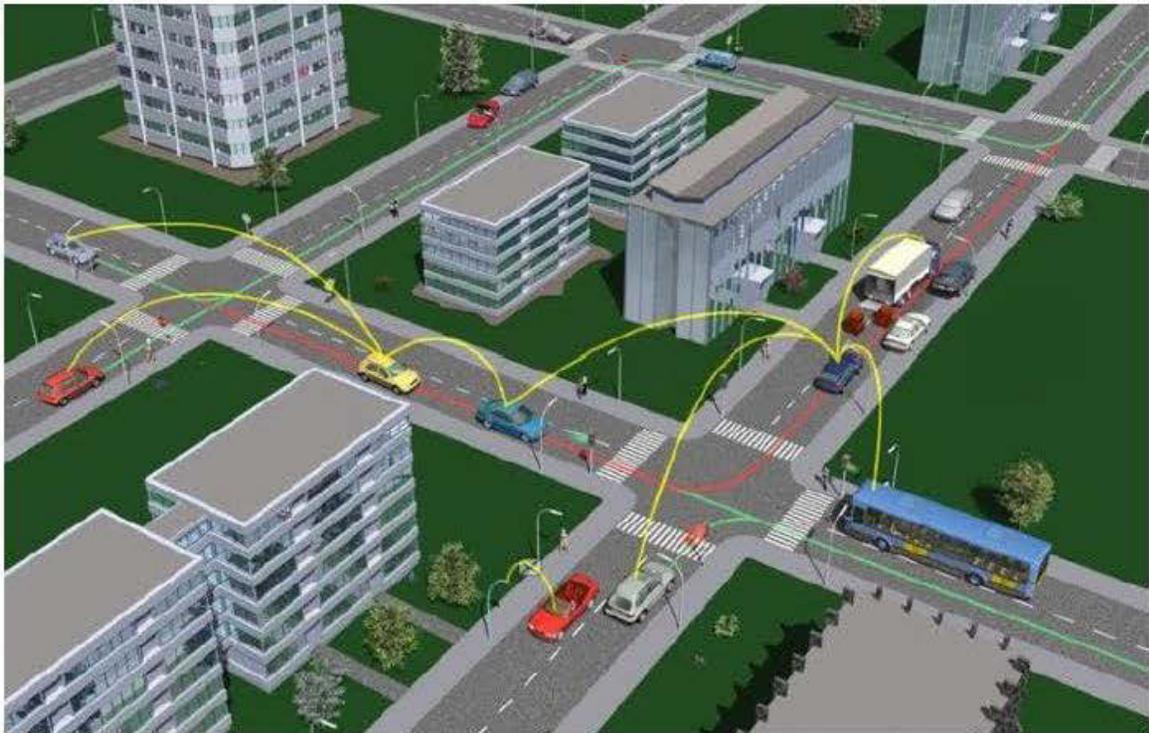


Figure 2-2 : Exemple de réseau VANET [8]

2.4 Les modes de communication dans les réseaux VANET

Il est possible de reconnaître trois modes de communication pour les réseaux VANET, à savoir les communications Véhicule-à-Véhicule (V2V), les communications Véhicule à Infrastructure (V2I) et les communications Infrastructure à Infrastructure (I2I). Pour établir la communication, les véhicules peuvent utiliser un de ces modes de communications ou bien faire la combinaison des trois modes s'ils n'arrivent pas à communiquer directement.

- **Mode de communication Véhicule-à-Véhicule (V2V) :** Ce mode de communication ne nécessite aucune infrastructure. V2V est basé sur la simple communication inter-véhicules. Un véhicule peut donc communiquer directement avec un autre véhicule s'il se trouve dans sa zone de couverture. Cependant, une communication vers les voitures lointaines n'est possible que par le biais d'un protocole multi-sauts où les nœuds intermédiaires jouent le rôle des relais [9]. Ce type de communication reste très efficace pour le transfert des informations concernant les services liés à la sécurité routière. Cependant, ce type de communication ne garantit pas une connectivité permanente entre tous les véhicules.
- **Mode de communication de Véhicule à Infrastructure (V2I) ou (I2V) :** Contrairement au mode précédent (V2V), le mode de communication V2I est basé sur les points d'accès (ou les RSU). Ces composantes se trouvent généralement au long de la route et permettent une meilleure façon de partager des ressources et de fournir des services tels que l'accès à Internet, les informations sur les conditions routières, la présence d'embouteillages ou d'accidents [5]. Néanmoins, ce type de communication n'est pas idéal pour les applications liées à la sécurité routière à cause des délais d'acheminement relativement élevés.
- **Mode de communication d'Infrastructure à Infrastructure (I2I) :** Ce type de communication peut être utilisé par exemple entre les RSU ou les stations de base afin d'offrir une connexion aux véhicules.

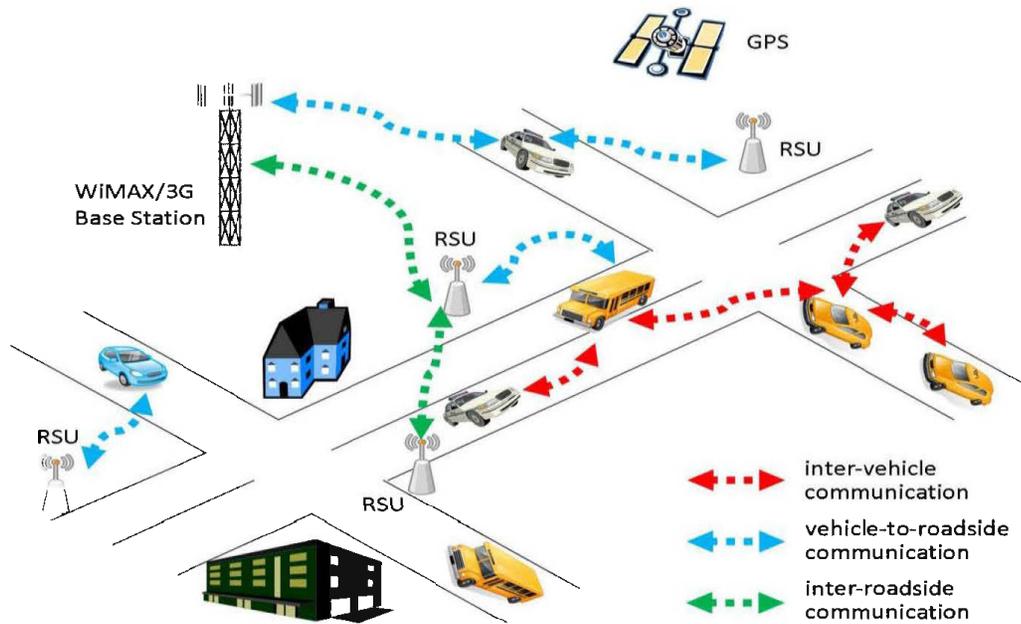


Figure 2-3 : Les modes de communication dans les réseaux VANET [10]

2.5 Les services offerts par les réseaux VANET

Comme nous avons signalé précédemment, les réseaux ad hoc sans fil véhiculaire (VANET) permettent la communication entre les véhicules et entre les équipements de communication placés le long des routes et chemins. Le concept des réseaux VANET a été créé dans le but d'augmenter la sécurité routière. Avec ce type de réseau, il est possible d'avertir les conducteurs en cas de présence d'accident ou de travaux majeurs. Dans ces cas d'exemples, les conducteurs sont assez informés pour prendre des décisions telles que celles de ralentir ou de changer de chemin [6]. Un autre exemple est celui de donner des notifications en cas de freinage urgent ou d'une présence d'obstacles et de fournir les informations météorologiques.

La deuxième catégorie regroupe les applications d'aide à la conduite et au confort afin de rendre le voyage agréable pour les usagers de la route [11]. Dans cette catégorie, on peut citer la messagerie, le télépéage, les jeux en réseaux, le téléchargement de contenu multimédia, l'aide aux dépassements de véhicules, le stationnement, les mises à jour du trafic, etc.

Finalement, la troisième catégorie regroupe les applications de maintenance à distance. Ils sont utiles lorsqu'on rencontre des problèmes mécaniques qui nécessitent une aide urgente [5].

2.6 Les principales caractéristiques des réseaux VANET

Dans un réseau MANET, pour établir une communication, on utilise juste le principe de routage sans infrastructure fixe et on s'appuie sur les nœuds ordinaires tels que les ordinateurs portables. Cependant, les réseaux VANET peuvent se comporter de façon différente des MANET, comme le montre le tableau 1. Ils sont caractérisés par une topologie très dynamique (à n'importe quel moment une entité peut joindre ou quitter le réseau) [5], une forte mobilité à cause des infrastructures routières ou bien la mobilité liée directement au comportement des conducteurs et leurs réactions face aux différentes situations. Par exemple, les heures d'embouteillage, les accidents, etc. [11], l'absence de contrainte d'énergie (les entités du réseau VANET ont des énergies suffisantes pour alimenter les différents équipements électroniques, car les équipements sont alimentés à même l'énergie des véhicules) [5], la disponibilité d'informations fiables de localisation (par exemple, les cartes routières).

Si nous nous basons sur les caractéristiques indiquées ci-dessus, nous pouvons constater que les réseaux VANET n'ont pas les mêmes caractéristiques que celles des réseaux MANET [12]. Par conséquent, avant d'utiliser les techniques conçues pour un réseau MANET il faut prendre en compte les exigences et les caractéristiques de ce réseau [12].

| | MANET | VANET |
|--|---|--|
| Nombre de nœuds | Habituellement de 100 à 1000 | Sans limites, peut-être égal à des millions de véhicules |
| Mobilité | Faible ou moyenne (Vitesse de marche) | Haute (jusqu'à 200 km/h) |
| Trajectoire de nœuds | Aléatoire | Déterministe (réseau routier) |
| Distribution de nœuds | Aléatoire et régulière | Peu dense et irrégulière |
| Fiabilité | Moyenne | Très élevé |
| La durée de vie des nœuds (énergie) | Limitée par la vie des batteries dans les nœuds | Illimitée (vie du véhicule) |

Tableau 2-1 : Comparaison entre MANET et VANET

2.7 IEEE 802.11p et les réseaux VANETS

En 1999, la commission fédérale des communications aux États-Unis (*Federal Communications Commission : FCC*) avait alloué pour la communication véhiculaire (VC) la bande de fréquence à 5.9 GHz avec une largeur de bande de 75 MHz (5.850 GHz – 5.925 GHz). Cette largeur est divisée en 7 canaux de 10 MHz. Un canal de contrôle et six canaux de service, chaque canal peut offrir des débits entre 3 à 27 Mb/s. La configuration des canaux peut être sur une largeur de bande de 20 MHz, ce qui permet d'attendre des débits à 54 Mb/s [13]. Le canal de contrôle est réservé à la transmission des messages de gestion ou il est utilisé pour transmettre des messages de très haute priorité comme les messages liés à la sécurité routière. Les six autres canaux sont, quant à eux, dédiés à la transmission des données des différents services annoncés sur le canal de contrôle. Cette communication est connue sous le nom DSRC (*Dedicated Short Range Communication*) [14].

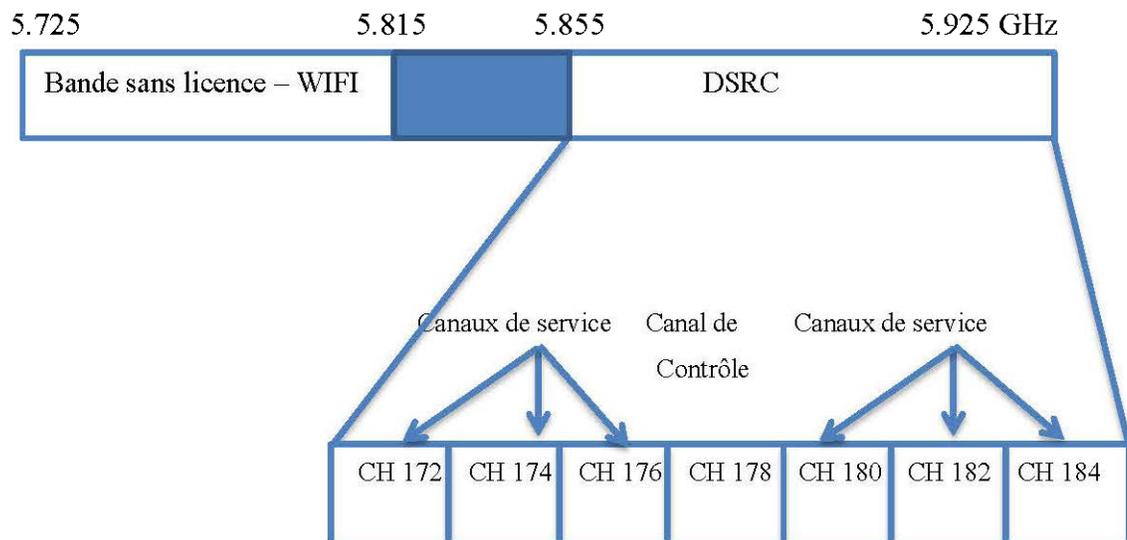


Figure 2-4 : Bande de fréquence DSRC [15]

En 2003, le groupe de travail de l'IEEE a repris ces travaux pour définir un nouveau standard dédié aux communications inter-vehiculaire, nommé WAVE (*Wireless Ability in Vehicular Environments*) et aussi connu sous le nom d'IEEE 802.11p [11,16]. La norme IEEE 802.11p fait partie de l'architecture IEEE 1609. Ce standard est inspiré, au niveau MAC, des deux standards IEEE 802.11a et IEEE

802.11e. La portée théorique de communications est de 1 km, mais, en pratique, elle se situe plutôt aux alentours de 200 mètres [17]. Le principal avantage du DSRC est le temps de latence très bas, sous les 100 millisecondes, ce qui est idéal pour les applications de sécurité qui demandent un délai dans cette plage.

La famille des standards IEEE 1609 pour WAVE, se décompose en quatre standards (Figure 2.5): pour la gestion des ressources (*IEEE 1609.1 - WAVE Resource Manager*), pour la sécurisation des messages (*IEEE 1609.2 - WAVE Security Services for Applications and Management Messages*), pour les services de niveau réseau et transport incluant l'adressage, le routage (*IEEE 1609.3 - WAVE Networking Services*), et pour la coordination et la gestion des sept canaux DSRC (*IEEE 1609.4 - WAVE Multi-Channel Operation*).

| | |
|----------------|--------|
| http etc. | 1609.1 |
| TCP/UDP | |
| IPv6 | |
| LLC IEEE 802.2 | |
| 802.11p | 1609.4 |
| 802.11p | |

Figure 2-5 : Présentation de pile de protocoles WAVE [18]

2.8 Conclusion

Ce chapitre nous a permis de faire une présentation succincte sur les réseaux VANET afin de préciser le contexte dans lequel ce mémoire de maîtrise s'est effectué.

Notre travail se déroulera dans un environnement minier où interviennent divers paramètres. Il sera donc nécessaire de maîtriser le canal de propagation.

CHAPITRE 3

CANAL DE PROPAGATION

3.1 Introduction

Dans le domaine des réseaux sans fil, le canal caractérisant la propagation de l'onde électromagnétique dans l'espace présente une importance distinctive. Il est donc essentiel d'avoir une connaissance des mécanismes en jeux sur le canal de propagation et de ses interactions avec l'environnement pour pouvoir prédire les chances et les conditions d'établissement d'une liaison radio entre l'émetteur et le récepteur.

Ce chapitre analyse le canal de propagation, en présentant les phénomènes physiques qui interfèrent sur une onde de transmission, les paramètres d'un canal multivoie ainsi que les types de modèles existants.

3.2 Canal de propagation

Un système de transmission radioélectrique permet de transformer un signal électrique émis $e(t)$ en signal électrique reçu $s(t)$ par l'intermédiaire d'ondes électromagnétiques. Le canal de propagation est l'endroit qui transforme les ondes électromagnétiques lors de leur propagation. À ce stade, il est important de différencier le canal de propagation, qui ne tient en compte que des interactions du signal émis avec l'environnement traversé et le canal de transmission, qui inclut en plus les effets induits par les antennes émettrice et réceptrice comme le montre la figure 3.1.

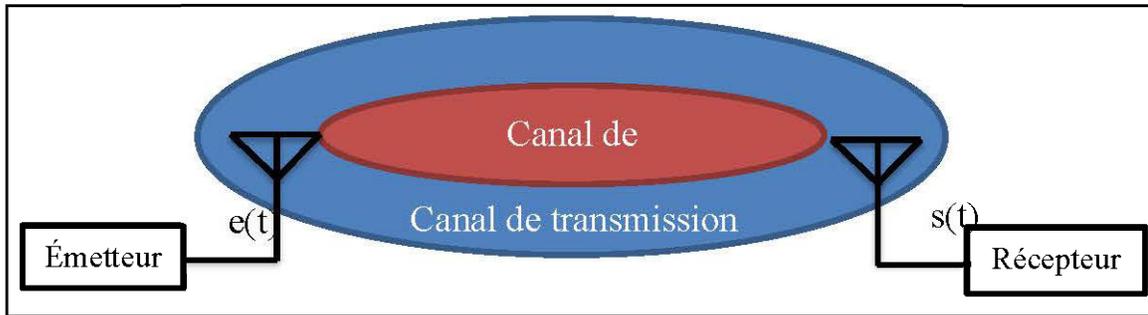


Figure 3-1: Schéma synoptique d'une chaîne de communication [19]

3.2.1 Propagation en espace libre

Généralement, l'environnement de propagation a une influence sur l'onde électromagnétique émise. En espace libre, le système de transmission est caractérisé par l'absence d'obstacles.

La densité de puissance W dans un espace libre s'exprime en fonction du gain de la distance entre l'émetteur et le récepteur d , le gain de l'antenne d'émission G_e et la puissance du signal émis P_e .

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

La puissance du signal disponible aux bornes d'une antenne de réception P_r est reliée à la densité de puissance W par la relation suivante :

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

où G_r représente le gain de l'antenne de réception et λ représente la longueur d'onde à la fréquence de travail.

On peut calculer l'atténuation du signal en espace libre en utilisant les deux formules précédentes comme suit :

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

où c , la vitesse de la lumière s'exprime comme $c = f \lambda$.

Il convient de noter que la formule ci-dessus n'est pas valable que lorsque l'antenne de réception est considérée dans le champ lointain de l'antenne d'émission. Cette condition est vérifiée lorsque la distance (d) entre les antennes est supérieure à la distance de Fraunhofer (d_f) qui est reliée à la plus large dimension (D) de l'antenne d'émission:

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

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

L'affaiblissement en espace libre est donné par la relation suivante :

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

3.2.2 Propagation par trajets multiples

Dans un système sans fil, l'environnement du système de transmission interfère avec l'onde transmise selon différents mécanismes. Le récepteur peut recevoir le même signal de plusieurs trajets différents puisque les signaux transmis peuvent se réfléchir sur une surface comme le sol, les bâtiments...etc. Dans la pratique, il est fréquent que deux ou plusieurs phénomènes s'appliquent simultanément au trajet d'un signal. Cet effet est appelé propagation par trajets multiples. En effet, il existe cinq phénomènes principaux la réflexion, la réfraction, la diffraction, la diffusion le guidage d'onde qui ont un impact direct sur la propagation du signal [20].

