

TABLE DES MATIÈRES

Chapitre 1 : Introduction.....	1
1.1. Contexte de l'étude.....	1
1.2. Problématique du travail.....	2
1.3. Objectif de l'étude.....	3
1.3.1. Objectif général.....	3
1.3.2. Objectifs spécifiques	4
1.4. Méthodologie	4
1.4.1. Cadre scientifique.....	4
1.4.2. Démarche suivie.....	5
1.5. Plan du mémoire	5
Chapitre 2 : Système de communication pour les RCSF industriels	7
2.1. Introduction.....	7
2.2. Contraintes et classification des applications industrielles	7
2.2.1. Classification des applications industrielles.....	7
2.2.2. Contraintes de déploiement des RCSF	9
2.3. Protocoles normalisés pour les RCSF industriels	10
2.3.1. ZigBee.....	10
2.3.2. RPL	11
2.3.3. ISA100.11a.....	11
2.3.4. WirelessHART	12
2.4. Conclusion.....	12
Chapitre 3 : Le canal de communication minier	13
3.1. Introduction.....	13

3.2. Caractéristiques de propagation d'un canal sans-fils.....	13
3.2.1. L'évanouissement multi trajets	13
3.2.2. Étalement du retard	14
3.2.3. Effet Doppler.....	15
3.3. Modèle de canal multi trajets.....	16
3.3.1. Canal d'évanouissement de Rayleigh.....	16
3.3.2. Canal d'évanouissement de Rice.....	17
3.4. Complexité du canal minier	17
3.5. Choix du modèle du canal minier.....	19
3.5.1. Modèle statique	19
3.5.2. Modèle dynamique.....	20
3.6. Conclusion.....	21
<i>Chapitre 4 : Méthode de communication pour les RCSF</i>	<i>22</i>
4.1. Introduction.....	22
4.2. La famille des normes IEEE 802.15.4 pour les LR-WPAN.....	22
4.2.1. Effort de normalisation pour les LR-WPAN.....	22
4.2.2. La norme IEEE 802.15.4.....	23
4.2.3. Les différentes versions de la norme IEEE 802.15.4.....	24
4.2.4. La norme IEEE 802.15.4g.....	26
4.3. Techniques de transmission des normes IEEE 802.15.4/4g	27
4.3.1. Technique avec étalement de spectre DSSS.....	27
4.3.2. Technique avec multiplexage fréquentiel OFDM	28
4.4. Conclusion.....	30
<i>Chapitre 5 : Modélisation des communications pour un RCSF</i>	<i>31</i>
5.1. Introduction.....	31
5.1. Les modèles de canal minier	31
5.1.1. Modèle statique	31

5.1.2. Modèle dynamique.....	32
5.2. Les modèles simulés	32
5.2.1. Architecture de l'émetteur-récepteur IEEE 802.15.4	33
5.2.2. Architecture de l'émetteur-récepteur IEEE 802.15.4g	35
5.3. Les modèles pour le banc d'essai.....	37
5.3.1. Schéma bloc de l'émetteur-récepteur IEEE 802.15.4.....	37
5.3.2. Schéma bloc de l'émetteur-récepteur IEEE 802.15.4g.....	38
5.4. Conclusion.....	38
<i>Chapitre 6 : Évaluation des performances par simulation</i>	<i>39</i>
6.1. Introduction.....	39
6.2. Paramètres de simulation.....	39
6.3. Résultats de simulation préliminaires.....	41
6.3.1. Performances pour le canal Gaussien.....	41
6.3.2. Performances pour le canal LOS.....	42
6.3.3. Performances pour le canal NLOS.....	43
6.4. Résultat de simulation pour une topologie LOS	44
6.4.1. Performances pour le canal de Rice statique	44
6.4.2. Performances pour un canal de Rice pédestre	45
6.4.3. Performances pour un canal de Rice véhiculaire.....	46
6.5. Résultats de simulation pour une topologie NLOS.....	48
6.5.1. Performances pour le canal de Rayleigh statique	48
6.5.2. Performances pour le canal de Rayleigh mobile	49
6.6. Récapitulatif des résultats	50
6.7. Conclusion.....	51
<i>Chapitre 7 : Évaluation des performances par un banc d'essai.....</i>	<i>52</i>
7.1. Introduction.....	52
7.2. Intérêt de l'utilisation de la radio logicielle	52

7.3. Protocole expérimental.....	53
7.3.1. Dispositif matériel.....	53
7.3.2. Paramètres d'expérimentation.....	55
7.4. Résultats pour un banc d'essai	55
7.5 Conclusion.....	58
<i>Conclusion générale.....</i>	<i>60</i>
<i>Annexe A : Extrait du datasheet des cartes USRP N200/ N210</i>	<i>62</i>
A.1 Présentation du produit.....	62
A.2 Fonctionnalités des cartes USRP N200/N210	63
<i>Annexe B : Extrait du datasheet de la carte fille RFX2400.....</i>	<i>65</i>
B.1 Description du produit.....	65
B.2 Fonctionnalité	65
B.3 La carte RFX2400	65
<i>Annexe C : Articles publiés.....</i>	<i>67</i>
<i>Références bibliographiques.....</i>	<i>76</i>