Les ondes émises lors de la communication radio subissent généralement une combinaison de ces divers phénomènes. Le signal reçu est une somme de tous les trajets arrivants au récepteur et cette somme peut être constructive ou bien destructive. Les obstacles peuvent être considérés comme un avantage ou un inconvénient. Par exemple, lorsqu'un 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.

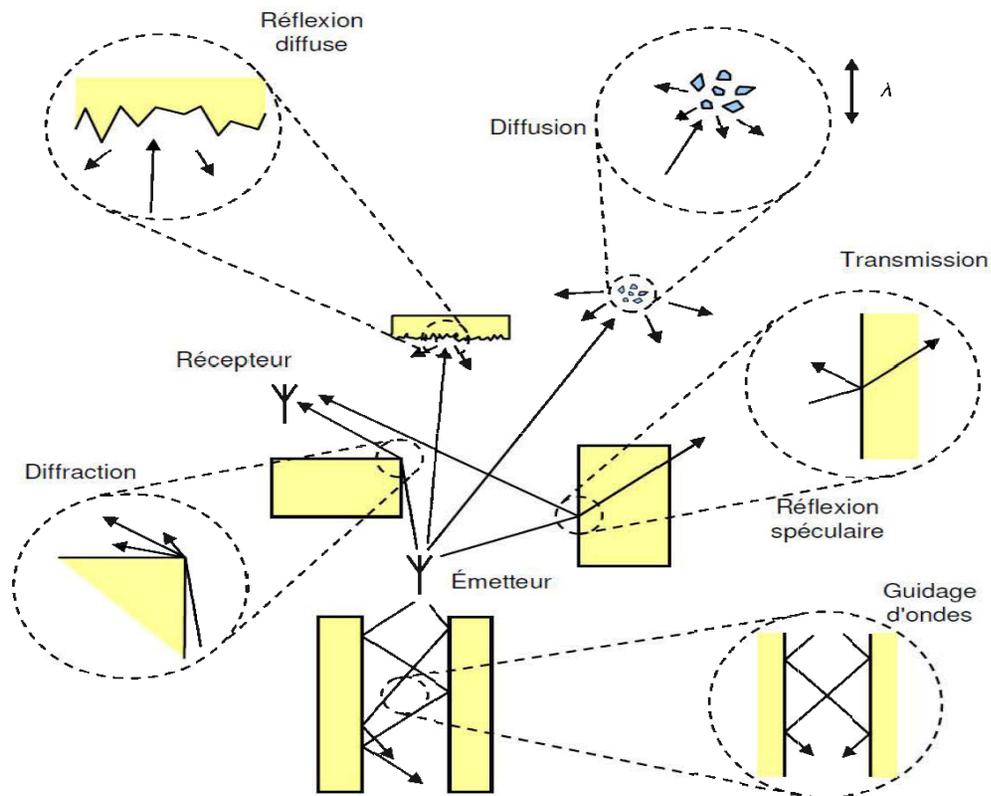


Figure 3-2 : Principaux phénomènes de propagation [21]

3.2.3 Principales dégradations de la propagation

Si on analyse la puissance du signal reçu en fonction de la distance entre l'émetteur et le récepteur, on distingue trois types de variations de la puissance reçue:

- **Affaiblissement de parcours (*path loss*)** : dû à la distance, il peut se calculer de manière déterministe ou avec un modèle empirique lorsque l'environnement se complique.
- **L'ombrages ou évanouissement lent (*shadowing ou slow fading*)** : des variations lentes dues aux atténuations successives produites par de gros obstacles locaux qui causent de la diffraction.
- **Évanouissement rapide ou multi trajets (*fast fading ou multipath fading*)** : des variations rapides causé par les trajets due à l'addition constructive ou destructive des signaux qui ne peut être déterministe.

Dans notre étude, il existe plusieurs facteurs qui influencent les évanouissements. Comme la vitesse qui change les caractéristiques du canal en fonction du temps et la position puisque les trajets suivis par l'onde changent au fur et à mesure et, à cause de la mobilité, chaque onde multivoie subie un décalage fréquentiel. Le décalage de la fréquence du signal reçu est appelé le décalage Doppler (*Doppler shift*). En plus, dans un environnement minier, le signal prend plusieurs trajets à cause de différents phénomènes comme la réflexion, la diffraction et la dispersion.

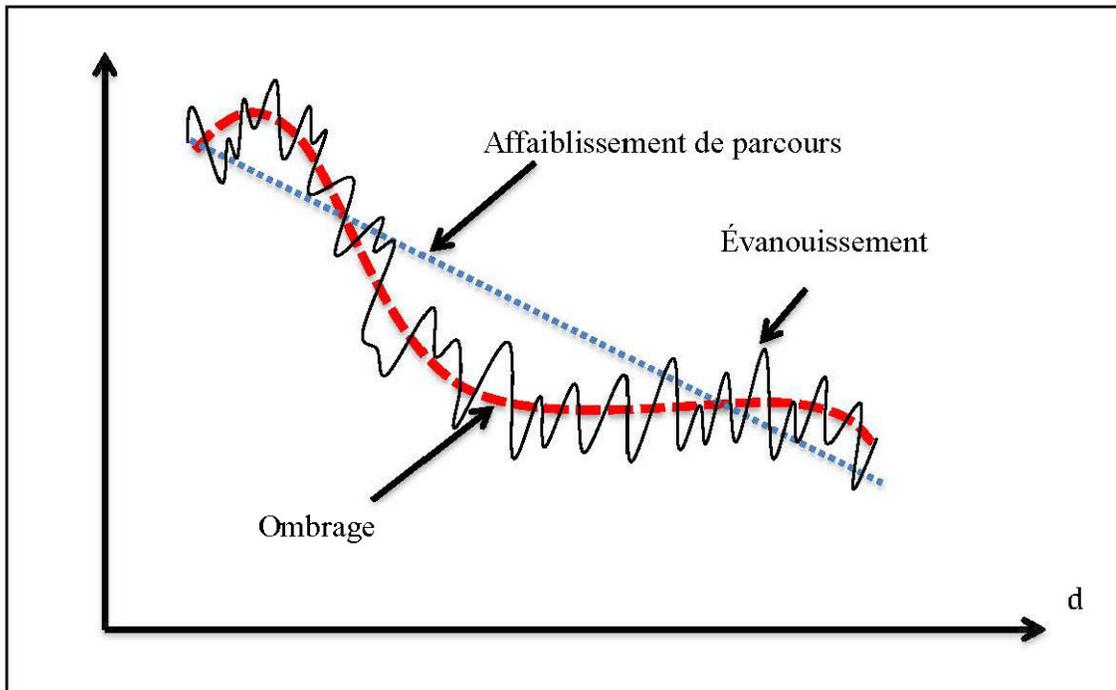


Figure 3-3 : Dégradation principales de la propagation [20]

3.3 Modélisation du canal de propagation

3.3.1 La réponse impulsionnelle

Après avoir présenté les aspects du canal de propagation précédemment, il convient de le modéliser. Dans la plupart des cas, un canal radio est considéré comme un système linéaire variable dans le temps [22]. De ce fait, la réponse impulsionnelle qui le caractérise est également variable dans le temps et permet d'évaluer l'influence des trajets multiples du canal sur un système de transmission. La réponse impulsionnelle est une fonction à la fois de la variable t , qui représente la

variation du temps par rapport à une valeur de référence choisie, et de la variable τ qui représente le retard des trajets multiples du canal pour une valeur fixée de t . Si on observe la réponse impulsionnelle d'un canal, il est possible de différencier les différents trajets ainsi que l'amplitude relative de chaque trajet comme le montre la figure 3.4.

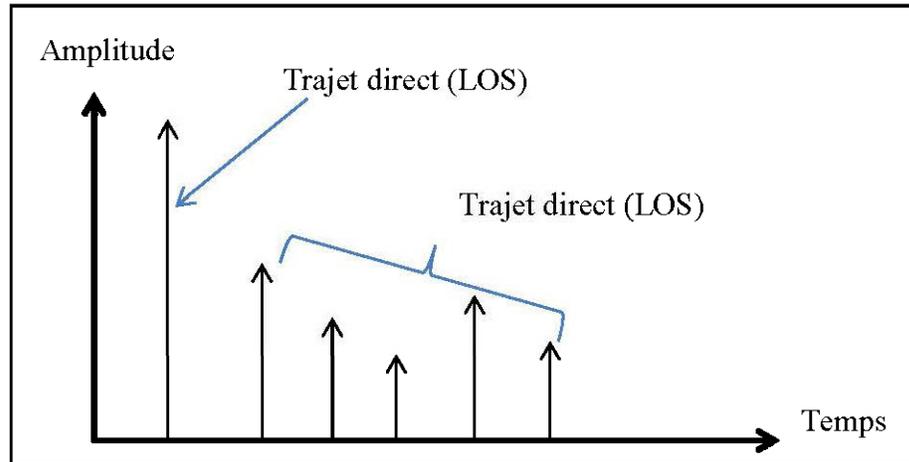


Figure 3-4 : Représentation de la réponse impulsionnelle d'un canal radio mobile. [19]

Le signal reçu est une somme de tous les signaux transmis ; il est donné par la convolution du signal transmis et de la réponse impulsionnelle du canal. L'équivalent en bande de base de la réponse impulsionnelle du canal est :

$$h(\tau; t) = \sum_k \alpha_k(t) e^{j2\pi f_c \tau_k(t)} \delta(t - \tau_k(t)) \quad (3.6)$$

En posant $\theta_k(t) = 2\pi f_c \tau_k(t)$, on obtient :

$$h(\tau; t) = \sum_k^{N-1} \alpha_k(t) e^{j\theta_k(t)} \delta(t - \tau_k(t)) \quad (3.7)$$

L'équation (3.7) est utilisée généralement pour décrire la réponse impulsionnelle variable dans le temps d'un canal multivoie où N est le nombre de chemins multiples, $\alpha_k(t)$, $\tau_k(t)$ et $\theta_k(t)$ sont respectivement l'amplitude aléatoire, le temps d'arrivée et la phase du $k^{\text{ième}}$ chemin, et δ est la fonction delta.

Un exemple d'un canal variant dans le temps est montré dans la figure 3.5.

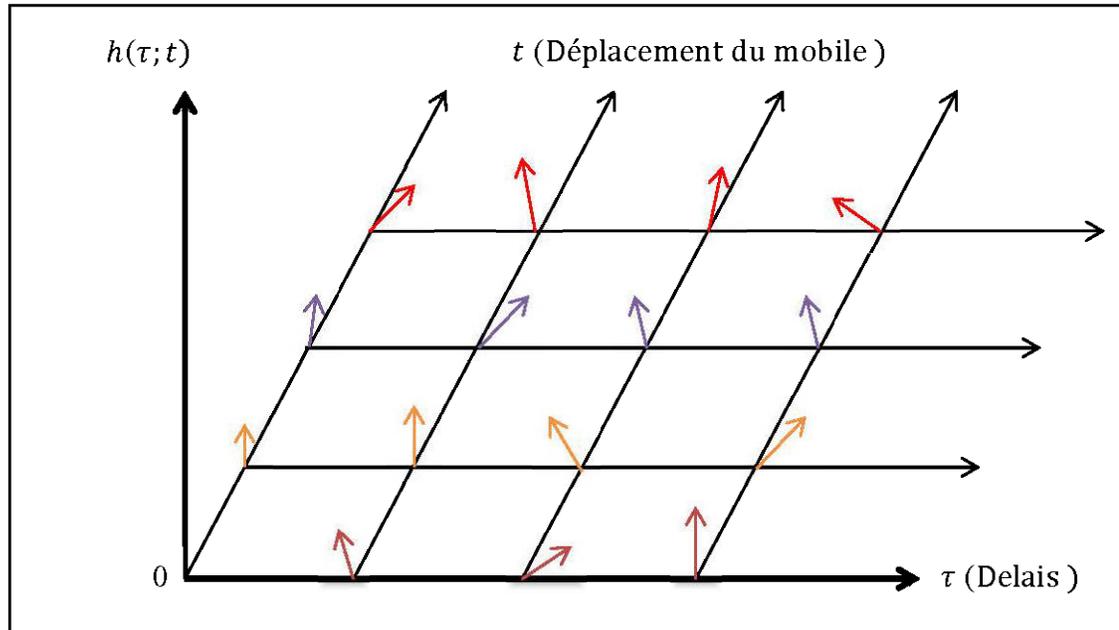


Figure 3-5 : Représentation d'un canal variant dans le temps [19]

3.3.2 Paramètres de caractérisation d'un canal

La caractérisation des canaux radio mobiles se fait à partir de certains paramètres permettant de quantifier le canal de propagation multi-trajets [23,24]. Ces paramètres peuvent être les paramètres de l'étalement de retard (*delay spread*) et celui de la bande de cohérence (*coherence bandwidth*) qui décrivent la nature de dispersion dans le temps que subit le canal, les paramètres de l'étalement Doppler (*doppler spread*) et le temps de cohérence (*coherence time*) qui décrivent la nature variable du canal dans le temps à cause de la mobilité des objets environnants.

3.3.2.1 Les paramètres de dispersion temporelle (*delay spread*) T_m

La dispersion temporelle se produit lorsqu'un signal identique est reçu à la destination à des instants différents. Elle est égale à la différence de temps entre les moments d'arrivée de la première composante et de la dernière.

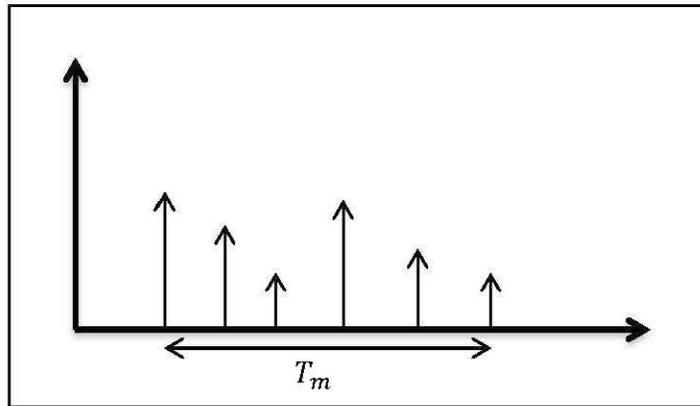


Figure 3-6 : La dispersion temporelle [20]

Les paramètres de dispersion temporelle les plus importants sont : le délai moyen des retards (*Mean excess delay*) $\bar{\tau}$ et l'écart type des retards (*RMS delay spread*) τ_{RMS} .

Le délai moyen des retards $\bar{\tau}$ est défini comme le premier moment du profil de puissance et se calcule par la relation suivante :

$$\bar{\tau} = \frac{\sum_k p(t_k)t_k}{\sum_k p(t_k)} \quad (3.8)$$

L'écart type des retards τ_{RMS} détermine la sélectivité du canal qui peut entraîner la dégradation des performances du système de communication. Il décrit la dispersion d'un signal à travers la propagation multi-trajets en tenant compte des retards de tous les trajets à la réception en se basant sur le premier trajet reçu. Il se calcule par l'équation suivante :

$$\tau_{RMS} = \sqrt{\overline{\tau^2} - \bar{\tau}^2} \text{ Avec un moment } \bar{\tau}^2 : \bar{\tau}^2 = \frac{\sum_k p(t_k)t_k^2}{\sum_k p(t_k)} \quad (3.9)$$

Nous pouvons aussi définir le paramètre du retard maximal (*Maximum excess delay*) τ_{max} par la relation suivante :

$$\tau_{max} = \tau_X - \tau_0 \quad (3.10)$$

où τ_X est le retard maximal dans lequel l'énergie chute de X dB et τ_0 est le retard de premier trajet.

3.3.2.2 Bande de cohérence (*coherence bandwidth*) B_c

B_c est une mesure statistique de la bande de fréquence dans laquelle le canal peut être considéré comme plat (non sélectif). Si la largeur de bande du signal transmis en bande de base (B_s) est supérieure à la bande de cohérence (B_c), on obtient alors un fading sélectif en fréquence[20]. B_c est reliée en général à l'étalement efficace du retard par la relation :

$$B_c \simeq \frac{1}{\alpha \sigma_\tau} \quad (3.11)$$

La valeur de B_c est généralement fonction de la corrélation fréquentielle. En particulier si on a une corrélation en amplitude $\rho_e = 50\%$ alors l'équation (3.11) devient :

$$B_c \simeq \frac{1}{5\sigma_\tau} \text{ Hz} \quad (3.12)$$

Et si on a $\rho_e = 90\%$ alors l'équation (3.11) devient :

$$B_c \simeq \frac{1}{50\sigma_\tau} \text{ Hz} \quad (3.13)$$

3.3.2.3 Étalement Doppler (*Doppler spread*) B_D

L'étalement Doppler est causé par la variation temporelle du canal. Il est défini comme la bande de fréquence où le spectre Doppler reçu est non nul. Il est égal à deux fois la fréquence Doppler maximale.

$$B_D = 2 \cdot f_{D,max} \quad (3.14)$$

où le décalage fréquentiel Doppler f_D est donné par:

$$f_D = f_m \cos \alpha = \frac{V_{eff} f_c}{c} \quad (3.15)$$

où c représente la vitesse de la lumière, α est l'angle entre 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.

Si l'utilisateur se déplace dans la direction de l'arrivée de l'onde, dans ce cas $f_D > 0$, cela signifie que la fréquence reçue augmente. Dans le deuxième cas $f_D < 0$, ce qui signifie que la fréquence reçue diminue [25].

3.3.2.4 Temps de cohérence (*coherence time*) T_c

Le temps T_c est la durée pendant laquelle le canal est considéré comme invariant. Si deux signaux arrivent avec une séparation supérieure à T_c , ils sont donc affectés différemment. Dans notre exemple, le troisième et le quatrième signal sont affectés différemment.

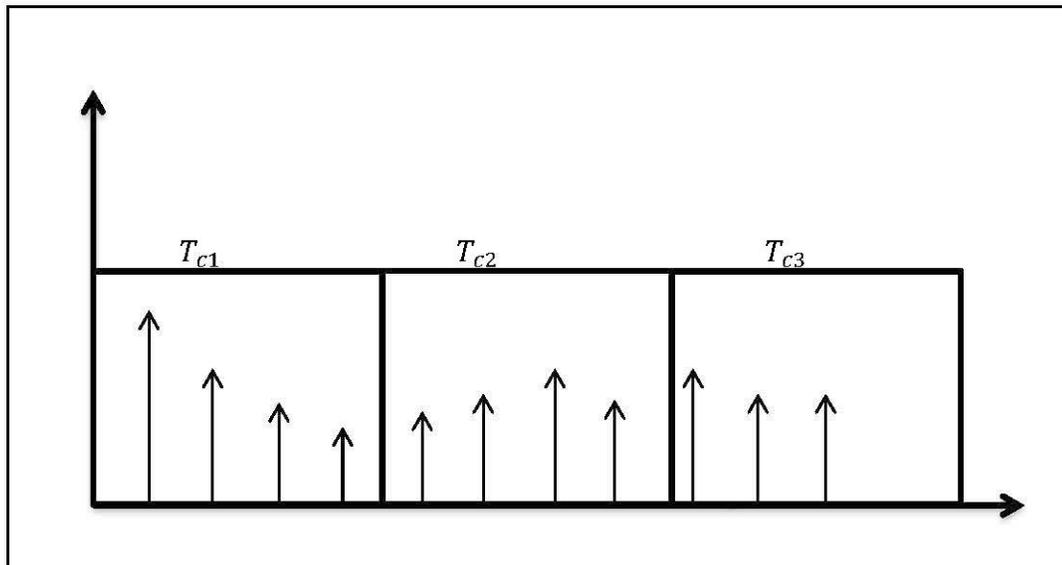


Figure 3-7 : Temps de cohérence [20]

Il est équivalent lié à l'étalement Doppler dans le domaine temporel par l'une des trois relations suivantes [20] :

$$T_c \simeq \frac{1}{B_d} = \frac{1}{2 \cdot f_{d,max}} \quad (3.16)$$

$$T_c = \frac{9}{16\pi \cdot B_d} \quad (3.17)$$

$$T_c = \sqrt{\frac{9}{16\pi}} \cdot \frac{1}{B_d} = \frac{0.423}{B_d} \quad (3.18)$$

3.3.3 Évanouissement (*fading*)

On a quatre types d'évanouissements. Deux sélectif en fréquence dû à la dispersion temporelle qui comporte les évanouissements plats et les évanouissements sélectifs en fréquence. Les deux autres sont sélectifs en temps dû au décalage Doppler qui comporte les évanouissements lents et les évanouissements rapides.

3.3.3.1 Évanouissements plats

Le canal est considéré comme non sélectif en fréquence si la bande de cohérence du canal B_c est supérieure à la bande occupée par le signal B_S , et la dispersion temporelle τ_{RMS} est inférieure à la durée du symbole émis T_S . Dans ce cas, on peut considérer que le spectre de signal reçu est corrélé et que toutes les fréquences du spectre du signal subissent les mêmes amplifications ou atténuations.

3.3.3.2 Évanouissements sélectifs en fréquence

Le canal est considéré comme sélectif en fréquence lorsque la bande de cohérence du canal B_c est inférieure à la bande occupée par le signal B_S , et la dispersion temporelle τ_{RMS} est supérieure à la durée du symbole émis T_S . Dans ce cas, on peut considérer que le spectre de signal reçu est décorrélé.

3.3.3.3 Évanouissements lents

Le canal est alors non sélectif en temps si le temps de cohérence du signal T_c est supérieur à la durée du symbole émis T_S , la bande occupée par le signal B_S est supérieure au décalage Doppler. Dans ce cas, la réponse impulsionnelle du canal reste constante sur plusieurs symboles consécutifs.

3.3.3.4 Évanouissements rapides

Le canal est sélectif en temps si le temps de cohérence du signal T_c est inférieur à la durée du symbole émis T_S et la bande occupée par le signal B_S est inférieure au décalage Doppler. Dans ce cas, la réponse impulsionnelle du canal varie de façon significative pendant la durée d'un symbole.

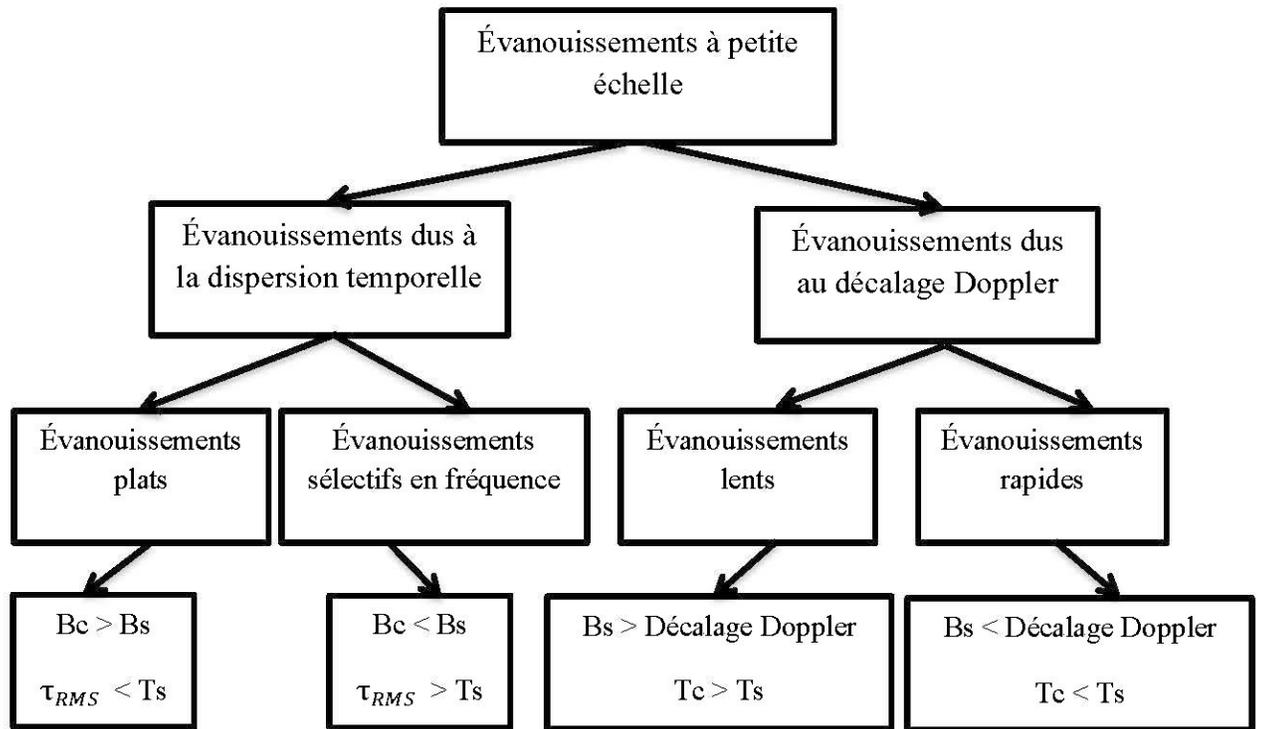


Figure 3-8 : Les types d'évanouissements

3.3.4 Distributions statistiques d'amplitudes des signaux

Comme nous avons mentionné précédemment, le signal total reçu n'est que l'interférence entre des trajets multiples qui peut se faire de manière constructive ou bien destructive. Cette dernière donne lieu à des évanouissements profonds dépendant de la phase de chacun de signaux élémentaires. Dans ce cas, comme l'amplitude des évanouissements du signal reçu fluctue très rapidement sur des distances très courtes et elle peut suivre différentes distributions [26]. Voici quelques principales distributions.

3.3.4.1 La distribution de Rayleigh

La distribution de Rayleigh est définie à partir du paramètre σ . La fonction de densité de probabilité est donnée par :

$$P_x(x) = \frac{x}{\sigma^2} e^{-\left(\frac{x^2}{2\sigma^2}\right)} \quad (3.19)$$

où σ est le paramètre de Rayleigh représentant la valeur la plus probable.

$$E(X) = \sigma \sqrt{\frac{\pi}{2}} \quad (3.20)$$

$$Var(X) = \left(\frac{4-\pi}{2}\right) \sigma^2 \quad (3.21)$$

3.3.4.2 La distribution normale

La distribution normale est définie à partir de deux paramètres, sa moyenne μ et son écart-type σ . Cette distribution est souvent employée pour expliquer des variations à moyenne échelle de l'amplitude des signaux.

$$P_x(x) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} e^{-\left(\frac{(x-\mu)^2}{2\sigma^2}\right)} \quad (3.22)$$

$$E(X) = \mu \quad (3.23)$$

$$Var(X) = \sigma^2 \quad (3.24)$$

3.3.4.3 La distribution lognormale

La distribution de lognormale est définie à partir de deux paramètres, la moyenne m et l'écart-type σ de $\log(x)$ au lieu de x .

$$P_x(x) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \frac{1}{x} e^{\left[-\frac{1}{2}\left(\frac{\ln x - m}{\sigma}\right)^2\right]} \quad (3.25)$$

$$E(X) = e^{\left(m + \frac{\sigma^2}{2}\right)} \quad (3.26)$$

$$Var(X) = (e^{\sigma^2} - 1)e^{2m + \sigma^2} \quad (3.27)$$

3.3.4.4 La distribution de Weibull

La distribution de Weibull est définie à partir de deux paramètres k et λ . La fonction de densité de probabilité de Weibull est donnée par :

$$P_x(x) = \left(\frac{k}{\lambda}\right) \left(\frac{x}{\lambda}\right)^{k-1} e^{-\left(\frac{x}{\lambda}\right)^k} \quad (3.28)$$

$$E(X) = \lambda^2 \Gamma\left(1 + \frac{1}{k}\right) \quad (3.29)$$

$$Var(X) = \lambda^2 \left[\Gamma\left(1 + \frac{2}{k}\right) - \Gamma^2\left(1 + \frac{1}{k}\right) \right] \quad (3.30)$$

3.3.4.5 La distribution de Rice

La distribution de Rice se produit quand un trajet puissant existe en plus des trajets dispersés de puissance plus faible. Elle est définie à partir de deux paramètres, le premier paramètre c'est l'amplitude ou l'enveloppe, de la composante principale nommé s et l'écart-type σ .

$$P_x(x) = \frac{x}{\sigma^2} e^{\left(-\frac{x^2+s^2}{2\sigma^2}\right)} I_0\left(\frac{sx}{\sigma^2}\right) \quad (3.31)$$

où $I_0(x)$ représente la fonction de Bessel modifiée de première espèce d'ordre 0.

$$E(X) = \sqrt{\frac{\pi}{2}} |\sigma| L_{\frac{1}{2}}\left(-\frac{s^2}{2\sigma^2}\right) \quad (3.32)$$

où $L_{\frac{1}{2}}$ représente la fonction de Laguerre [25]

$$Var(X) = s^2 + 2\sigma^2 - \frac{\pi\sigma^2}{2} L_{\frac{1}{2}}^2\left(-\frac{s^2}{2\sigma^2}\right) \quad (3.33)$$

Lorsque s tend vers 0, la composante forte est éliminée. Par conséquent, la distribution de Rice tend vers la distribution de Rayleigh ce qui en fait un cas particulier.

3.3.4.6 La distribution de Nakagami

La distribution de Nakagami est définie à partir de deux paramètres m et Ω . La fonction de densité de probabilité de Nakagami est donnée par :

$$P_x(x) = \frac{2m^2 x^{2m-1}}{\Gamma(m)\Omega^m} e^{\left(-\frac{mx^2}{\Omega}\right)} \quad (3.34)$$

où $\Gamma(m)$ représente la fonction Gamma [25] définie par :

$$\Gamma(x) = \int_0^{\infty} e^{-t} t^{x-1} dt \quad (3.35)$$

$$E(X) = \frac{\Gamma(m+\frac{1}{2})}{\Gamma(m)} \sqrt{\frac{\Omega}{m}} \quad (3.36)$$

$$Var(X) = \Omega \left[1 - \frac{1}{m} \left[\frac{\Gamma(m+\frac{1}{2})}{\Gamma(m)} \right]^2 \right] \quad (3.37)$$

La distribution de Nakagami englobe beaucoup d'autres distributions. Pour décrire la distribution de Rayleigh, on fixe la valeur de $m = 1$ et pour décrire la distribution gaussienne unilatérale on fixe la valeur de $m = 1/2$. Elle donne aussi une bonne approximation de la distribution de Rice et s'approche, dans certaines conditions, de la distribution lognormale.

3.3.5 Modèle de propagation de canal

Un modèle de propagation de canal permet de connaître la zone de couverture utile (c'est-à-dire la zone pour laquelle le champ reçu sera suffisant pour assurer une liaison de bonne qualité) et la zone brouillée (c'est-à-dire la zone pour laquelle le champ issu de l'ensemble des autres stations de base risque de perturber la liaison). Un bon modèle de propagation de canal offre des indications précieuses et à moindre coût pour pré-design d'un réseau. Du fait de ce rôle stratégique, de nombreuses études sont menées pour proposer des modèles adaptés. Il existe deux modèles pour simuler un canal de propagation. La première possibilité est de s'appuyer sur un modèle de canal déterministe. L'autre possibilité est de choisir un modèle statistique.

3.3.5.1 Modèle déterministe du canal

Le modèle déterministe suppose la connaissance des coordonnées et des propriétés électromagnétiques des émetteurs et des récepteurs. Il utilise un maillage sur l'environnement en question par l'utilisation de la technique de traçage 3D. Celle-ci modélise la propagation de signal sans affecter la précision, le traçage est l'étape la

plus importante en termes de complexité de calcul et de temps d'exécution.

Les résultats obtenus reflètent la réalité, mais l'inconvénient de cette méthode vient de la flexibilité du modèle et du temps de simulation. Comme le réseau VANET se caractérise par une forte mobilité des nœuds, il rend la topologie du réseau très dynamique. La modélisation du canal doit donc être refaite à chaque changement topologique du réseau. On déduit ainsi que ce modèle est tout à fait inapproprié dans le réseau VANET.

3.3.5.2 Modèle statistique de canal

Du fait de la complexité des environnements et le nombre de paramètres à prendre en compte, une approche purement statistique est souvent proposée. Ce modèle est basé sur des calculs mathématiques de la propagation [22,27], qui regroupe un ensemble d'équations mathématiques, des diagrammes et d'algorithmes pour représenter les caractéristiques radio d'un environnement donné. Ce modèle consiste à effectuer un grand nombre de mesures, représentatives des environnements que l'on est sensé rencontrer, ayant identifié quelques paramètres caractéristiques des liaisons par exemple : distance émetteur récepteur, type d'environnement, fréquence, etc. Une expression de l'affaiblissement de propagation en fonction des paramètres caractéristiques est proposée à l'aide de techniques de régression à partir des mesures. En général, ces modèles ne nécessitent que peu d'informations caractéristiques sur l'environnement. Ils sont très rapides en temps de calcul ; leur domaine de validité dépend exclusivement de la distribution des mesures utilisées.

3.4 Conclusion

Dans ce chapitre, on a présenté les généralités d'un canal de propagation. Les phénomènes physiques affectant la propagation de l'onde radio ont également été définis, ainsi que les caractéristiques de propagation. En outre, nous avons donné une description brève des distributions statistiques d'amplitude de signal. Enfin, nous avons présenté les modèles de propagation dans la littérature pour caractériser un canal, dont les résultats sur laquelle nous nous sommes appuyés pour accomplir notre travail de modélisation du canal minier.

CHAPITRE 4

TECHNIQUES ET SYSTÈMES DE MESURES

4.1 Introduction

La caractérisation expérimentale du canal radio nécessite l'analyse d'un grand nombre de mesures de propagation. Afin de réaliser une campagne de mesures, deux techniques de mesures sont disponibles, les techniques fréquentielles et temporelles.

Dans ce chapitre nous allons présenter une description de ces technologies, leurs avantages et inconvénients, ainsi que le système de mesures, les scénarios et les équipements utilisés dans notre projet.

4.2 Techniques de mesure

4.2.1 Techniques fréquentielles

La mesure est réalisée dans le domaine fréquentiel en balayant toute la gamme de fréquences via un analyseur réseau vectoriel (VNA). Le but des mesures consiste en l'extraction des paramètres de l'analyseur de réseau par l'extraction du paramètre S_{21} qui représente le coefficient de transmission entre l'antenne émettrice et l'antenne réceptrice. Cette technique permet de mesurer la variation de la puissance et de la phase du signal transmis sur la plage de fréquence désirée [28,29].

La réponse fréquentielle est obtenue en comparant le signal émis $X(f, t)$ et le signal reçu $Y(f, t)$ dans le domaine fréquentiel. Ces mesures permettent de déterminer la fonction de transfert $H(f, t)$ du canal dans la bande de fréquence $W = f_{max} - f_{min}$.

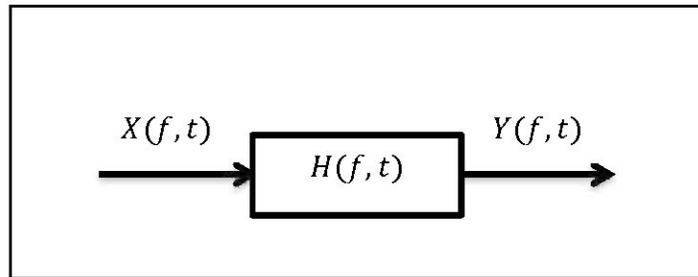


Figure 4-1 : Fonction de transfert

La réponse impulsionnelle $h(t, \tau)$ est obtenue en effectuant une transformée inverse de Fourier de la réponse fréquentielle mesurée. L'étape la plus importante dans cette méthode est de fixer la valeur du pas fréquentiel Δf pour éviter le problème du chevauchement de signaux causé par l'effet Doppler. Il est inversement proportionnel au retard maximum $\Delta f = \frac{1}{\Delta t}$.