LISTE DES FIGURES

FIGURE 1.1 : VEHICULE MINIER EN STATIONNEMENT	3
FIGURE 3.1 : RÉPONSE IMPULSIONNELLE DU CANAL	14
FIGURE 3.2 : PHOTO D'UNE GALERIE MINIÈRE	18
FIGURE 4.1 : FORME D'ONDE D'UN SIGNAL DSSS	27
FIGURE 4.2 : FORME D'ONDE D'UN SIGNAL OFDM	29
FIGURE 5.1 : SCHÉMA BLOC DE L'ÉMETTEUR-RÉCEPTEUR IEEE 802.15.4.....	33
FIGURE 5.2 : SCHÉMA BLOC DE L'ÉMETTEUR-RÉCEPTEUR IEEE 802.15.4G	36
FIGURE 5.3 : BLOC GNU RADIO POUR IEEE 802.15.4.....	37
FIGURE 5.4 : BLOC GNU RADIO POUR IEEE 802.15.4G	38
FIGURE 6.1 : LES PERFORMANCES DE BER ET DE DÉBITS POUR LE CANAL AWGN [1].....	41
FIGURE 6.2 : LES PERFORMANCES DE BER ET DE DÉBITS POUR LE CANAL LOS 10 TRAJETS.....	43
FIGURE 6.3 : LES PERFORMANCES DE BER ET DE DÉBITS POUR LE CANAL NLOS 10 TRAJETS	44
FIGURE 6.4 : LES PERFORMANCES DE BER ET DE DÉBITS POUR LE CANAL LOS STATIQUE [2]	45
FIGURE 6.5 : LES PERFORMANCES DE BER ET DE DÉBITS POUR LE CANAL LOS PÉDESTRE [2]	46
FIGURE 6.6 : LES PERFORMANCES DE BER ET DE DÉBITS POUR LE CANAL LOS VÉHICULAIRE [2]	47
FIGURE 6.7 : LES PERFORMANCES DE BER ET DE DÉBITS POUR LE CANAL NLOS STATIQUE [2]	48
FIGURE 6.8 : LES PERFORMANCES DE BER ET DE DÉBITS POUR LE CANAL NLOS PÉDESTRE [2]	49
FIGURE 6.9 : LES PERFORMANCES DE BER ET DE DÉBITS POUR LE CANAL NLOS VÉHICULAIRE [2].....	50
FIGURE 7.1 : SCHÉMA EXPLICATIF DU DISPOSITIF EXPÉRIMENTAL.....	54
FIGURE 7.2 : DISPOSITIF EXPÉRIMENTAL.....	54
FIGURE 7.3 : VARIATION DU FER EN FONCTION DE LA PUISSANCE DE RÉCEPTION	56
FIGURE 7.4 : VARIATION DE LA PUISSANCE DU SIGNAL EN FONCTION DU GAIN DE RÉCEPTION.....	57
FIGURE 7.5 : LES PERFORMANCES EXPÉRIMENTALES DE BER ET DE DÉBITS	58

LISTE DES TABLEAUX

TABLEAU 3.1 : ÉTALEMENT DE RETARD	15
TABLEAU 5.1 : RÉCAPITULATIF DES MODÈLES DE CANAL	32
TABLEAU 5.2 : CORRESPONDANCE ENTRE CHIP ET SYMBOLE	34
TABLEAU 5.3 : PARAMÈTRES DE LA COUCHE PHYSIQUE 802.15.4G MR-OFDM OPTION 2 [5].....	35
TABLEAU 6.1 : PARAMÈTRES DE SIMULATION [22]	40
TABLEAU 7.1 : PARAMÈTRES D'EXPÉRIMENTATION	55

RÉSUMÉ

Certes, l'aspect sécurité est le plus préoccupant du travail dans les mines souterraines. Aujourd'hui, plusieurs équipements hautement technologiques sont utilisés dans la mine. Parmi ces équipements, nous pouvons distinguer les outils de communications. En effet, dans une mine bien équipée, plusieurs sortes de réseaux informatiques sont déployés à des fins de sécurité et de supervision. Dans ce contexte, les réseaux de capteurs sans-fils (RCSF) sont de plus en plus utilisés dans la mine. Cela s'explique par le fait que ce type de réseau orienté application apporte plusieurs avantages par rapport aux réseaux classiques à savoir le caractère sans-fils, le faible coût, la tolérance à la défaillance et la facilité de déploiement dans les zones à haut risque.

Cependant, les RCSF imposent quelques limitations qui ne sont pas considérées dans les réseaux classiques dont notamment la consommation d'énergie et la gestion des informations. L'enjeu de l'utilisation des RCSF dans la mine est de mettre en place des communications efficaces énergétiquement qui tiennent compte des différentes contraintes imposées par les équipements hétérogènes. Dans cette optique, le standard IEEE 802.15.4 apparaît comme un standard de fait pour les RCSF. Le succès de cette norme est visible dans le fait qu'aujourd'hui, il y a plus de dix couches physiques différentes proposées comme extension à la norme IEEE 802.15.4. C'est dans ce contexte que se positionne l'objectif de notre travail.