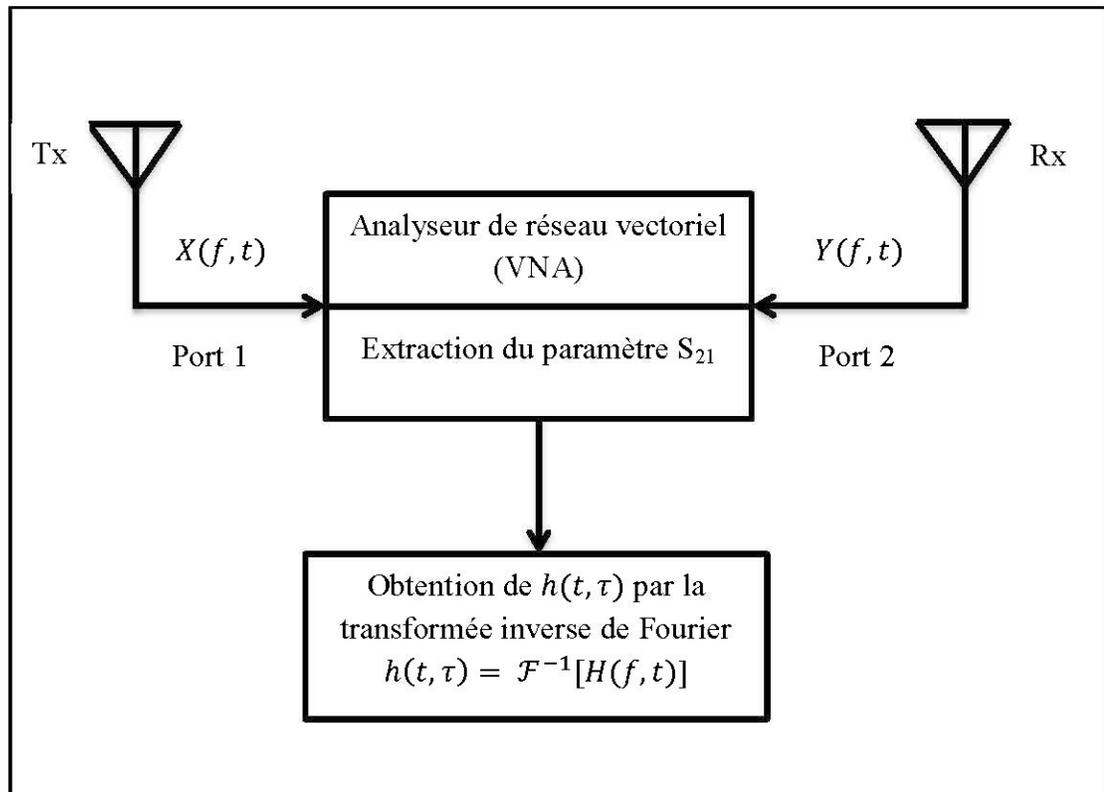


Figure 4-2 : Technique de mesure dans le domaine fréquentiel

4.2.1.1 Propriété de la technique fréquentielle

La technique fréquentielle présente plusieurs propriétés et nous pouvons citer :

- facile à mettre en œuvre puisque le VNA joue le rôle d'émetteur - récepteur en même temps.
- la phase de la calibration annule les effets de tous les composants de mesure tels que les câbles, les antennes, les amplificateurs de puissance, etc.
- obtention directe du module et de la phase de la réponse fréquentielle.
- le temps de mesure est lent et il dépend de plusieurs variables, tels que le nombre d'échantillons et chaque pas de fréquence Δt pour la mesure.
- puisqu'on utilise le VNA comme émetteur -récepteur qui doivent être reliés, cela entraîne une faible distance émetteur-récepteur limitant ainsi l'utilisation de cette technique dans les systèmes de mesure en externe.
- la possibilité d'obtenir une dynamique de mesures selon les besoins en changeant la valeur de Δf .

4.2.2 Les techniques temporelles

Le point commun des techniques temporelles est l'obtention de la réponse impulsionnelle directement. De cette façon, le récepteur traite toute une bande de fréquences simultanément, ce qui permet de raccourcir le temps de mesure. L'utilisation d'impulsions directes est la méthode la plus utilisée.

4.2.2.1 La technique d'impulsions directes

Dans cette méthode, l'émetteur envoie des impulsions de type Dirac $\delta(t)$ de très courtes durées. Au niveau du récepteur, on reçoit un signal $s(t)$ proportionnel à la réponse impulsionnelle $h(t, \tau)$. Cependant, il est impossible de réaliser physiquement une impulsion qui présente un spectre plat infini. Dans la pratique, on utilise des générateurs d'impulsions qui envoient des signaux très courts d'une durée Δt de l'ordre de la nanoseconde. En notant $\Pi_{\Delta t}(t)$ l'impulsion émise, le signal reçu est alors donné par :

$$s(t) = h(t, \tau) \otimes \Pi_{\Delta t}(t) \quad (4.1)$$

Au niveau du récepteur, une acquisition très rapide du signal est nécessaire. Un oscilloscope à échantillonnage numérique (*DSO-Digital Sampling Oscilloscope*), est généralement utilisé. La figure 4.3 illustre de manière simplifiée les instruments utilisés dans cette technique.

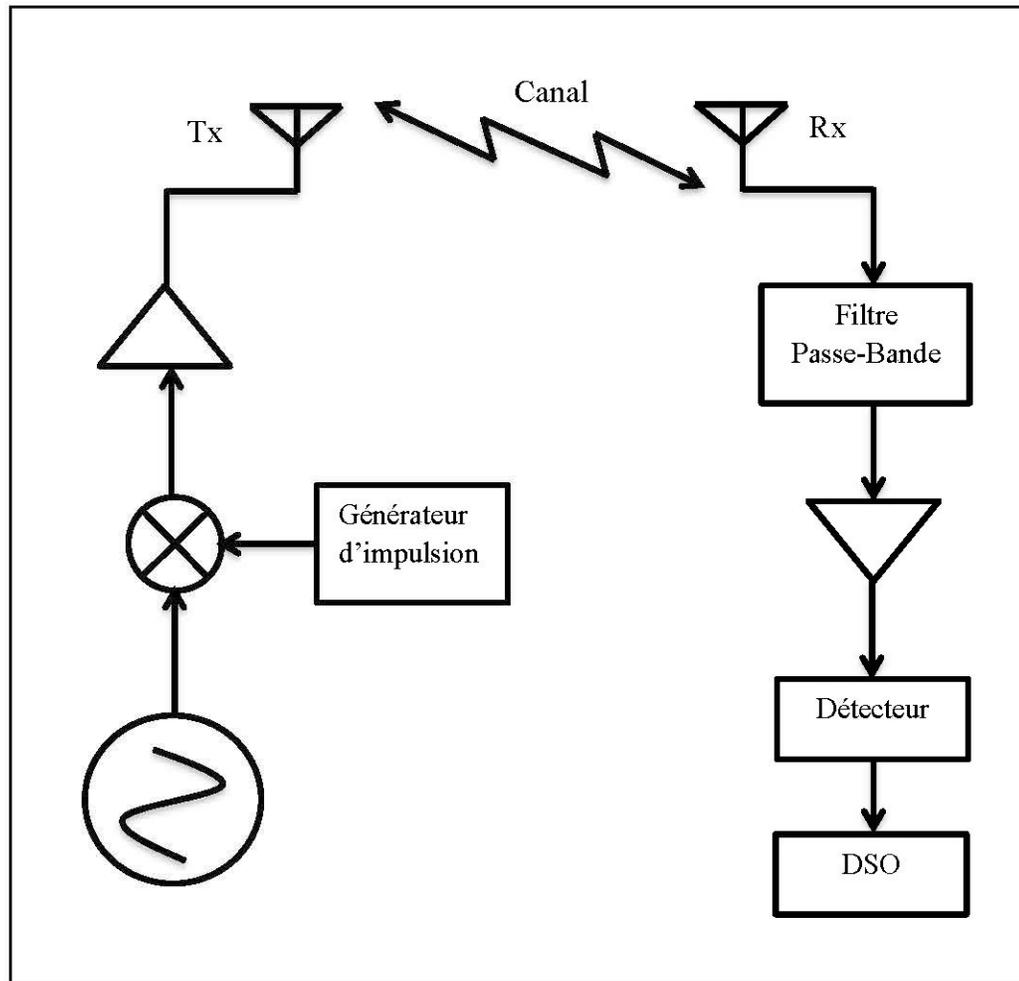


Figure 4-3 : Technique par impulsions périodiques.

L'avantage principal de cette technique réside dans son faible temps d'acquisition, la réponse impulsionnelle étant récupérée en temps réel. Cependant, cette méthode comporte également plusieurs défauts. Tout d'abord, la génération d'impulsions de courte durée sollicite une forte puissance de la part des amplificateurs, suivie de périodes d'inactivité. La faible puissance moyenne qui en résulte ne permet pas d'obtenir un bon rapport signal sur bruit.

4.2.3 Critère de choix de la technique

Il est difficile de choisir la meilleure technique entre la méthode fréquentielle ou temporelle puisque le choix dépend de plusieurs facteurs tels que nos besoins de mesures, la disponibilité et les coûts des équipements, la simplicité de la mise en œuvre, les critères liés à l'environnement (le terrain, la vitesse, espace de travail, etc.), la nature du canal, s'il est stationnaire dans le temps ou pas.

En prenant en compte les critères ci-dessus, nous avons choisi la technique fréquentielle lorsque nous avons étudié le canal dans le cas stationnaire et la technique temporelle dans le cas mobile à cause de sa simplicité d'installation et la rapidité de calcul.

4.2.4 Mesures effectuées dans la littérature

Plusieurs études ont été effectuées ces dernières années pour caractériser un canal soit avec la technique temporelle ou avec la technique fréquentielle. La majorité de ces études étaient sur des mesures réalisées dans des environnements intérieurs à parois lisses tels que les immeubles, usines, etc. Dans le cadre des travaux effectués au LRTCS, Yacouba Coulibaly et al. [30] ont déjà effectué des mesures pour caractériser un canal à large bande de 2 GHz jusqu'à 6 GHz pour un véhicule minier souterrain au niveau 40 mètres de la mine CANMET, les dimensions de la galerie à ce niveau étant plus larges que celles de la galerie au niveau 70 mètres. De plus, la rugosité des parois est moins importante dans l'environnement étudié dans notre travail. Parmi les autres travaux sur la caractérisation du canal minier, nous pouvons citer Abdellah Chehri et al. [31,32] M. Moutairou et al. [29], Youssef Rissafi et al. [33]

4.3 Protocole de mesure

Ces mesures ont été effectuées dans une mine d'or souterraine désaffectée située à environ 530 kilomètres au nord-ouest de Montréal et maintenant gérée par CANMET (*Mining and Mineral Sciences Laboratories-Canadian Center for Minerals and Energy Technology*). La galerie située au sous-sol à une profondeur de

70 mètres sur une longueur d'environ 140 mètres avec une dimension en hauteur variant entre 2.5 mètres et 3 mètres. C'est un environnement idéal pour les mesures de propagation radio dans des milieux confinés. Une photographie de la galerie souterraine est montrée dans la figure 4.4.



Figure 4-4 : Galerie minière au niveau 70m.

Le milieu se compose essentiellement de parois très rugueuses et un sol qui n'est pas très plat. On y trouve le long de ces parois des fils électriques, des câbles et des tuyaux situés près du plafond. La température est stable autour de 6-7 °C, avec un taux d'humidité presque de 100% tout le long de l'année et les gouttes d'eau tombant partout, on y trouve par endroits des flaques de dimensions différentes pouvant aller jusqu'à plusieurs mètres de longueur. D'autres éléments, tels que le système de ventilation et les grillages qui couvrent le plafond de la galerie constituent le phénomène de trajets multiples pour les signaux.

Le VNA Agilent E8363B couvre la bande de fréquence de 100 MHz jusqu'à 40 GHz. Il se caractérise par une rapidité de 26 μ s/point. Le nombre de pas fréquentiel atteint 16001 et il comporte 32 canaux, 2 ports [34].

L'analyseur de spectre MS2687B couvre une gamme de fréquences de 9 kHz à 30 GHz et peut mesurer jusqu'à la cinquième harmonique sur la radio LANs de 5 GHz [35].

Le générateur de spectre MG3700A couvre la gamme de fréquences de 10 MHz à 6 GHz. Il est intégré dans le générateur des signaux modulés qui peut produire une grande largeur de bande de l'ordre de 120 MHz. Les systèmes existants dans ce modèle sont WCDMA, GSM / EDGE, WLAN (IEEE802.11a/11b/11g), CDMA2000 [36].

Les antennes utilisées sont des RD2458-5 fabriquées par la compagnie *Laird Technologies*. Ce sont des antennes omnidirectionnelles robustes et fiables. Elles comportent un diagramme de rayonnement variant sur 360° en transmission horizontale et un diagramme d'émission de 90° à la verticale. Ces antennes offrent un choix d'options de connexion pour une flexibilité de conception maximale (SMA, RPSMA, RPTNC et N mâle) [37].

Le LNA RF-Lambda RLNA01M10G a une bande de fréquence entre 0.1 GHz et 18 GHz avec un gain de 30dB. Le tableau 4-2 montre les paramètres de cet équipement.

| Fréquence (GHz) | Gain (dB) | Puissance maximale à l'entrée (dBm) |
|-----------------|-----------|-------------------------------------|
| 0.1 – 18 | 30 | -16 |

Tableau 4-2 : Paramètres du LNA RF-Lambda RLNA01M10G [38]

L'amplificateur de puissance DBM-0218N625 est un produit de *Narda West*. Il possède une réponse en fréquence relativement linéaire pour des fréquences allant jusqu'à 18 GHz. Le tableau 4-3 montre leurs caractéristiques.

| Fréquence (GHz) | Gain (dB) | Figure du Bruit (dB) |
|-----------------|-----------|----------------------|
| 2.0 | 43.0 | 4.3 |
| 6.0 | 42.4 | 3.7 |
| 10.0 | 42.2 | 3.4 |

Tableau 4-3 : Paramètres du PA DBM0218N625 [39]

Les câbles de choix sont un produit de *StormProduct*, les *true-blue* série 205, ont des pertes acceptables, et ils sont faciles à utiliser dans un environnement minier. Le tableau 4-4 donne leurs caractéristiques.

| Pertes à 5GHz | Pertes à 10GHz | Poids/mètre | Impédance | Délai de propagation |
|---------------|----------------|-------------|------------------|----------------------|
| 0.59 dB/m | 0.85 dB/m | 65.6 g/m | $50 \pm 2\Omega$ | 4.56 ns/m |

Tableau 4-4 : Caractéristiques du câble [40]

4.3.2 Scenarios de mesures

Avant de commencer les mesures, il faut que le système soit calibré. Et il faut aussi une configuration de tous les paramètres tels que la puissance, la largeur de bande et le pas fréquentiel.

L'objectif de ces mesures était de faire une étude sur les variations à petite et à grande échelle dans un canal statique. Les variations à grande échelle sont dues au déplacement des antennes sur des mètres et les variations à petite échelle indiquent des changements dans la même position avec un déplacement de l'antenne de l'ordre de quelques centimètres. Dans ce scénario, nous avons choisi la technique fréquentielle compte tenu de nos besoins.

Dans ce scénario, nous avons utilisé un analyseur de réseau vectoriel VNA (Agilent E8363B) pour extraire le paramètre S_{21} . Le niveau de puissance transmis par le VNA a été fixé à -20 dBm et cela pour respecter la puissance maximale d'entrée du LNA, surtout pour les petites distances de séparation TX/RX. Le VNA a enregistré les variations de 401 points complexes de la bande de fréquence de 5,85 à 5,925 GHz. Les deux entrées du VNA sont connectées à l'émetteur et au récepteur.

L'antenne d'émission est reliée au port numéro 1 du VNA et reste dans une position fixe pendant toute la durée des mesures. L'antenne de réception a été connectée à l'accès numéro 2 et déplacée à des distances variables allant de 1 m à 130 m, avec une étape de 1 m entre les mesures (figure 4.7). La hauteur des deux antennes est fixée à 2m au-dessus de sol. Durant les mesures, toutes ces valeurs ont été administrées avec un programme Matlab. Le programme a été écrit pour effectuer 30 mesures consécutives à chaque position.

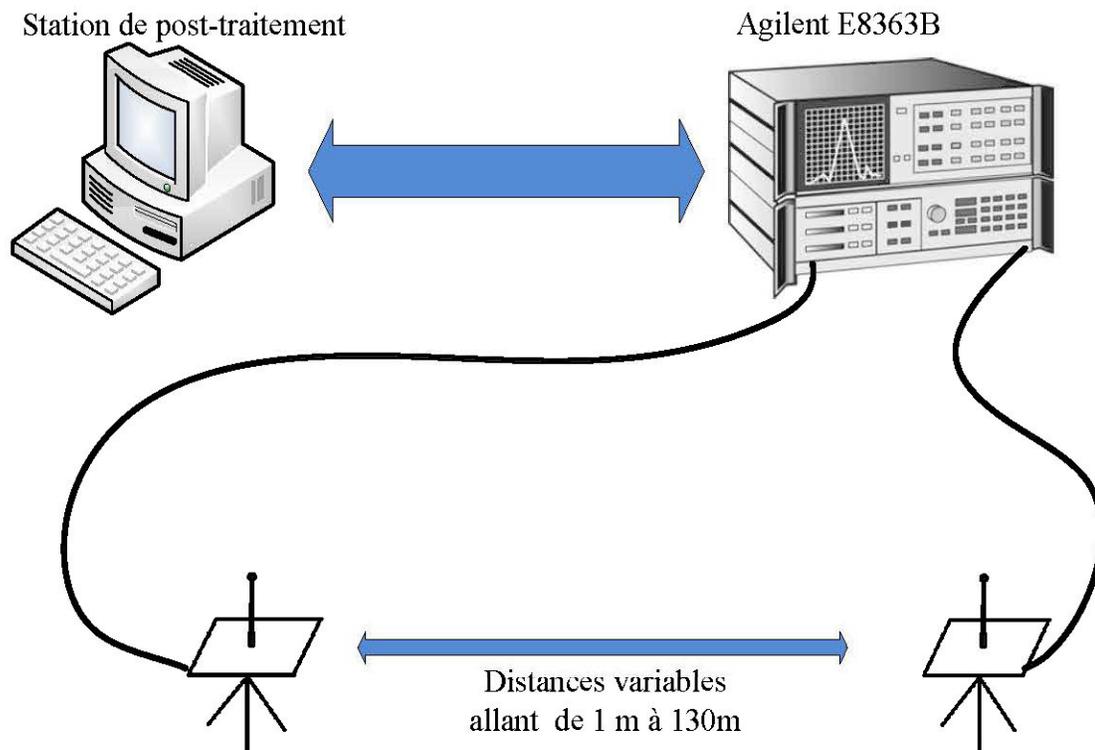


Figure 4-6 : Le système de mesure pour le premier scénario

Dans le deuxième scénario, afin d'étudier l'effet de la vitesse, nous avons constaté que la technique temporelle était préférable. Nous avons utilisé un analyseur de spectre (ANRITSU MS2687B) et deux antennes omnidirectionnelles similaires avec des diagrammes de rayonnement directionnel. Un signal sinusoïdal à bande étroite, dont la fréquence porteuse est réglée à 5,9 GHz est généré en utilisant un générateur de signal (ANRITSU MG3700A). De l'autre côté nous avons mis, dans un véhicule qui bouge avec une certaine vitesse à chaque fois, une antenne de réception reliée à

un analyseur de spectre qui est utilisé pour analyser et enregistrer le spectre du signal reçu pour chaque distance (1-130 m) comme le montre la figure 4.7.

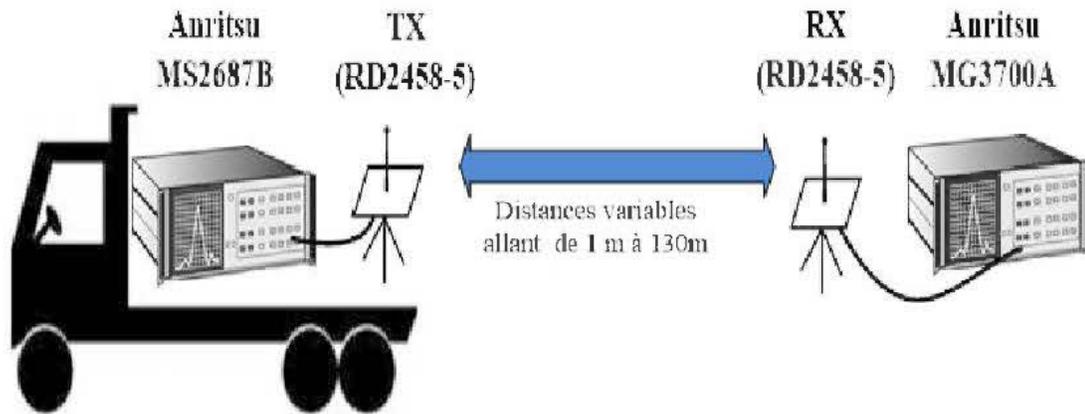


Figure 4-7 : Système de mesure pour le deuxième scénario

4.4 Conclusion

Ce chapitre nous a permis de présenter les techniques temporelle et fréquentielle et leurs propriétés. Grâce à ces critères, nous avons pu choisir la méthode la plus adaptée pour notre travail. Ensuite, nous avons présenté le système de mesures et les matériels utilisés dans notre projet. Enfin, nous avons donné les différents scénarios de mesures qui nous permettent de caractériser le canal dans un milieu souterrain et confiné.

CHAPITRE 5

ANALYSE DES RÉSULTATS

Dans ce chapitre nous présentons les principaux résultats obtenus lors de nos simulations. L'objectif de ce travail est d'étudier et caractériser un canal de propagation minier pour les réseaux VANET. Cette étude va nous aider à réalisation de différentes opérations telles que le déploiement des réseaux dans la mine, le calcul de la capacité, etc. Pour maîtriser le canal minier, nous avons étudié la réponse fréquentielle et la réponse impulsionnelle afin de calculer les différents paramètres importants tels que les pertes de propagation (*path-loss*), la bande de cohérence (*coherence bandwidth*), l'étalement efficace du délai (*RMS delay spread*), etc. Ces paramètres sont extraits à partir de mesures au niveau 70m de la mine CANMET.

5.1 L'effet Doppler et le chevauchement des signaux

La valeur de l'écart de fréquence total dû à l'effet Doppler entre les antennes dépend des longueurs d'onde utilisées et de la vitesse relative du véhicule par rapport à l'antenne d'émission. Lorsque le récepteur se déplace, la fréquence perçue est modifiée et elle est donnée par la relation suivante :

$$f_d = \frac{v}{\lambda} \cos \theta \quad (5.1)$$

Afin d'éviter le chevauchement des signaux il faut que :

$$f_d < \Delta f \quad (5.2)$$

Pour maximiser la valeur de f_d , on maximise la valeur de $\cos \theta$ et on minimise la valeur de λ . Le cas le plus simple, qui maximise la valeur de $\cos \theta$ lorsque le déplacement se fait selon la direction de la droite qui passe par l'émetteur et le récepteur, soit $\cos \theta = 1$.

Pour minimiser la valeur de la longueur d'onde, nous prenons la fréquence maximale ($f = 5.925 \text{ GHz}$). On remplace cette valeur dans l'équation suivante :

$$\lambda = \frac{c}{f} \quad (5.3)$$

et nous trouvons que $\lambda = 0.05 \text{ m}$

Nous remplaçons maintenant ces valeurs dans les équations (5.1) et (5.2) pour obtenir

$$f_d = \frac{v}{0.05} \text{ et } f_d < \frac{7500000}{400}$$

donc :

$$v < 937.5 \text{ m/s}$$

C'est ce qui nous conduit à affirmer qu'il n'y a pas de chevauchement des signaux dans nos mesures. Nous avons aussi déterminé que la valeur du décalage doppler f_d engendrée par la vitesse maximale autorisée dans une mine ($\approx 10 \text{ m/s}$) est autour de $\pm 200 \text{ Hz}$ et que nous pouvons donc la négliger dans nos calculs.

5.2 La réponse fréquentielle

La réponse fréquentielle $H(f)$ est générée à l'aide d'un analyseur de réseau qui extrait le paramètre S_{21} . Dans notre projet, nous avons pris une série de 401 points de données complexes à partir de la fréquence 5.85 GHz jusqu'à 5.925 GHz, chaque point de fréquence est défini par une amplitude et une phase.

La réponse fréquentielle $H(f)$ est définie par la relation suivante :

$$H(f) = |H(f)| \cdot e^{j\theta(f)} \quad (5.4)$$

où $|H(f)|$ représente l'amplitude et $\theta(f)$ représente la phase.

La figure 5.1 a) et b) représentent respectivement l'amplitude en dB et la phase de la réponse fréquentielle à une distance de 10 mètres dans une situation LOS.

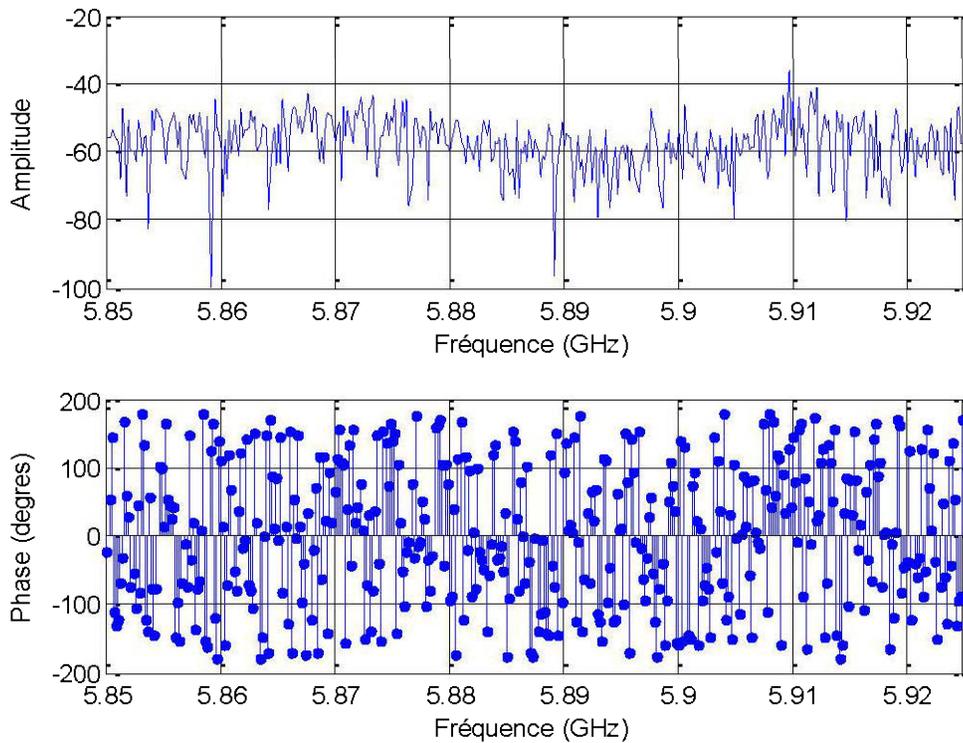


Figure 5-1 : Amplitude et la phase de la réponse fréquentielle

Nous pouvons trouver la réponse impulsionnelle $h(\tau; t)$ à partir de la réponse fréquentielle en faisant une transformée inverse discrète de Fourier de $H(f, t)$.

$$h(\tau; t) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} H(f_k, t) e^{j2\pi \frac{\tau k}{N}} \quad (5.5)$$

Ces réponses impulsionnelles ont une résolution temporelle de 13.3 ns qui correspond à l'inverse de la largeur de bande 75 MHz.

5.3 Analyse à grande échelle

Les évanouissements à grande échelle définissent les fluctuations de la puissance moyenne mesurées sur un déplacement ou sur un intervalle de temps suffisamment grands. Les deux phénomènes à l'origine des variations à grande échelle sont les pertes en distance et les effets d'évanouissement dû à l'ombrage [41].

5.3.1 La perte de puissance

La perte de propagation correspond à l'atténuation d'un signal subit lors de sa transmission à travers le canal. C'est un paramètre essentiel lors de dimensionnement d'un système de communication puisqu'il permet de déterminer la couverture radio. La perte de puissance en fonction de la distance peut être obtenue à partir de la réponse fréquentielle mesurée par la formule suivante [42]:

$$PL(d) = 10 \log_{10} \left(\sum_{i=1}^M \sum_{j=0}^{N-1} |H_i(f_j, d)|^2 \right) \quad (5.6)$$

où N est le nombre de décalage fréquentiel, M est le nombre de mesures prises pour chaque distance, d est la distance qui sépare l'émetteur et le récepteur, et $H_i(f_j, d)$ est la réponse fréquentielle à la fréquence f_j pour une distance d .

La perte moyenne référencée à une distance d_0 peut-être aussi modélisée à l'aide de l'équation suivante [43]:

$$PL(d) = PL_0 + 10.n.\log_{10} \left(\frac{d}{d_0} \right) + S(d), \quad d > d_0 \quad (5.7)$$

où d_0 est la distance de référence, dans notre cas, $d_0 = 1 \text{ m}$, et PL_0 représente la perte de puissance à la distance de référence d_0 , n est l'indice de perte de puissance et $S(d)$ est le paramètre d'affaiblissement.

La puissance moyenne de chaque mesure est calculée en faisant la moyenne de la puissance sur tous les points d'échantillonnage de la réponse fréquentielle mesurée. En utilisant l'analyse de régression linéaire, la valeur minimale de l'erreur quadratique moyenne (MMSE) est calculée pour la dépendance de la puissance moyenne (dB) sur le logarithme de la distance. La pente de la droite de régression donne la valeur expérimentale de n comme on peut le voir sur la figure 5.2.

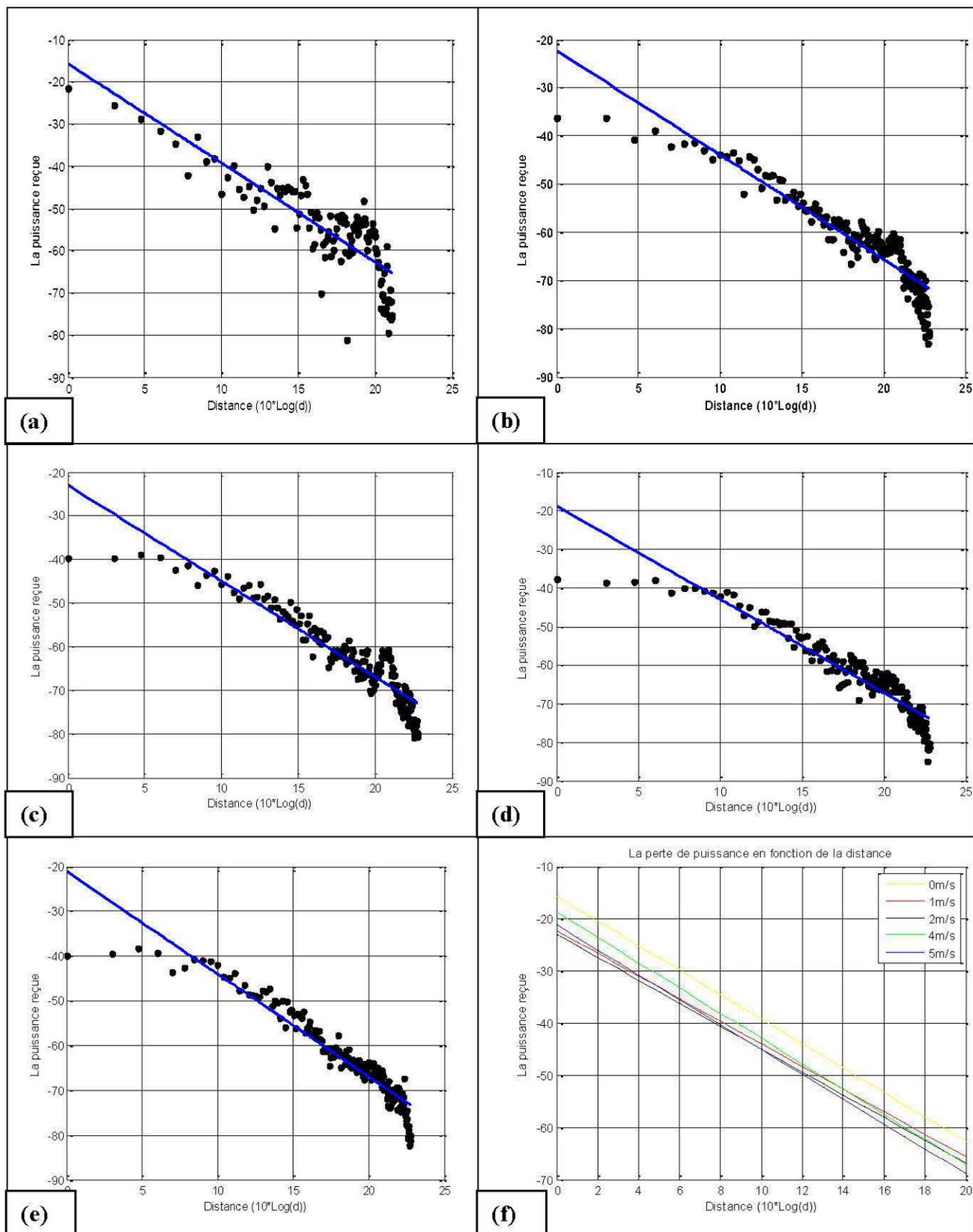


Figure 5-2: La moyenne de la puissance reçue pour différent vitesse a) 0 m/s b) 1 m/s c) 2 m/s d) 4 m/s e) 5 m/s f) toutes les vitesses

L'analyse de régression linéaire donne les valeurs de n , PL_0 et le coefficient de corrélation pour chaque scénario de mesure comme le montre le tableau 5.1.

| | n | PL_0 | Coefficient de corrélation |
|-------------|------|--------|----------------------------|
| 0m/s | 2.35 | -15.72 | - 0.83 |
| 1m/s | 2.16 | -22.31 | - 0.87 |
| 2m/s | 2.19 | -23.04 | - 0.88 |
| 4m/s | 2.41 | -18.79 | - 0.90 |
| 5m/s | 2.38 | -21.20 | - 0.92 |

Tableau 5-1: Les paramètres de la perte de puissance pour différentes configurations.

Ce tableau nous présente les résultats obtenus pour les différentes configurations au niveau 70m dans la mine. Le coefficient d'affaiblissement de propagation varie entre 2.19 – 2.41, valeurs plus grandes de celles obtenues dans la littérature pour les environnements extérieurs [44 - 47] où on trouve que la puissance ne décroît pas assez rapidement en fonction de la distance de séparation entre l'émetteur et le récepteur à cause de la faible dispersion du signal par les murs transversaux et à cause de la superposition des trajets multiples du signal. Cependant dans une galerie de mine, les surfaces sont lisses et rugueuses pas en même temps dispersant le signal dispersant le signal, ce qui cause une dégradation rapide de la puissance des trajets multiples.

| Source | Bande de fréquence (GHz) | Environnement | Vitesse | Indice de perte de puissance n (LOS) |
|---|--------------------------|---------------------|-------------|--------------------------------------|
| Johan Karedal, Alexander Paier, Fredrik Tufvesson Andreas F. Molisch | 5.2 ± 0.12 GHz | autoroute | – | 1.77 |
| | | urbain | – | 1.68 |
| | | suburbain | – | 1.59 |
| Lin Cheng Benjamin E. Henty Fan Bai Daniel D. Stancil | 5.9 GHz | autoroute | – | 1.9 – 4 |
| | | rural | – | 2.3 – 4 |
| | | suburbain | – | 2.75 |
| Taimoor Abbas Johan Karedal Fredrik Tufvesson | 5.6 ± 0.1 GHz | autoroute | 22 – 25 m/s | 1.66 – 2.88 |
| | | urbain | 0 – 14 m/s | 1.81 – 2.85 |
| Jürgen Kunisch Jorge Pamp | 5.9 ± 0.1 GHz | autoroute | – | 1.85 |
| | | urbain | – | 1.61 |
| | | rural | – | 1.79 |
| LRTCS | 5.825 – 5.925 GHz | mine souterraine | 0 – 5 m/s | 2.16 – 2.41 |

Tableau 5-2: Le coefficient d'affaiblissement pour différents environnements

5.3.2 Effet d'évanouissement dû à l'ombrage

Dans un milieu de propagation minier, la puissance reçue observée à un endroit donné peut s'écarter de sa valeur moyenne. Ce phénomène est appelé effet d'ombre et il est défini par $S(d)$ dans l'équation (5.7).

Afin de caractériser la fonction de distribution cumulative (CDF) des variations de puissance, nous avons représenté les données de mesure sous la forme d'histogrammes, tels qu'illustrés à la figure 5.3.