Il s'agit dans notre projet de faire l'étude des performances du standard IEEE 802.15.4 en comparaison avec l'extension IEEE 802.15.4g. L'étude comparative des standards IEEE 802.15.4/4g par simulation et par un banc d'essai a fait l'objet de nos travaux. Les résultats de simulation ont été démontrés pour différents scénarios d'utilisation.

ABSTRACT

Safety is the most important concern when working in underground mines. Today, many communication networks are deployed in the mine. Indeed, in a well-equipped mine, all kinds of computer networks are deployed for security and monitoring purposes. In this context, Wireless Sensor Networks (WSN) are increasingly used in the mine. This is explained by the fact that these application oriented networks provide several advantages over conventional networks namely wireless link, low cost, tolerance to failure and ease of deployment in high-risk areas.

However, WSN impose some limitations that are not considered in conventional networks including the limitations of energy resource and information management. One of the challenges of using a WSN in an underground environment is efficiently managing energy consumption considering the constraints imposed by heterogeneous equipment. In this context, the IEEE 802.15.4 standard is a de facto standard for WSN. The importance of this standard is highlighted by the fact that more than ten different extensions of this standard were proposed.

This study evaluates the performance of an IEEE 802.15.4/4g low-rate wireless personal area network (LR-WPAN) physical layers to support WSN applications deployed in underground mines. The comparative study of these standards is performed based on simulation work and on laboratory testbed. Extensive computer simulations were conducted for different scenarios to investigate both LR-WPAN standards' performances.

GLOSSAIRE

LOS	Line Of Sight
NLOS	Non Line Of Sight
BER	Bit Error Rate
FER	Frame Error Rate
AWGN	Additive White Gaussian Noise
SNR	Signal to Noise Ratio
BPSK	Binary Phase-Shift Keying
QPSK	Quadrature Phase Shift Keying
QAM	Quadrature Amplitude Modulation
DSSS	Direct Sequence Spread Spectrum
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing
RCSF	Réseau de Capteur Sans-Fils
ISM	Industrial, Scientific and Medical radio bands
HART	Highway Addressable Remote Transducer protocol
ISA	International Society of Automation
IETF	Internet Engineering Task Force
ROLL	Routing Over Low-power and Lossy networks
OSI	Open Systems Interconnection
RPL	Routing Protocol for Low-power and lossy networks
IoT	Internet of Things
LR-WPAN	Low Rate - Wireless Personal Area Network
Wi-SUN	Wireless Smart Utility Network

Chapitre 1 : INTRODUCTION

1.1. Contexte de l'étude

Le métier de mineur est perçu comme l'un des métiers les plus dangereux au monde. Le risque qu'un accident survienne est très élevé, surtout dans une mine souterraine. Ces accidents sont causés par l'utilisation des explosifs, le dégagement de gaz toxique, les chutes de terrain, les incendies, la défaillance d'un matériel, etc.

Par conséquent, l'aspect sécurité est le plus important du travail des mineurs. En effet, nombreuses sont les mesures de sécurité qui sont mises en place. Malgré cela, les incidents dans la mine font plusieurs victimes chaque année. Les mesures de sécurité à entreprendre dans le travail minier sont détaillées dans le « Règlement sur la santé et la sécurité du travail dans les mines » [19]. Ce règlement met à la disposition des travailleurs dans la mine plusieurs équipements hautement technologiques.

Aujourd'hui, plusieurs équipements sophistiqués sont utilisés dans les mines, par exemple les détecteurs de différents types de gaz ou les chargeuses télécommandées. Il serait très intéressant de permettre l'utilisation de ces outils à distance à travers une unité de contrôle et de supervisions. Il faut donc mettre en place un réseau qui aura pour rôle de surveiller les différents équipements utilisés dans la mine par le déploiement d'un certain nombre de capteurs. Le réseau permettra aux mineurs sur le terrain de collecter les informations provenant de la mine et d'agir dans les zones à haut risque sans avoir à être présent sur place.

Le réseau permettra aussi de relayer les informations à un centre de supervision. Ce centre va garder l'historique d'évolution de certains paramètres afin de prévoir et d'éviter les éventuels accidents miniers. Dans le cas où un accident aurait lieu, ce centre permettra de mieux contrôler la situation dans une première étape et d'en

connaître les causes afin d'éviter qu'elles ne se reproduisent de nouveau dans une deuxième étape.

1.2. Problématique du travail

La nature du travail minier souterrain impose un certain nombre de contraintes sur le déploiement de tout réseau de télécommunication. En effet, la mise en place de réseau câblé dans ce genre de milieu est particulièrement difficile et n'apporte aucun intérêt vu qu'en cas d'incident ou d'accident où les câbles sont éventuellement endommagés, le réseau sera inutilisable. Il est donc évident de préconiser la mise en place d'un réseau utilisant des connexions sans fil dont les nœuds sont alimentés avec des batteries.

D'autre part, le réseau que nous allons mettre en place va contenir deux types de nœuds à savoir des nœuds capteurs et des nœuds actionneurs. Les nœuds capteurs vont surveiller en permanence certaines grandeurs physiques et notamment le pourcentage de certaines substances gazeuses dans l'air. Il y aura aussi des capteurs capables de générer un flux multimédia utilisé en coordination avec les actionneurs afin d'assurer un retour visuel ou auditif nécessaire pour la réalisation des tâches à distances. Il faut prendre aussi en considération des nœuds capteurs qui auront la possibilité de se déplacer puisqu'ils seront portés par des véhicules ou des travailleurs en mouvements dans les galeries minières. La figure 1.1 montre une photo d'un véhicule minier en stationnement.



Figure 1.1 : Véhicule minier en stationnement

L'enjeu de ce type d'application est de contrer l'effet du canal minier, qui est un canal fortement complexe, afin d'assurer une communication fiable avec un maximum de débit réalisable. Cette communication permet de véhiculer un flux multimédia à travers le réseau tout en assurant l'interconnexion et une tolérance à la défaillance d'un nœud ou d'un ensemble de nœuds.

1.3. Objectif de l'étude

1.3.1. Objectif général

Notre travail de recherche consiste à faire l'étude de l'effet du canal minier sur la fiabilité des communications dans les réseaux de capteurs par la mise en œuvre des techniques de communication décrites dans la littérature. Ces techniques de communication devront prendre en considération l'existence de trois types de nœuds : des nœuds mobiles, des nœuds actionneurs et des nœuds capables de générer un flux multimédia.

Le but de notre projet de recherche consiste à mettre en place, par la modélisation et la simulation, des techniques de communication qui seront capables à la fois de supporter les contraintes d'énergie imposées par la nature du réseau, la contrainte de fiabilité imposée par le domaine d'application et les contraintes de mobilité et de flux multimédia imposées par l'application.

Plus concrètement, cette étude permettra de quantifier l'efficacité de différentes techniques de communication soumises à la complexité du canal minier en termes de réduction du taux d'erreur et du nombre de trames perdues et d'augmentation de la capacité ou du débit maximal de transfert des données.

1.3.2. Objectifs spécifiques

Les objectifs de notre travail peuvent être résumés par les points suivants :

- positionner le sujet dans son cadre théorique en distinguant les défis du contexte applicatif qui sont liés au domaine de l'industrie des mines souterraines et les défis de l'application elle-même qui sont attachés à l'étude du RCSF.
- passer en revue les techniques de communication pour les réseaux de capteurs sans-fils proposés dans la littérature afin de distinguer les méthodes convenables à notre application.
- modéliser et simuler les performances des techniques proposées par le moyen d'un simulateur logiciel en tenant compte des hypothèses de travail.
- évaluer les performances des techniques proposées par un banc d'essai et comparer les résultats obtenus avec les résultats de simulation pour valider les performances de ces techniques.

1.4. Méthodologie

1.4.1. Cadre scientifique

D'après les objectifs fixés de notre projet de recherche, nous pouvons distinguer deux approches scientifiques. Une approche numérique, qui consiste à proposer un

modèle représentant le RCSF et simuler le fonctionnement de différentes techniques de communication avec différents scénarios d'utilisation. L'approche numérique par modélisation/simulation permettra de valider le choix de la technique de communication par rapport à l'application et aux hypothèses émises.

La seconde approche suivie met en place un système d'expérimentation. Cette approche vise la validation des performances des techniques que nous avons retenues pour les environnements des mines souterraines par un banc d'essai au laboratoire.

1.4.2. Démarche suivie

L'approche scientifique choisie impose une démarche en trois étapes. La première étape consiste à proposer un modèle mathématique pour le canal minier en se basant sur les travaux existant dans la littérature. Par la suite, il faut passer en revue les différentes techniques de communication existantes pour identifier celles qui répondent au mieux aux exigences de notre contexte d'étude.

Après la modélisation du canal, nous sommes passés à la phase de simulation. La simulation va permettre d'évaluer les performances des techniques de communication mises en place. En fonction des résultats obtenus, nous avons comparé les performances des techniques de communication étudiées et puis nous avons identifié la technique qui répond au mieux au besoin de notre étude.

Finalement, la phase de l'expérimentation a permis de mettre en œuvre les techniques proposées dans un banc d'essai au laboratoire. L'expérimentation a permis de valider à la fois quelques résultats de la simulation et surtout les performances des techniques que nous avons retenues.

1.5. Plan du mémoire

Ce mémoire est structuré comme suit. Dans le premier chapitre, nous mettons en évidence les contraintes imposées par les applications industrielles sur les réseaux de

capteurs, tout en présentant quelques solutions existantes pour les communications dans les RCSF. Dans le chapitre suivant, nous allons décrire les particularités d'un canal de propagation minier et ses effets sur les communications. Par la suite, nous allons passer en revue les normes de communication pour les réseaux à faible débit et à faible consommation d'énergie et présenter celles qui conviennent le mieux à l'environnement minier. Dans le cinquième chapitre, nous présentons les différents modèles simulés ainsi que les modèles pour le banc d'essai expérimental mis en place pour l'étude de performance. Dans les deux chapitres suivants, nous présentons respectivement les performances obtenues par simulation et les performances pour notre banc d'essai. Nous clôturerons ce manuscrit par une conclusion et quelques perspectives pertinentes de ce travail de recherche.