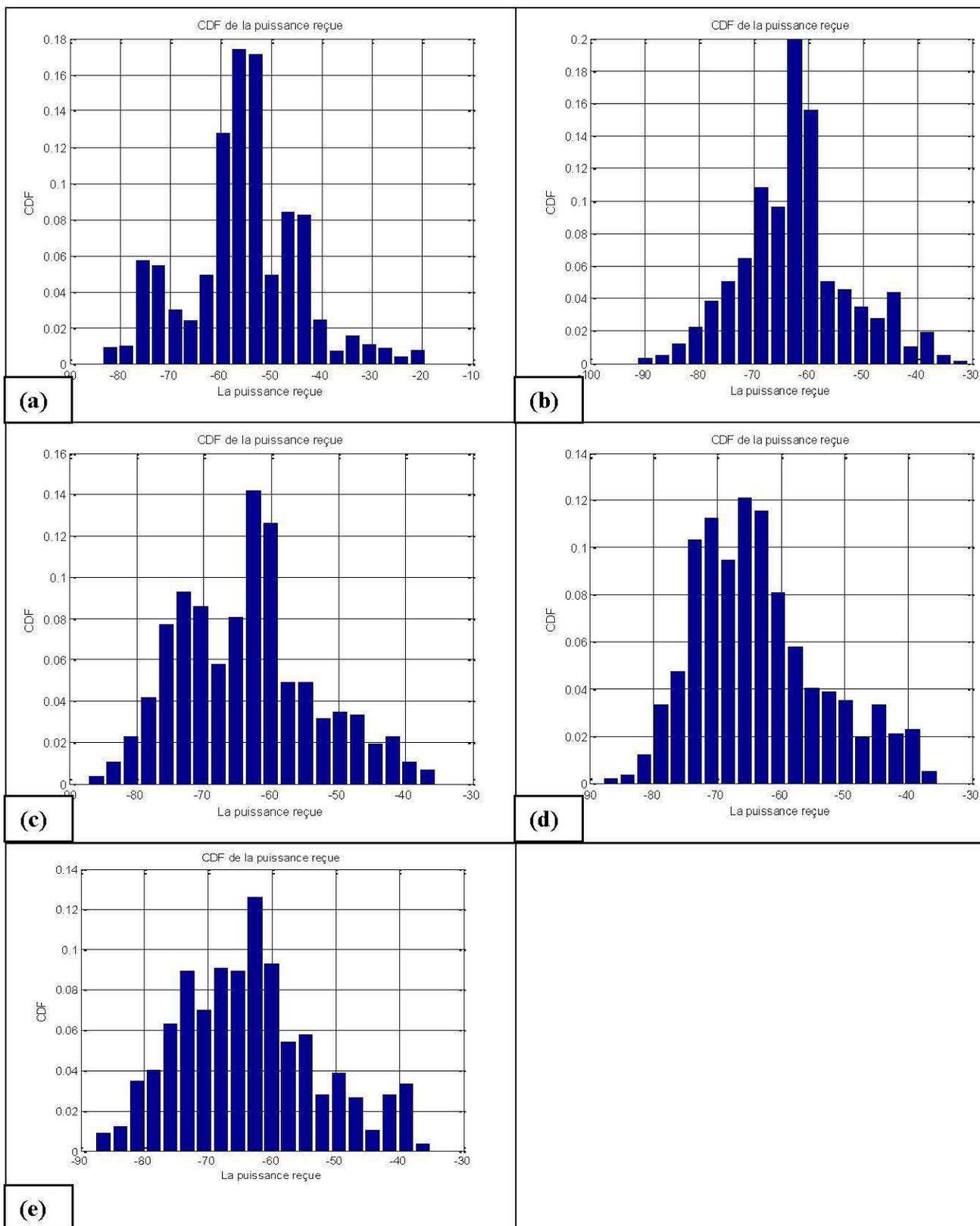


Figure 5-3: La fonction de distribution cumulative (CDF) du signal reçu

a) 0 m/s

b) 1 m/s

c) 2 m/s

d) 4 m/s

e) 5 m/s

La figure 5.4 représente la fonction de distribution cumulative (CDF) des résultats mesurés et ceux obtenus avec une distribution normale. Ces courbes montrent que l'évanouissement de l'ombrage suit une distribution normale avec une variance σ qui varie entre 3.8 – 6 et une moyenne $\mu = 0$ comme le montre le tableau suivant.

| | 0 m/s | 1 m/s | 2 m/s | 4 m/s | 5 m/s |
|-------------------------------------|--------------|--------------|--------------|--------------|--------------|
| variance σ | 6 | 5 | 5.2 | 4.8 | 3.8 |

Tableau 5-3: La variance pour différentes configurations

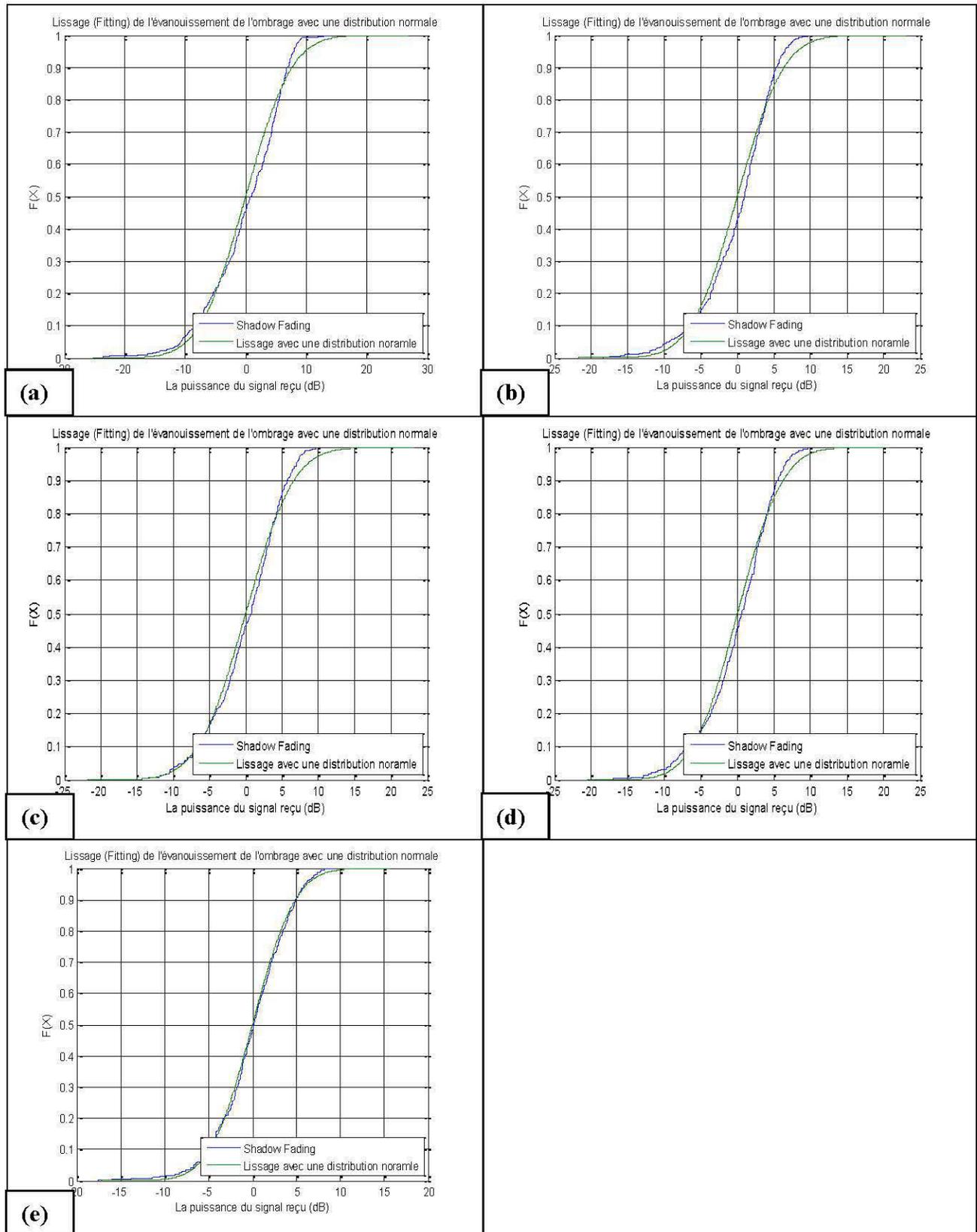


Figure 5-4: Évanouissement de l'ombrage avec une distribution normale

a) 0 m/s

b) 1 m/s

c) 2 m/s

d) 4 m/s

e) 5 m/s

5.4 Analyse à petite échelle

Afin d'étudier les changements rapides des paramètres du canal de propagation, une analyse à petite échelle a été réalisée. La première section expose le modèle théorique du canal de propagation. Dans la deuxième section, les paramètres temporels de dispersion ont été extraits.

5.4.1 Modèle de distribution

Les résultats obtenus sont dépendant de l'environnement de mesure. Afin de déterminer la meilleure distribution qui s'ajuste avec les résultats expérimentaux, des tests de comparaison sont appliqués tels que le test d'Anderson-Darling (A-D test) [48], le test de Cramer-Von Mises [49] et le test de Kolmogorov-Smirnov (K-S test) [50]. Les distributions candidates sont la distribution de Nakagami, la distribution lognormale et la distribution de Weibull.

Nous avons choisi le test de Kolmogorov-Smirnov (K-S test) pour comparer les différentes fonctions de distributions cumulatives choisies (CDF) avec les résultats expérimentaux. Le but est de calculer la distance maximale entre ces fonctions et la fonction expérimentale par la formule suivante :

$$D = \max|f_T - f_E| \quad (5.8)$$

où f_T est la CDF théorique et f_E est la CDF expérimentale. La distribution ayant la distance la plus petite sera considérée comme la fonction qui représente le mieux les données expérimentales.

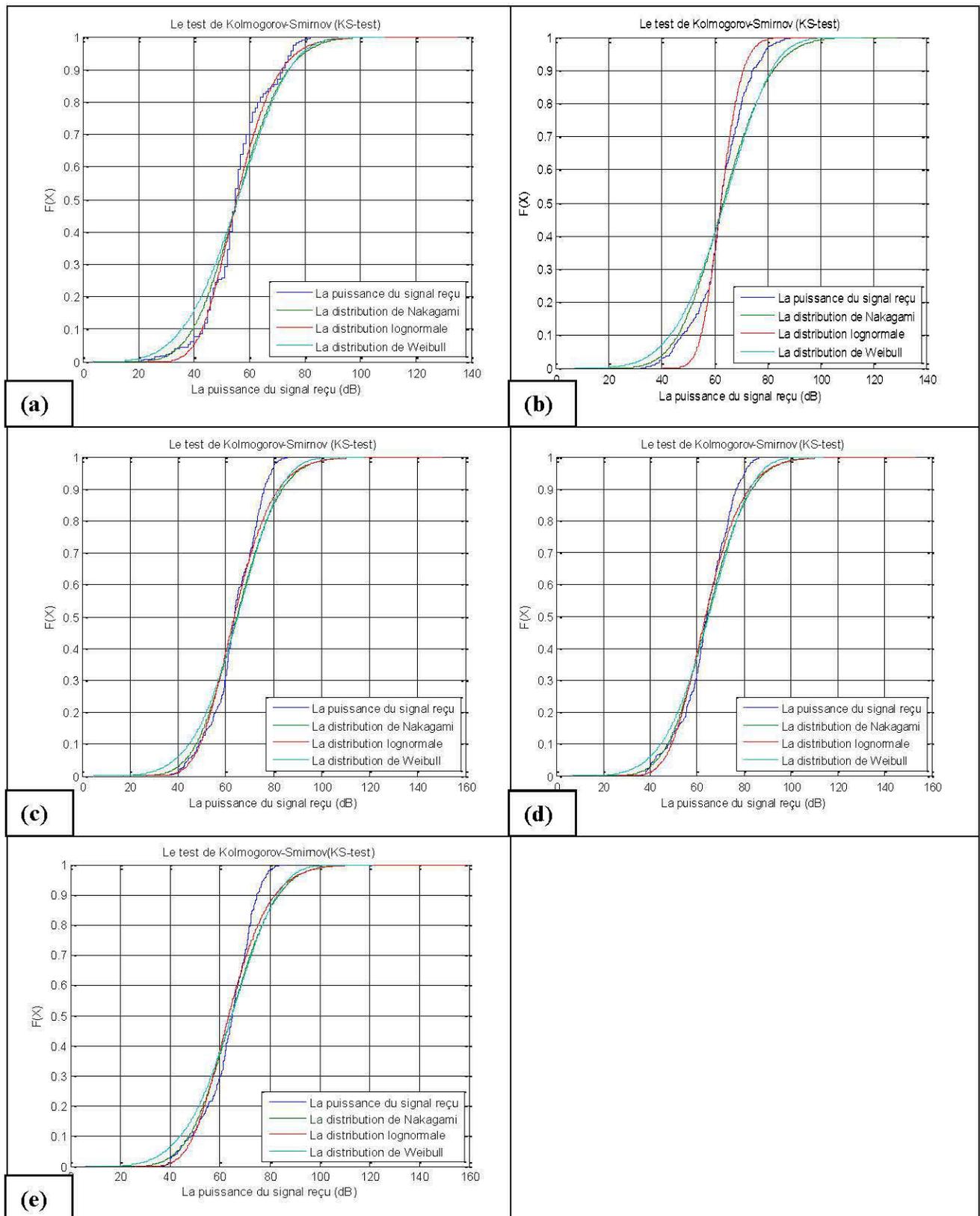


Figure 5-5 : Courbe comparative entre les différentes distributions et les résultats expérimentaux a) 0 m/s b) 1 m/s c) 2 m/s d) 4 m/s e) 5 m/s

Avec le test de Kolmogorov-Smirnov (K-S test), nous pouvons déduire que la distribution lognormale représente le meilleur ajustement pour tous les scénarios comme le montre le tableau 5.4. Elle peut être justifiée par le fait que les impulsions directes dans la situation LOS sont accompagnées d'impulsions plus faibles, dispersées par les parois rocheuses de la mine.

| | 0 m/s | 1 m/s | 2 m/s | 4 m/s | 5 m/s |
|-------------------|----------------------------|----------------------------|--------------------------|--------------------------|--------------------------|
| Nakagami | m=5.3 $\Omega=1.1$ | m=5.3 $\Omega=1.1$ | m=5.5 $\Omega=1.1$ | m=5.5 $\Omega=1.1$ | m=5.5 $\Omega=1.1$ |
| Max (D) | 0.12244 | 0.12540 | 0.12605 | 0.10380 | 0.14171 |
| Lognormale | $\sigma=0.2$ | $\sigma=0.1$ | $\sigma=0.2$ | $\sigma=0.2$ | $\sigma=0.2$ |
| Max (D) | 0.08828 | 0.11483 | 0.10120 | 0.07813 | 0.11283 |
| Weibull | k = 1.1 $\lambda = 4.1$ | k = 1.1 $\lambda = 4.9$ | k = 1.1 $\lambda = 5$ | k = 1.1 $\lambda = 5$ | k = 1.1 $\lambda = 5$ |
| Max (D) | 0.13464 | 0.13371 | 0.12612 | 0.10519 | 0.14782 |

Tableau 5-4: Le choix du meilleur ajustement (D est donnée par l'équation 5.8)

5.4.2 Les paramètres du canal

La caractérisation du canal à petite échelle donne des informations sur les fluctuations rapides de l'amplitude, la phase et les délais de propagation des trajets multiples du signal. Après la détermination de la réponse impulsionnelle complexe, les paramètres temporels du canal peuvent être extraits, comme l'écart type des retards τ_{RMS} et la bande de cohérence B_c . Tous ces paramètres sont mesurés par rapport au temps d'arrivée de la première composante détectée [51].

Avant de commencer les calculs, il est important de supprimer le bruit. Le choix du seuil doit donc se faire adéquatement.

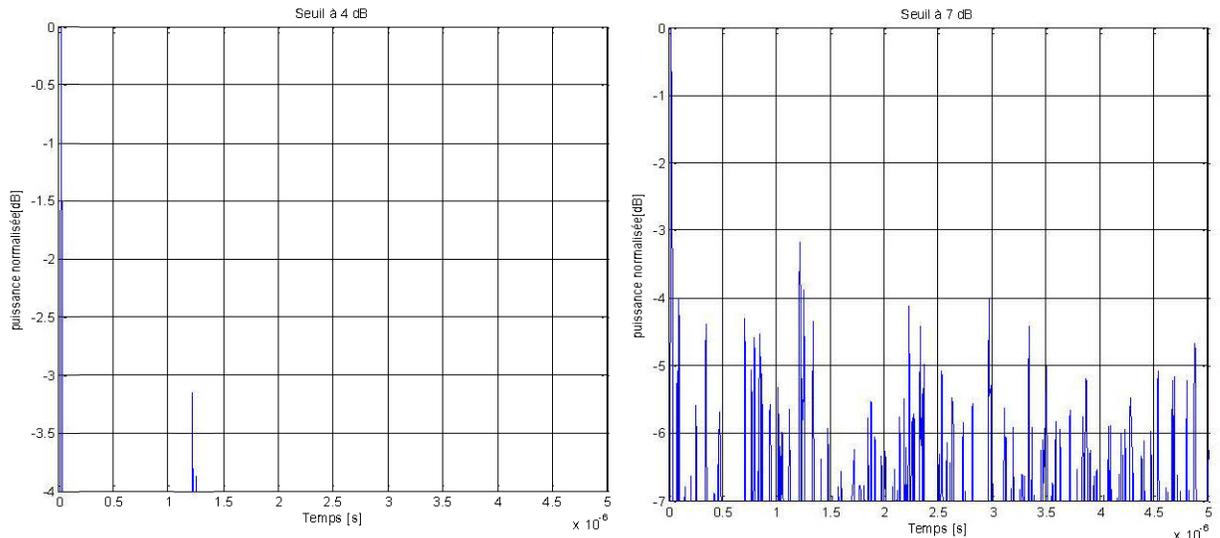


Figure 5-6 : Réponse impulsionnelle avec 2 seuils

On remarque, d'après cette figure, que le nombre de trajet augmente avec le seuil choisi. Par exemple, pour un le premier seuil on a 3 trajets et pour le second seuil qui est plus élevé, on a une centaine de trajets.

5.4.2.1 L'écart type des retards (*RMS delay spread*) τ_{RMS}

Afin de modéliser les paramètres de dispersion temporels, nous avons choisi les trois fonctions de distributions cumulatives précédentes. Les paramètres temporels du canal ont été calculés pour chaque profil de puissance, à chaque position pour la configuration LOS du canal au niveau 70.

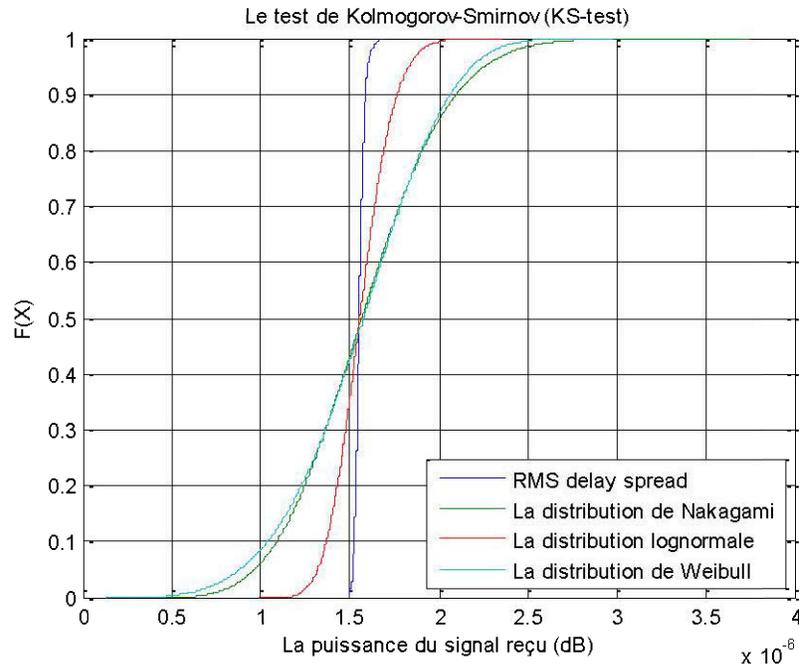


Figure 5-7 : RMS delay spread au niveau 70m.

En utilisant toujours le test de Kolmogorov-Smirnov, nous avons pu déduire à partir du tableau 5.5 que la distribution lognormale constitue le meilleur ajustement du paramètre RMS delay spread. Cela se justifie de la même manière que dans le cas du choix du modèle de distribution pour la puissance reçue.

| Nakagami | Max (D) | lognormale | Max (D) | Weibull | Max (D) |
|----------------|---------|----------------|---------|-----------------|---------|
| $m = 4.5$ | 0.42544 | $\sigma = 0.1$ | 0.35548 | $k = 1.1$ | 0.43087 |
| $\Omega = 1.1$ | | | | $\lambda = 4.2$ | |

Tableau 5-5: Le choix du meilleur ajustement pour RMS delay spread

(D est donnée par l'équation 5.8)

5.4.2.2 Bande de cohérence (*coherence bandwidth*) B_c

La bande de cohérence d'un canal de propagation B_c est la mesure d'une bande de fréquence sur laquelle le canal de propagation est considéré comme plat. Nous avons utilisé la formule (3.13) pour calculer la bande au niveau 70.