Chapitre 2 : SYSTÈME DE COMMUNICATION POUR LES RCSF INDUSTRIELS

2.1. Introduction

Les réseaux de capteurs sans fils représentent une solution prometteuse pour les applications industrielles notamment pour supporter les applications de supervision à distance. D'abord, la facilité des connexions sans-fils permet de s'affranchir des contraintes d'une installation filaire. Elle permet aussi de simplifier l'installation et la maintenance des réseaux avec des coûts moindres.

En contrepartie, le manque de normalisation, la fiabilité mitigée lorsque le RCSF est soumis à des conditions de propagation complexe et le besoin de système de communication temps réel, limitent fortement les possibilités de profiter de ce type de réseau pour supporter des applications dans des contextes industriels. Cependant, les efforts de groupes de recherche et de consortiums industriels ont permis l'apparition de quelques systèmes de communication pour les RCSF comme ZigBee [17], WirelessHART [18] ou ISA100.11a [20]. Dans ce chapitre, nous nous intéressons aux contraintes imposées par les applications industrielles sur le déploiement des RCSF. Ensuite nous allons passer en revue certaines solutions industrielles.

2.2. Contraintes et classification des applications industrielles

2.2.1. Classification des applications industrielles

Un groupe de réseautage de IETF nommé « Routing Over Low-Power and Lossy Networks » (ROLL) a été créé en 2007 dans le but d'analyser et développer des solutions pour les réseaux d'échange de données avec pertes et à faible puissance. Le groupe ROLL classe les applications selon le type de trafic qu'elles génèrent comme suit [21] :

- Les applications périodiques : telles que la surveillance de température. Les données sont générées périodiquement avec des exigences de bande passante

déterministes et prévisibles. L'exigence principale pour ce type d'application est la livraison rapide des données. En conséquence, des ressources permanentes doivent être réservées pour assurer la disponibilité de la bande passante requise. Il est à noter aussi que les lectures les plus récentes pour ce type de données d'application rendent les précédents obsolètes. Donc, la mise à jour des données au niveau de l'application doit tenir compte du délai d'acheminement de bout en bout de l'information.

- Les applications d'événement : elles génèrent des données basées sur des événements comprenant des alarmes et des rapports de données aperiodiques avec des exigences de bande passante imprévisibles. D'ailleurs, certaines alarmes peuvent être critiques nécessitant la mise en place d'un système de priorité de ses données au niveau des protocoles de communication.

- Les applications client/serveur : plusieurs applications dans les environnements industriels sont basées sur les interactions client-serveur en suivant un protocole requête/réponse. Un exemple de cette application est la récupération d'un rapport sur l'évolution des travaux dans la mine qui passe par un processus de requête/réponse. Pour ces applications, la bande passante requise est souvent instantanée et les exigences sur les délais d'aller-retour d'une trame de données sont de l'ordre d'une centaine de millisecondes [21]. La transmission des données issues de ces applications utilise généralement des services de communication au meilleur effort.

- Les applications avec données volumineuses : ces applications nécessitent la transmission de grandes masses de données et peuvent être classées dans les transferts en vrac. Un exemple de ces applications est la récupération de l'évolution de certaines grandeurs physiques dans la mine sur une longue durée de temps qui nécessite un transfert de fichier assez volumineux. Les ressources sont réservées temporairement pour ces applications en fonction des débits de données et la taille des fichiers afin de répondre aux exigences de service des applications spécifiques.

2.2.2. Contraintes de déploiement des RCSF

Les contraintes de fiabilité et de temps de réponse du système représentent les contraintes les plus importantes pour une application industrielle. Du point de vue de la communication, le temps de réponse est la considération principale qui implique d'avoir les données adéquates aux moments adéquats. Pour une communication numérique, la contrainte de fiabilité implique de recevoir les données avec un taux d'erreur binaire minimal.

L'efficacité énergétique du réseau est une contrainte aussi importante pour les RCSF industriels que pour ceux traditionnels. En effet pour un environnement minier, il est difficile d'avoir une alimentation filaire, donc une bonne gestion de l'énergie est fondamentale. Dans certains cas on peut considérer les techniques de récolte de l'énergie de vibration dans le but d'étendre au maximum la durée de vie du réseau. Cependant ces techniques nécessitent l'utilisation de protocoles appropriés.

L'adaptabilité du réseau doit être revue sur deux plans. D'abord sur le plan topologie. Les réseaux industriels sont généralement à topologie variante avec des nœuds capteurs qui apparaissent et disparaissent. Ceci est dû au différent phénomène que peut subir le signal dans un milieu confiné tel que la mine. L'adaptabilité doit être aussi revue sur le plan du trafic de données qui circule dans le réseau. Par exemple le trafic qui n'est pas urgent doit circuler en mode meilleur effort. En contrepartie le trafic de données urgentes doit être acheminé à destination le plus rapidement possible. Donc le réseau doit s'adapter aux les différents types de trafic.

L'extensibilité du réseau (ou scalability) est aussi une contrainte importante à considérer. En effet le nombre de nœuds dans le réseau peut varier selon le type d'application et les exigences de chaque application. La méthode de communication doit être capable de s'adapter au changement de dimension du réseau à cause de l'ajout ou de la suppression de certains nœuds.

Une autre contrainte à considérer externe aux RCSF, est le fait que la plupart des systèmes industriels opèrent dans la bande de fréquence des RCSF. La coexistence de différents réseaux opérant sur la même bande de fréquence radio peut entraîner la dégradation des performances du réseau à cause des interférences et de la contention sur le même canal. Le choix du canal est l'une des contraintes importantes à considérer dans la conception des réseaux de capteurs industriels.

2.3. Protocoles normalisés pour les RCSF industriels

Les efforts de normalisation pour les réseaux de capteurs industriels sont en cours d'élaboration. Mais il n'existe pas une solution de communication largement adoptée pour l'ensemble des utilisateurs. Dans ce qui suit, nous présentons quelques solutions pertinentes disponibles sur le marché. Il est à noter que dans cette partie, nous nous intéressons à décrire certains aspects de toute la pile protocolaire. Ceci nous permettra de mettre notre étude dans son cadre théorique. Les aspects qui concernent la couche physique vont être détaillés dans les prochains chapitres.

2.3.1. ZigBee

ZigBee Alliance est un consortium industriel composé par de nombreux équipementiers impliqués dans le marché des dispositifs sans fil, qui développent et mettent en place des normes pour la pile ZigBee. Trop souvent, ZigBee et IEEE 802.15.4 sont considérés comme les mêmes. Cependant, conceptuellement ces deux normes définissent des spécifications totalement différentes. La pile ZigBee définit des couches supplémentaires qui se situent au-dessus de la couche physique et de contrôle du médium (Medium Access Control ou MAC) du 802.15.4. Le modèle, proposé par ZigBee Alliance et mis en œuvre dans des implémentations commerciales de ZigBee, réduit la complexité de l'architecture habituelle de 7 couches du modèle OSI en une implémentation minimale à quatre couches (physique, MAC, réseau et application).

2.3.2. RPL

Le groupe ROLL a travaillé sur la spécification d'un nouveau protocole de routage, connu sous le nom de Routing Protocol for Low-power and lossy networks (RPL) [16]. Ce protocole a été conçu pour répondre aux besoins des réseaux à faible puissance avec pertes. RPL peut être considéré comme la première spécification pour le routage dans les réseaux de capteurs. Le protocole RPL permet de collecter l'information à partir du réseau de capteurs en se basant sur des objectifs d'optimisation. Ce protocole construit un arbre couvrant la totalité des nœuds en réseau dont la racine est le nœud puit du RCSF. L'arbre est construit de manière à optimiser certaines grandeurs physiques collectées au niveau de chaque nœud, appelé métrique de routage. RPL permet d'utiliser à la fois des métriques de routage statiques et dynamiques. Il existe différents paramètres et contraintes qui peuvent être utilisés pour le calcul d'un chemin pour le réacheminement des paquets dans RPL comme par exemple, la fiabilité du lien, le délai d'acheminement des paquets, et l'énergie résiduelle au niveau des nœuds. L'approche de routage à base d'arbres permet de minimiser les délais de bout en bout. Cependant, ce protocole a besoin d'entretenir périodiquement les graphes pour s'adapter aux changements dynamiques de topologie due à la mobilité des nœuds, la défaillance des liaisons radio et/ou la décharge des batteries des capteurs.

2.3.3. ISA100.11a

L'ISA100.11a est une norme de réseau sans fil développée par l'International Society of Automation (ISA). Le comité ISA100 fait partie d'ISA et a été formé en 2005 pour établir des normes qui définiront les procédures pour la mise en œuvre de dispositifs sans-fils dans l'environnement d'automatisation et de contrôle de systèmes industriels. C'est une solution propriétaire qui recommande l'utilisation d'une méthode de routage basé sur des graphes. Cette norme propose l'utilisation d'un graphe de routage de manière centralisée avec des spécifications de mise en œuvre à

définir par l'utilisateur selon le domaine d'application. De plus, aucune recommandation n'a été fournie par l'ISA100 sur la façon de collecter l'information.

2.3.4. WirelessHART

Highway Addressable Remote Transducer ou HART est un protocole de communication utilisé en contrôle industriel pour les communications filaires entre les nœuds capteurs et les nœuds actionneurs. WirelessHART est une solution émergente qui vise à remplacer le protocole HART filaire dans les environnements industriels. Ce protocole utilise un protocole MAC basé sur l'accès multiple à division de temps (TDMA). Pour cette méthode le temps d'accès au support de communication est partagé entre les nœuds en réseau en plusieurs intervalles de temps, où un seul nœud est autorisé à accéder à la fois. Cette méthode nécessite une synchronisation précise entre les capteurs et un contrôle centralisé, au niveau d'un nœud maître. Ce dernier a pour rôle de distribuer des intervalles de temps entre les autres nœuds capteurs et de modifier cette distribution en fonction des éventuels changements du réseau.