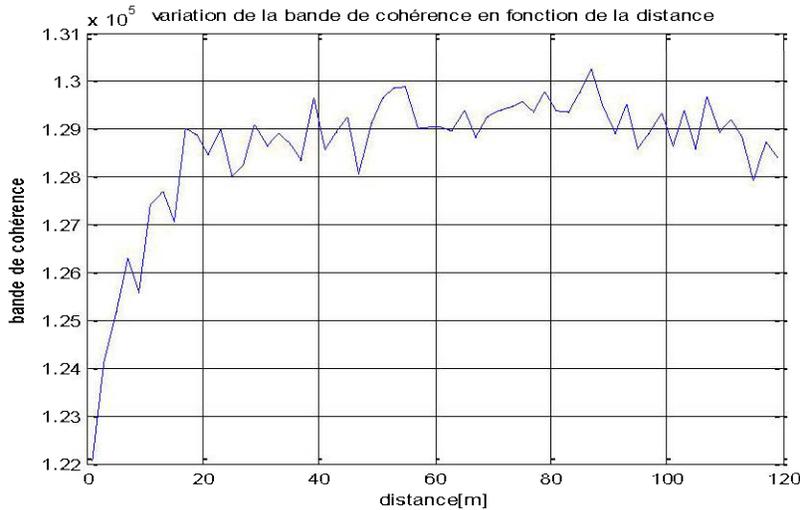


Figure 5-8: Variation de la bande de cohérence en fonction de la distance au niveau 70m

Cette figure montre que, pour de faible distance entre l'émetteur et le récepteur (17m), la bande de cohérence est petite. Ceci est dû au fait que la majorité de la puissance reçue parvient au récepteur par le chemin direct. Cependant, lorsque la distance devient plus élevée, la contribution des chemins réfléchis devient plus significative jusqu'à ce que la valeur de la bande de cohérence prenne une valeur presque stable.

5.4.3 La portée de communication

Le récepteur peut recevoir un message si celui-ci est dans la zone de couverture de la source. La zone de couverture est modélisée par un cercle où son rayon est sa portée de communication du nœud de communication. Afin de calculer la portée de communication réelle du nœud de communication pour différents scénarios, nous avons utilisé les paramètres de la perte de puissance (tableau 5.1), et nous avons calculé le bruit à l'aide de la formule suivante :

$$P_{Th} = k.T.B \quad (5.9)$$

où P_{Th} représente la puissance de bruit en Watt, k est la constante de Boltzmann, T est la température en Kelvin et B est la largeur de la bande de fréquence en Hz. En d'autres mots, T est égale à 279 Kelvin en supposant que la température de la mine est de 6 degrés Celsius en moyenne et en assumant que le récepteur VANET utilise

la bande de transmission en entier $B = 75$ MHz. Tableau 5.6 donne la valeur de la portée de communication pour différents scénarios.

| | 0m/s | 1m/s | 2m/s | 4m/s | 5m/s |
|-------------------------|-------|-------|-------|-------|-------|
| Portée de communication | 347 m | 285 m | 246 m | 221 m | 188 m |

Tableau 5-6: La portée de communications

Afin d'utiliser la méthode des moindres carrées pour trouver la meilleure équation possible qui représente la portée de communication, nous avons calculé d'abord le coefficient de corrélation. Les résultats montrent que le coefficient de corrélation est égal à 95.64 % ce qui justifie l'utilisation de l'ajustement linéaire.

En appliquant cette méthode, nous avons trouvé que la portée de communication dans un environnement minier peut être calculée à l'aide de l'équation suivante.

$$\text{La portée de communication} = 325.75 - 28.41 v \quad (5.10)$$

Équation 5.10 montre que la portée de communication et la durée de la communication décroissent de façon linéaire avec l'augmentation de la vitesse choisie.

5.4.4 Capacité du canal

Pour rendre ce travail plus intéressant, nous avons calculé la capacité du canal. Elle peut se définir comme la plus grande quantité d'information pouvant transiter dans le canal tout en assurant une transmission sans erreur.

Afin d'atteindre notre objectif nous nous sommes servis du théorème de Shannon pour calculer la capacité et donné par [46] :

$$C = B * \log_2 \left[1 + \frac{E_S}{N_0} \right] \quad (5.11)$$

où B étant la largeur de bande, $\frac{E_S}{N_0}$ est le ratio signal/bruit. On remarque que la capacité augmente d'une manière linéaire avec la largeur de bande alors qu'elle augmente d'une manière logarithmique avec la puissance.

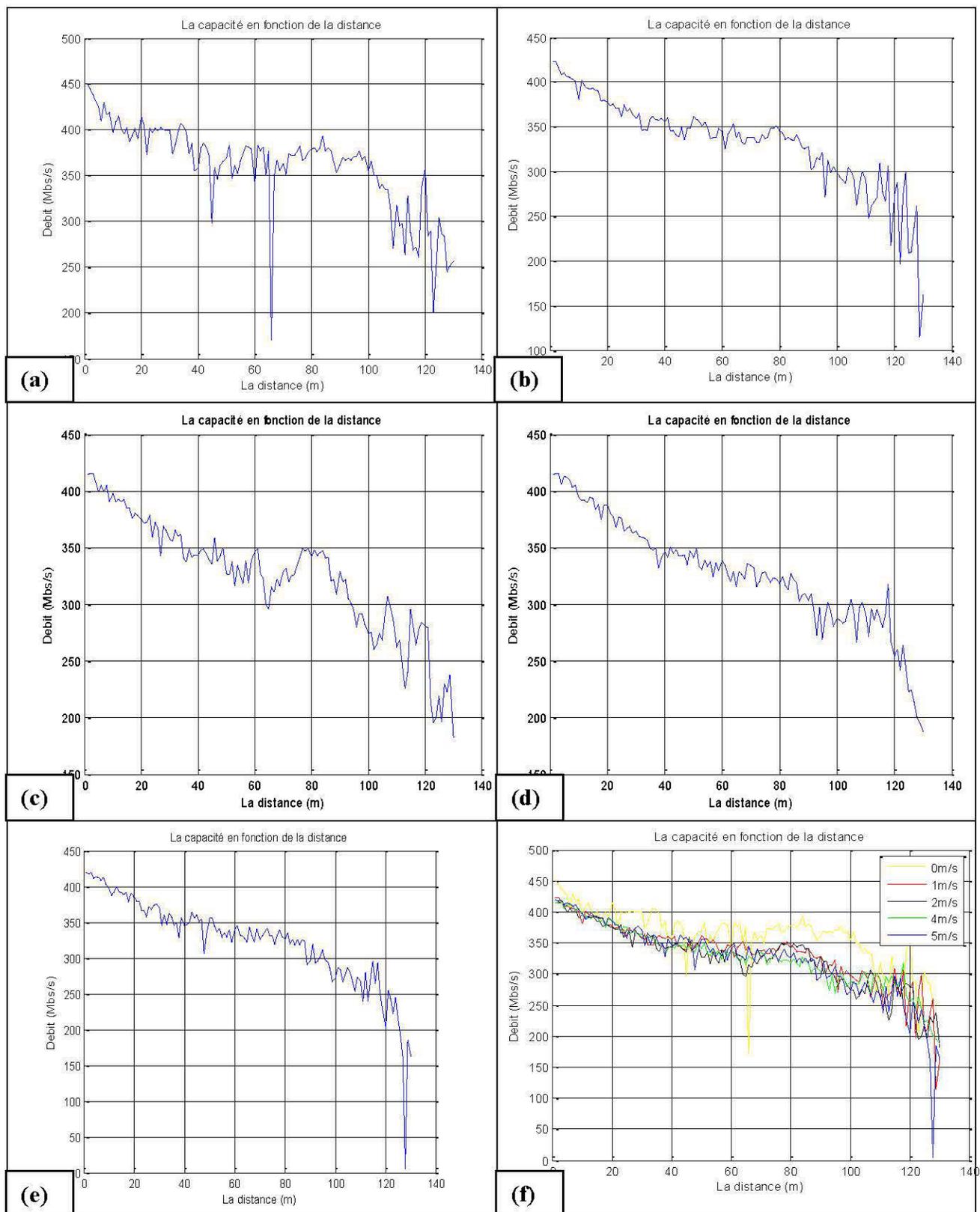


Figure 5-9 : Capacité du canal au niveau 70m

a) 0 m/s

b) 1 m/s

c) 2 m/s

d) 4 m/s

e) 5 m/s

f) toutes les vitesses

vitesses

Figure 5.9 montre que la capacité maximale obtenue est entre 420 -450 Mbs/s et elle décroît avec la distance pour tous les scénarios de mesures. Ceci est tout simplement dû à la perte de la puissance reçue en fonction de la distance.

En utilisant l'analyse de régression linéaire, nous avons trouvé la valeur expérimentale de la dégradation de la capacité au mètre comme on peut le voir sur le tableau 5.7.

| | 0 m/s | 1 m/s | 2 m/s | 4 m/s | 5 m/s |
|-------------------------------------|----------|-----------|------------|------------|------------|
| Dégradation de la capacité au mètre | 8.11Mb/s | 9.64 Mb/s | 10.10 Mb/s | 10.27 Mb/s | 11.32 Mb/s |

Tableau 5-7: La dégradation de la capacité au mètre

On remarque que l'augmentation de la vitesse provoque aussi une dégradation de la capacité au mètre. Cette dégradation peut être calculée à l'aide de la méthode de moindres carrés par l'équation suivante.

$$\text{La dégradation de la capacité au mètre} = 8.6494 + 0.5157 v \quad (5.12)$$

5.5 Conclusion

Différentes études expérimentales nous ont permis d'analyser en détail les résultats du traitement des mesures effectués à 5.85-5.925 GHz dans la mine CANMET. Les résultats ont été présentés pour le système LOS qui a une visibilité directe entre l'émetteur et le récepteur. À l'aide d'un analyseur de réseau, nous avons trouvé la réponse fréquentielle ainsi que la réponse impulsionnelle d'un canal. Il a été analysé à petite et à grande échelle en termes d'affaiblissement de parcours en fonction de la distance pour le cas statique ainsi que pour le cas dynamique. L'analyse des résultats a montré que l'indice de perte de puissance est plus grand de celui trouvé dans la littérature. En outre, nous avons constaté que l'ombrage de la puissance du signal reçu et l'écart type des retards par rapport au modèle théorique suit une distribution lognormale. Enfin, nous avons extrait les équations qui représentent la portée de communication et la capacité en fonction de la vitesse. Nous avons remarqué la décroissance de ces dernières en fonction de la distance et de la vitesse.

CHAPITRE 6

CONCLUSION

Les réseaux véhiculaires constituent un nouveau type de réseaux issu des réseaux ad hoc mobiles (*MANET*). Leur particularité provient des communications qui peuvent s'instaurer entre véhicules ou bien avec une infrastructure de stations de base. La mobilité est également largement plus une contrainte que dans les réseaux ad hoc traditionnels. Parmi les applications de ces réseaux, les applications qui consistent à permettre aux véhicules de détecter l'environnement proche et d'avertir les conducteurs des véhicules aux alentours suffisamment tôt en cas de risques d'accident.

Avant de développer ces applications et exploiter de manière efficace les avantages des signaux dans un milieu réel, il est primordial de bien connaître les propriétés du canal radio. Les phénomènes de propagation des ondes par trajets multiples.

Le but des travaux de recherche que nous avons présentés consiste donc à caractériser le canal de propagation VANET en environnement minier, afin de proposer des modèles qui pourront être utilisés en conception de systèmes. Nous avons divisé le travail en deux. Dans la première étape, une analyse du canal sur la bande de 5.85 GHz -5.9525 GHz a été faite à l'aide de la technique du balayage fréquentiel. Nous avons utilisé un analyseur de réseau, deux antennes omnidirectionnelles et un dispositif de déplacement d'antenne. Nous avons réalisé différentes séries de mesures au niveau 70m dans la mine. Les mesures réalisées ont permis de recueillir un ensemble de plus de 50 000 réponses fréquentielles. Dans la

deuxième étape, vu que la limitation principale d'utiliser ces équipements était la durée de la mesure, nous avons utilisé un générateur et un analyseur de spectre au lieu d'un VNA.

Afin d'évaluer nos données obtenues par la mesure, nous avons fait une analyse à grande et à petite échelle. En outre, les paramètres du canal tels que l'écart type des retards et la bande de cohérence ont été recueillis.

Sur la base de cette campagne de mesure, nous avons trouvé que le coefficient d'affaiblissement de propagation varie entre 2.19 – 2.41, valeurs plus grandes de celles obtenues dans la littérature pour les environnements extérieurs. Nous avons trouvé aussi que la distribution lognormale est celle qui modélise le mieux l'amplitude des puissances reçues et le taux RMS. Nous avons observé une dégradation de la portée de communication et de la capacité avec l'augmentation de la vitesse du véhicule.

Les résultats de notre étude offrent ainsi un support de travail efficace pour la simulation pratique du canal de propagation dans un environnement minier. Cependant ce travail de recherche est limité dans le temps et ne prétend pas être complet. En effet, d'autres améliorations peuvent être ajoutées à la solution proposée au niveau du scénario NLOS lorsqu'il n'y a pas une visibilité directe. Il serait également très intéressant de regarder les aspects de plusieurs antennes aussi bien en émission qu'en réception pour ce type de canal.

ANNEXE A : Spécifications techniques des antennes



RD2458-5 Tri-Band 2.4, 5.3, 5.8 GHz Antenna



The tri-band RD2458-5 series of antennas are high-gain (3 dB @ 2.4 GHz and 5 dBi @ 5 GHz) omnidirectional antennas designed for indoor use. Rugged and reliable, the heavy duty knuckle of the antenna gives angular detents at 0, 45, and 90°. The antenna features a 360° horizontal transmission pattern and a 90° vertical transmission pattern. These antennas offer a choice of connector options for maximum design flexibility (SMA, RPSMA, RPTNC and N male).

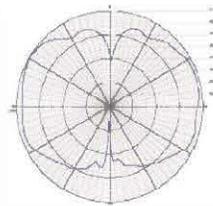
FEATURES

- Tri-band operation: 2.4 GHz, 5.3 GHz, 5.8 GHz
- 0, 45, and 90° knuckle detents (N-male not applicable)
- Extends range of wireless access points or wireless bridges
- Available in SMA, RPSMA, RPTNC and N-male connector versions

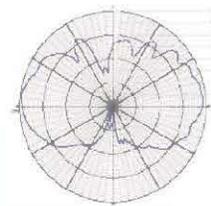
APPLICATIONS

- 802.11a/b/g wireless equipment
- OEM equipment
- Amplified antennas
- 802.11a/b/g applications
- WIMAX

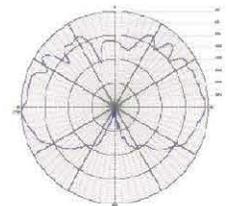
ANTENNA PATTERNS



2450 MHz
Elevation Pattern



5150 MHz
Elevation Pattern



5750 MHz
Elevation Pattern

global solutions: local support™

Americas: +1.847.839.6907
IAS-AmericasEastSales@lairdtech.com

Europe: +1.32.80.7866.12
IAS-EUSales@lairdtech.com

Asia: +1.65.6.243.8022
IAS-AsiaSales@lairdtech.com

www.lairdtech.com



Innovative Technology
for a Connected World

RD2458-5 Tri-Band 2.4, 5.3, 5.8 GHz Antenna

SPECIFICATIONS

| PARAMETER | MIN | TYP | MAX | UNITS |
|---|----------|---------------------------------------|------|---------|
| Frequency Range | 2400 | | 2483 | MHz |
| Gain (RD2458-5) | 2400 MHz | 3 | | dBi |
| | 5150 MHz | 5 | | |
| | 5400 MHz | 5 | | |
| | 5725 MHz | 5 | | |
| Gain (RD2458-5-NM) | 2400 MHz | 2.2 | | dBi |
| | 5150 MHz | 4 | | |
| | 5725 MHz | 5 | | |
| VSWR | | 1.5:1 | | |
| Impedance | | 50 | | OHM |
| Input Power | | | 10 | W |
| Operating Temperature | -10 | | +70 | °C |
| Weight (RD2458-5) | | 0.8 (22.7) | | oz (g) |
| Weight (RD2458-5-NM) | | 0.8 (22.7) | | oz (g) |
| Dimension (Dia x Height) RD2458-5 | | 6.1 x 0.5 D (155 x 12.7 D) | | in (mm) |
| Dimension (Dia x Height) RD2458-5-NM | | 7.6 x 0.5 D (193 x 12.7 D) | | in (mm) |
| Dimension R2T2458LW | | 10.75 x 10.75 2.6 (267 x 267 x 67) | | in (mm) |
| Inside Dim R2T2458LW | | 9 x 9 x 1.5 (229 x 229 x 38) | | in (mm) |

SYSTEM ORDERING INFORMATION

| | |
|---------------|---|
| RD2458-5-SMA | Tri-band 2.4/5.3/5.8 GHz Omnidirectional – SMA male connector |
| RD2458-5-RSMA | Tri-band 2.4/5.3/5.8 GHz Omnidirectional – RPSMA male connector |
| RD2458-5-RTNC | Tri-band 2.4/5.3/5.8 GHz Omnidirectional – RPTNC male connector |
| RD2458-5-NM | Tri-band 2.4/5.3/5.8 GHz Omnidirectional – N male connector |

NOTES

- All shipments F.O.B. Schaumburg, IL 60173

ANT-DS-RD2458-5 0611

Any information furnished by Laird Technologies, Inc. and its agents is believed to be accurate and reliable. All specifications are subject to change without notice. Responsibility for the use and application of Laird Technologies materials rests with the end user, since Laird Technologies and its agents cannot be aware of all potential uses. Laird Technologies makes no warranties as to the fitness, mechanicality or suitability of any Laird Technologies materials or products for any specific or general uses. Laird Technologies shall not be liable for incidental or consequential damages of any kind. All Laird Technologies products are sold pursuant to the Laird Technologies Terms and Conditions of sale in effect from time to time, a copy of which will be furnished upon request. © Copyright 2011 Laird Technologies, Inc. All Rights Reserved. Laird, Laird Technologies, the Laird Technologies Logo, and other marks are trade marks or registered trade marks of Laird Technologies, Inc. or an affiliate company thereof. Other product or service names may be the property of third parties. Nothing herein provides a license under any Laird Technologies or any third party intellectual property rights.

ANNEXE B: Publications

H. Chehri, N. Hakem, "Large Scale Propagation Analysis of Vehicle-to-Vehicle Communications at 5.9 GHz ", 2014 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation and USNC-URSI Radio Science Meeting, July 6-11, 2014, Memphis, Tennessee, USA, accepté le 04-03 2014.

Large Scale Propagation Analysis of Vehicle-to-Vehicle Communications at 5.9 GHz

H. Chehri, N. Hakem

LRTCS-UQAT

Val-d'Or, Québec, Canada

hamou.chehri@uqat.ca , nadir.hakem@uqat.ca

Abstract—*In this paper, we present the statistical and the dynamical model of radio propagation channel at 5.9GHz band for vehicle to vehicle communication. The measurements were done in a real underground mine gallery.*

Key words: *Statistical modeling, Underground mine, Vanet, Channel propagation modeling.*

1. Introduction

The uses of wireless communication have become an integral part of the mining industry. More and more Canadian mining companies have started to deploy modern wireless technologies to improve the productivity and increase the miners' safety.

The uses of mobile engines and vehicles in underground mines galleries are a part of daily mining activity. However, the complex topology and the narrowness of underground mine galleries make the movement of these vehicle, and global traffic in general, more challenging.

One of the solutions is to make the vehicle movement collaborative. In other words, each moving engine should be aware of the coming vehicles. The vehicles could collect and exchange data about the circulation and others mining activity. They could communicate to a fixed RSB for localization.

Their success has led to a desire to make their capabilities reliably available in all environments. However, some of these environments present challenging technical problems such as the communication between vehicles in underground mines. One of these major problems is the radio coverage definition [1,2,3].

In this paper, a large scale channel is performed. In the next section, we give details about the measurement campaigns. The results on the large-scale analysis modeling of channel in underground mines is summarized in Section 3. Section 4 concludes this paper.

1. Measurement

The goal of the measurements was to investigate the large scale variations of the channel due to large antenna separations' changes (one meter step increments for instance).

In the first scenario, the transmitting antenna remained in a fixed position while the receiving antenna was moved at variable distances, going from 1m up to 130m, with a 1m step between measurements. The height of both antennas is 2m above ground.

In the second scenario, the transmitting antenna was fixed on the wall and we placed the receiving antenna in a vehicle that moved along the gallery while taking measurements corresponding to the different speeds of the vehicle.

3. Experimental results

A large scale measurement is performed to evaluate the propagation distance-power profiles in the underground mine environment. To observe how the emitted signal is affected by the channel. We studied the power loss in two scenarios (static and dynamic channel measurements).

B.1 Path Loss in the stationary case

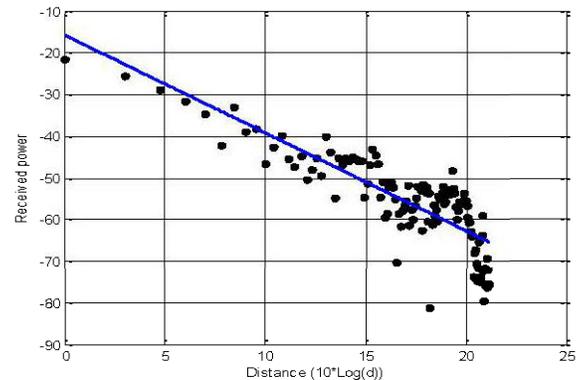


Fig.1. The average received power

Fig.1 represents the path loss as a function of distance. Equation (1) was used to compute the mean path loss referenced to a distance d_0 for all of the individual power impulse response measurements and for each of the spatially averaged power impulse responses.

$$PL(d) = PL_0 + 10.n.\log_{10}\left(\frac{d}{d_0}\right) + S(d), \quad d > d_0 \quad (1)$$

The parameter d_0 is the reference distance (in our case $d_0=1m$), PL_0 is the reference point path loss, n is the path loss exponent, and S is the

shadowing fading parameter that varies randomly from one location to another. In this paper, the average power for each measurement is calculated by averaging the power over all sample points of the measured frequency response.

Using linear regression analysis, the minimum mean square error (MMSE) line is calculated for the dependence of average power (dB) on the logarithm of the distance for each global experiment. The slope of the regression line gives the experimental value of n . The linear regression analysis gives the path loss exponent $n = 2.3479$, the path loss at the reference distance $Pl_0 = -15.7231$ and the correlation coefficient $= -0.83354$.

B.2 Path Loss in mobile case

Fig.2 and Fig.3 shows the path loss in the mobile case, depending on the distance and speed of four scenarios of measures, respectively.

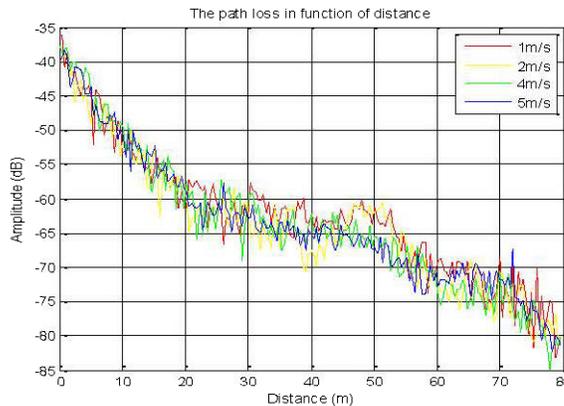


Fig.2. the effect of distance on the pathloss

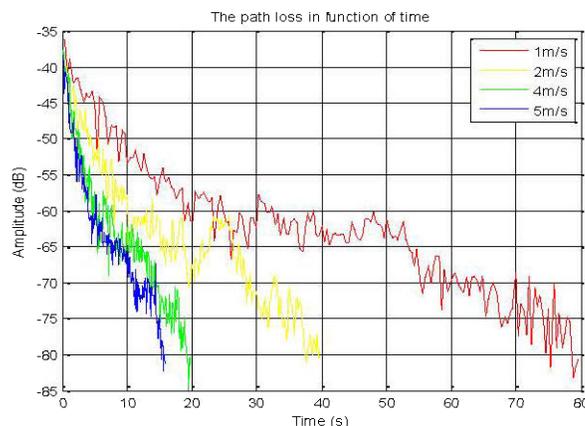


Fig.3. The effect of speed on the path loss

The Fig.2 and Fig.3 results show that the curves of the path loss v.s distance are very close to the different speed values. However, the curves of the path loss v.s time is different depending on the speed value. We notice that these curves decay faster with increasing speed.

B.3 Shadow Fading

Due to variations in the surrounding environments, the power loss PL observed at any given location will deviate from its average value. This phenomenon is called shadow fading. The shadow fading parameter is given by the term S that varies randomly from one location to another.

Fig.4 shows the cumulative distribution function of the measured results compared with that obtained by the normal distribution with parameters σ and μ in dB.

The statistical analysis of S gives $\sigma = 6$ and $\mu = 0$. The cumulative distribution function (CDF) of the deviation between the fitted and measured data is plotted versus the normal cdf (Fig.4). These curves show that the shadow fading is lognormally distributed.

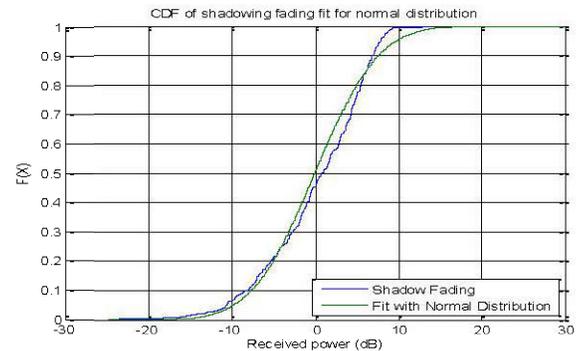


Fig.4. CDF of shadowing fading fit for normal distribution.

3. Conclusion:

In this paper, an analysis of large scale in an underground environment was presented. The measurements were made in a mine gallery. The transmitter and receiver are set in line of sight; the path loss exponent was found to be more than the free-space attenuation (i.e., $n = 2$), so we conclude that there are multipath effects. Path loss curves as a function of distance in the mobile case, were the same for the different speed levels. However, we note that the path loss as a function of time curves decay faster with increasing speed. We also found that the shadow fading follows a Lognormal distribution.

References:

- [1] A Benzakour, S. Affes, C. Despins, P.-M Tardif, "Wideband measurements of channel characteristics at 2.4 and 5.8 GHz in underground mining environments", Proc. of IEEE VTC 2004-Fall Los Angeles, California, USA, September 26-29, 2004, pp. 3595-3599.
- [2] M. Djaded, C. Despins, S. Affès, "Narrowband Propagation Characteristics at 2.45 and 18 GHz in Underground Mining", IEEE GLOBECOM 2002, Taipei, Taiwan, 17-21 Nov.2002.
- [3] M. Ndoj, G. Y. Delisle, R. Le, "A novel approach to propagation prediction in a confined media", International Journal of Numerical Modeling, vol 16, no.6, pp. 535-555, November 2003.

Références

- [1] G. Jyoti , M. S. Gaur, "Security of self-organizing networks MANET, WSN, WMN, VANET," Auerbach ed: CRC Press, 2010.
- [2] H. Hartenstein , Kenneth P. Laberteaux, "A tutorial survey on vehicular ad hoc networks," IEEE Communications Magazine, 2008, pp 164-171.
- [3] K.C. Brijesh, S.T. Ranjeet, "Suitability of MANET Routing Protocols for Vehicular Ad hoc Networks, Communication Systems and Network Technologies", International Conference on Communication Systems and Network Technologies(CSNT) , Rajkot India, 11-13 May 2012.
- [4] Y. Wang, F. Li, "Vehicular Ad Hoc Networks", London : Springer-Verlag 2009.
- [5] M. Jerbi, "Protocoles pour les communications dans les réseaux de véhicules en environnement urbain : Routage et GeoCast basés sur les intersections," Thèse de doctorat, Université D'Évry Val D'Essonne, France, 2008.
- [6] A. S. K. Pathan, Security of Self-Organizing Networks. CRC Press.2010.
- [7] S. N. Pathak, U. Shrawankar, "Secured Communication in Real Time VANET," in Emerging Trends in Engineering and Technology (ICETET), 2009 2nd International Conference on, Nagpur, 16-18 Dec.2009, pp. 1151-1155.
- [8] R.E.Gunstone, "Advances in Inter-Vehicle Communication Systems and Potential Military Applications", Codex: The Journal for Defence Engineering and Science, vol. 5, Jan. 2012, pp. 73-76.
- [9] J. Santa, A. F. Gómez-Skarmeta, M. Sánchez-Artigas, "Architecture and evaluation of a unified V2V and V2I communication system based on cellular networks," Computer Communications, vol. 31, no. 12, Jul. 2008, pp. 2850-2861.
- [10] <http://zebroprojects.com/optimal-content-downloading-vehicular-networks>
- [11] M. Fiore, J. Harri, F. Filali, C. Bonnet, "Vehicular Mobility Simulation for VANETs," SCS/IEEE Annual Simulation Symposium, Norfolk, VA, USA, March 2007. pp, 301-309.
- [12] M. Jerbi, R. Meraihi, S. Senouci, Y. Ghamri-Doudane, "An Improved Vehicular Ad-Hoc Routing Protocol for City Environments", IEEE International Conference on Communications (ICC), Glasgow, 24-28 June 2007, pp.3972-3979.

[13] Y. Toor, P. Muhlethaler, A. Laouiti, "Vehicle Ad Hoc Networks : Applications And Related Technical Issues," Communications Surveys & Tutorials, IEEE , vol.10, no.3, 16 September 2008, Calgary, pp.74,88.

[14] T. W. Anderson, D. A. Darling, "Asymptotic Theory of Certain "Goodness of Fit" Criteria Based on Stochastic Processes," The Annals of Mathematical Statistics, vol. 23, 1952, pp. 193-212.

[15] C. Tchepnda "Authentification dans les Réseaux Véhiculaires Opérés", Thèse de Doctorat, École Nationale Supérieure des Télécommunications, Paris, Décembre 2008.

[16] L. Reichardt, C. Sturm, F. Grunhaupt, T. Zwick, "Demonstrating the use of the IEEE 802.11P Car-to-Car communication standard for automotive radar," 6th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP), Prague, 26-30 March 2012, pp.1576,1580.

[17] F. Borgonovo, L. Campelli, M. Cesana, L. Coletti, " Mac for ad-hoc inter-vehicle network: services and performance", Vehicular Technology Conference, 2003-Fall., vol.5, no., pp.2789,2793, Oct. 2003.

[18] http://standards.ieee.org/develop/wg/1609_WG.html

[19] A. Choumane, " Synthèse d'un canal de propagation par système multi-antennes pour la caractérisation de terminaux mobiles à diversité", Thèse de doctorat, Université De Limoges, France, 2011.

[20] T. S. Rappaport, Wireless communications: principles and practice: Prentice Hall PTR, 2002.

[21] S. Collonge, "Caractérisation et modélisation de la propagation des ondes électromagnétiques à 60 GHz à l'intérieur des bâtiments", Thèse de doctorat, Institut National des Sciences appliquées, Rennes, décembre 2003.

[22] S.Y. Wang, P.F. Wang, Y.W. Li, and L.C. Lau, "Design and Implementation of a more Realistic Radio Propagation Model for Wireless Vehicular Networks over the NCTUns Network Simulator", IEEE WCNC (Wireless Communications and Networking Conference), March 28 – 31, 2011, Cancun, Mexico.

[23] J. Bocuzzi, Signal processing for Wireless Communications, McGraw-Hill, USA, 2008.

[24] G. Baudoin et coll, Radio Communications Numérique/Volume1, Principes, modélisation et simulation, 2ème édition, DUNOD, Paris, 2007.

- [25] J. D. Parsons. The Mobile Radio Propagation Channel. John Wiley, 2000.
- [26] S. R. Saunders, A. Aragon, Antennas and Propagation for Wireless communication Systems. Wiley & Sons, 2. a. ed., May 2007.
- [27] P. Mariage, M. Liénard, P. Degauque, “Theoretical and Experimental Approach of the Propagation of High Frequency Waves in Road Tunnels”, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol.42, no.1, pp.75,81, Jan 1994.
- [28] K. Sarabandi, N. Behdad, A. Nashashibi, M. Casciato, L. Pierce, F. Wang, "A measurement system for ultra wide-band communication channel characterization," IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 53, Jul 2005, pp. 2146-2155.
- [29] M. Moutairou, G. Y. Delisle, "Underground mines propagation channel characterization at UHF frequencies", International Conference on Wireless Communications in Unusual and Confined Areas (ICWCUCA), Clermont Ferrand, 28-30 Aug. 2012, pp. 1–5.
- [30] C. Yacouba, G. Delisle, N. Hakem , A. Dodji, "Experimental Characterization of the UWB Channel for an Underground Mining Vehicule", 7th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP), 8-12 April 2013, pp 2331 – 2334.
- [31] A. Chehri, P. Fortier, P.M. Tardif "Frequency domain analysis of UWB channel propagation in underground mines IEEE Vehicular Technology Conference (VTC'06-Fall), Montréal, QC, 25-28 Sept. 2006, pp 1–5.
- [32] A. Chehri, P. Fortier, "Measurements and modeling of Line-of-Sight UWB channel in underground mines", IEEE Global Telecommunications Conference, San Francisco, USA, 27 November –1 December 2006, pp 1–5.
- [33] Y. Rissafi, L. Talbi, M. Ghaddar, "Experimental Characterization of an UWB Propagation Channel in Underground Mines", IEEE Transactions on Antennas and Propagation, (Volume: 60, Issue: 1), Jan. 2012
- [34] <http://www.home.agilent.com/en/pd-72321-pn-E8363B/pna-series>
- [35] <http://www.anritsu.com/en-US/Products-Solutions/Products/MS2687B.aspx>
- [36] <http://www.anritsu.com/en-GB/Products-Solutions/Products/MG3700A.aspx>
- [37] <http://lairdtech.thomasnet.com/item/ice-provider-wisp-base-station-and-client-antennas/rubber-duck/rd2458-5-1>

[38]http://www.rflambda.com/product_node.jsp?cat=43&product_node_name=Low+Noise+Amplifiers

[39]<http://www.nardamicrowavewest.com/products/page.html?id=1&title=Catalog%20Amplifiers#5>

[40]http://www.teledynestorm.com/microwave/mw_cablefxgp.asp?div=mw&cg=421

[41] J. Mikkonen, C. Corrado, C. Evcı, M. Prögler, "Emerging Wireless Broadband Networks", IEEE Communications Magazine, vol. 36, no.2, pp. 112-117, Fevrier. 1998.

[42] S. S. Ghassemzadeh, L. J. Greenstein, A. Kavcic, T. Sveinsson, V. Tarokh, "UWB indoor path Loss model for residential and commercial buildings," Vehicular Technology Conference, IEEE, Orlando, Florida, USA, vol.5 Oct 2003, pp. 3115-3119.

[43] M. Boutin, A. Benzakour, C. L. Despins, S. Affes, "Radio wave characterization and modeling in underground mine tunnels," Antennas and Propagation, IEEE Transactions on , vol.56, no.2, pp.540,549, Feb. 2008.

[44] J. Karedal, N. Czink, A. Paier, F. Tufvesson, A.F. Molisch, "Path Loss Modeling for Vehicle-to-Vehicle Communications," Vehicular Technology, IEEE Transactions on., vol.60, no.1, pp.323,328, Jan. 2011.

[45] L. Cheng, B.E Henty, F. Bai, D.D Stancil, "Mobile Vehicle-to-Vehicle Narrow-Band Channel Measurement and Characterization of the 5.9 GHz Dedicated Short Range Communication (DSRC) Frequency Band," Selected Areas in Communications, IEEE Journal on., vol.25, no.8, pp.1501,1516, Oct. 2007.

[46] T. Abbas, F. Tufvesson, K. Sjoberg, J. Karedal, "Shadow Fading Model for Vehicle-to-Vehicle Network Simulators", COST IC1004 5th Management Committee and Scientific Meeting, Bristol, UK, Septembre 2012.

[47] J.Kunisch, J. Pamp, "Wideband Car-to-Car Radio Channel Measurements and Model at 5.9 GHz," Vehicular Technology Conference (VTC 2008-Fall.), vol., no., pp.1,5, 21-24 Sept. 2008.

[48] T. W. Anderson, D. A. Darling, "Asymptotic Theory of Certain "Goodness of Fit" Criteria Based on Stochastic Processes," The Annals of Mathematical Statistics, vol. 23, 1952, pp. 193-212.

[49] K. X. Thuc, K. Insoo, "Cramer-von Mises test based spectrum sensing for cognitive radio systems," Wireless Telecommunications Symposium (WTS), New York, 13-15 April 2011, pp.1-4.

[50] G. Zhang, X. Wang, Y.C. Liang, J. Liu, "Fast and Robust Spectrum Sensing via Kolmogorov-Smirnov Test," *Communications, IEEE Transactions on*, vol.58, no.12, pp.3410,3416, December 2010.

[51] Chamchoy, M. Promwong, S. Tangtisanon, P. Takada, J. "Characterization of in-home UWB channel with different antenna directivity", *IEEE TENCON Conference, Chiang Mai, Thailand, Vol. C, 21-24 Nov 2004.*

[52] F. Zheng, T. Kaiser, "On the Evaluation of Channel Capacity of UWB Indoor Wireless Systems", *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol.56, Dec 2008, pp.6106-6113.