2.4. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté les classifications des applications industrielles selon le type de donnée à relayer. Par la suite, nous avons énuméré les contraintes de conception des RCSF industriels. Puis, nous avons montré l'effort de normalisation pour les RCSF industriels, en présentant les différentes piles protocolaires proposées dans la littérature pour ce type de réseaux. L'importance de la norme IEEE 802.15.4 vient du fait que tous les systèmes de communication présentés pour les RCSF se basent principalement sur cette norme au niveau physique. Par la suite, l'étude des normes de communications pour les RCSF devient pertinente.

Chapitre 3 : LE CANAL DE COMMUNICATION MINIER

3.1. Introduction

Dans un canal sans fil idéal, le signal reçu serait composé d'une seule composante de trajet direct, qui serait une reconstruction parfaite du signal transmis. Cependant, un canal réel, tel qu'une galerie de mines souterraines, peut être considéré comme un support de communication complexe où plusieurs phénomènes physiques sont présents tels que la réflexion, la diffraction et la diffusion. En plus de cela, si l'émetteur ou le récepteur est en mouvement, le signal va subir une autre distorsion qui se caractérise par un décalage de la fréquence porteuse.

Dans ce chapitre, nous allons présenter le fondement théorique de notre modélisation du canal de propagation minier souterrain en mettant l'accent sur les évanouissements à petite échelle. Dans une seconde étape, nous allons présenter le modèle de canal minier sur lequel nous nous sommes basés pour notre étude.

3.2. Caractéristiques de propagation d'un canal sans-fils

3.2.1. L'évanouissement multi trajets

L'environnement de propagation impose des limitations fondamentales aux performances d'un système de communication sans-fils. En effet le signal transmis traverse des chemins différents et interagit avec des objets de l'environnement. Ces interactions comprennent plusieurs phénomènes, dont la réflexion, la réfraction, la diffraction et la diffusion. Ces distorsions sont à l'origine de l'atténuation de la puissance du signal reçu. Il en résulte un phénomène connu sous le nom d'évanouissement multi trajet. L'évanouissement décrit les fluctuations de l'enveloppe du signal transmis pendant qu'il se propage de l'émetteur vers le récepteur.

L'effet multi trajet est un phénomène qui consiste en la réception de plusieurs versions du signal transmis avec des délais différents. Chacun des chemins aura des caractéristiques différentes, telles que l'amplitude, la phase et le temps et l'angle d'arrivée. Les différents signaux peuvent s'ajouter de façon constructive ou destructive au récepteur, créant ainsi une fluctuation rapide de l'enveloppe du signal reçue [15].

3.2.2. Étalement du retard

Un canal de propagation peut être totalement décrit par sa réponse fréquentielle dans le domaine des fréquences et par réponse impulsionnelle (RI) dans le domaine temporel. La RI d'un canal multi trajet présente généralement ce que nous appelons étalement du retard ou Delay Spread. L'étalement du retard est une grandeur qui permet de quantifier la sévérité des distorsions introduites par un canal multi trajet sur un signal connu. La figure 3.1 présente un exemple de réponse impulsionnel d'un canal quelconque.

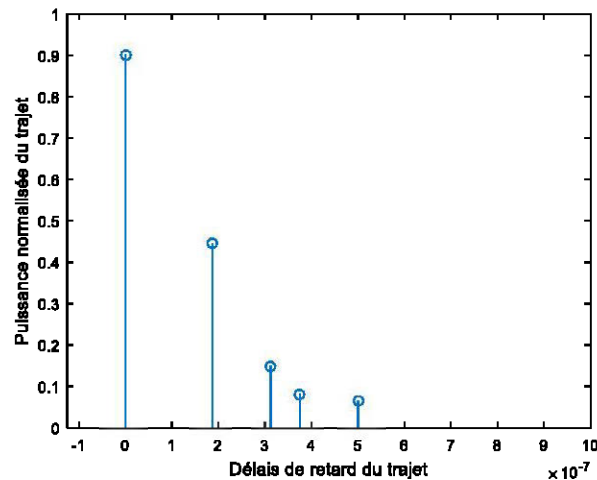


Figure 3.1 : Réponse impulsionnelle du canal

Pour une réponse impulsionnelle donnée, l'étalement du retard σ_τ peut être calculé en utilisant la formule suivante :

$$\sigma_\tau = \sqrt{\overline{\tau^2} - (\bar{\tau})^2} \text{ avec } \bar{\tau} = \frac{\sum P(\tau) \tau}{\sum P(\tau)} \text{ et } \overline{\tau^2} = \frac{\sum P(\tau) \tau^2}{\sum P(\tau)} \quad (3.1)$$

avec τ et $P(\tau)$ respectivement le délai de retard du trajet et la puissance du signal pour ce délai.

Pour un système de communication, l'étalement du retard peut conduire à l'Interférence Entre Symboles (IES). Ceci est dû au chevauchement du signal retardé par les trajets multiples avec le symbole suivant. Cela peut entraîner des erreurs significatives dans les systèmes à débit élevé. Lorsque le débit binaire est augmenté, la quantité d'IES augmente également. L'effet commence à devenir très important lorsque l'étalement du retard est très supérieur à la durée du symbole. Alors dans ce cas le canal est dit canal sélectif en fréquence. Le tableau 3.1 présente l'étalement de retard typique qui peut se produire dans divers environnements [15].

Tableau 3.1 : Étalement de retard

Environnement	Étalement du retard	Distance entre l'émetteur et le récepteur
Intérieur	40 ns — 200 ns	12 m — 60 m
Extérieur	1 μ s — 20 μ s	300 m — 6 km

3.2.3. Effet Doppler

Lorsqu'un émetteur et un récepteur se déplacent l'un par rapport à l'autre, la fréquence du signal reçu ne sera pas la même que celle du signal émis. Par exemple, lorsqu'ils se déplacent l'un vers l'autre, la fréquence du signal reçu est supérieure à celle du signal émis. C'est ce qu'on appelle l'effet Doppler. La variation de fréquence due à l'effet Doppler dépend du mouvement relatif entre la source et le récepteur et de la vitesse de propagation de l'onde et s'exprime comme suit :

$$f_d = \pm \frac{f_0 v}{c} \quad (3.2)$$

où v est la vitesse relative du véhicule, f_0 est la longueur d'onde du support et c est la vitesse de la lumière. Le décalage par effet Doppler rend les communications difficiles si la technique de transmission est sensible aux décalages de la fréquence porteuse. De plus, le décalage de Doppler affecte également les caractéristiques d'évanouissement du signal dans un canal multi trajets.

3.3. Modèle de canal multi trajets

Bien que les évanouissements induits par le canal soient imprévisibles, des modèles stochastiques ont été développés pour prédire les caractéristiques d'évanouissement. L'évanouissement multi trajets entraîne une fluctuation de l'amplitude du signal en raison de l'addition de signaux arrivant avec des phases différentes. Comme les phases des trajets changent rapidement, l'amplitude du signal reçu subit des fluctuations rapides qui sont souvent modélisées comme une variable aléatoire avec une distribution particulière.

3.3.1. Canal d'évanouissement de Rayleigh

La distribution la plus couramment utilisée pour l'évanouissement multi trajets est la distribution de Rayleigh. S'il y a plusieurs chemins réfléchis et qu'il n'y a pas de chemin dominant unique, l'enveloppe d'un tel signal reçu est statistiquement décrite par une fonction de densité de probabilité de Rayleigh et le canal est dit canal d'évanouissement de Rayleigh. La fonction de densité de probabilité de Rayleigh est définie par :

$$f(x) = \frac{x}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{x^2}{2\sigma^2}\right) \quad \sigma > 0, x \geq 0 \quad (3.3)$$

Cette distribution est caractérisée par le paramètre σ . La distribution de Rayleigh est largement utilisée pour décrire l'évanouissement multi trajet [15].

3.3.2. Canal d'évanouissement de Rice

Cette distribution est considérée lorsqu'une composante forte de signal existe en plus de composants réfléchis plus faibles. Cette composante forte peut être celle qui se produit sur les topologies avec visibilité directe, ou la raie directe subit moins d'atténuation que les raies réfléchies. L'enveloppe du signal reçu est décrite par une fonction de densité de probabilité de Rice. Dans un tel cas, le canal est considéré comme étant un canal d'évanouissement de Rice. Sa fonction de densité de probabilité est définie par :

$$f(x) = \frac{x}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{x^2 + \sigma^2}{2\sigma^2}\right) I_0\left(\frac{x\sigma}{\sigma^2}\right) \quad x \geq 0 \quad (3.4)$$

où, I_0 est la fonction de Bessel modifiée d'ordre zéro et σ est la moyenne due au trajet direct [15].

La distribution du Rice peut également être caractérisée par son facteur K qui quantifie la puissance de la composante du signal dominant, par rapport aux composantes aléatoires à trajets multiples. Soit A définissant l'amplitude de crête de l'onde directe, et S définit l'écart-type du signal global reçu, alors le facteur K est donné par :

$$K = \frac{A^2}{2S^2} \quad (3.5)$$

Pour l'évanouissement de Rice, le facteur K est typiquement compris entre 1 et 10. Un facteur K de 0 correspond à l'évanouissement de Rayleigh.

3.4. Complexité du canal minier

Le déploiement des RCSF dans un environnement minier peut être une tâche difficile, compte tenu du fait que, dans de tels environnements, le signal peut subir plusieurs phénomènes. Considérant l'affaiblissement à faible échelle, le signal peut

faire face à deux types de distorsion, à savoir, évanouissements multi trajet et évanouissements rapides causés par la mobilité. La figure 3.2 montre une photo d'une galerie minière souterraine. Sur cette figure, nous voyons bien les irrégularités au niveau de la surface de la galerie. Ces irrégularités sont à l'origine des différents phénomènes subits par le signal dans la mine.



Figure 3.2 : Photo d'une galerie minière

Pour l'évanouissement multi trajets, l'analyse des composants du canal est nécessaire pour modéliser le comportement statique du canal de propagation radio. Ce type d'analyse a été effectué dans plusieurs études visant à caractériser le canal de propagation minier [30-32,47-51].

Pour l'évanouissement rapide, en fonction de la vitesse du capteur, un modèle de canal variable dans le temps est nécessaire. La variation temporelle du canal a également été étudiée dans de nombreuses études visant à caractériser l'effet du décalage Doppler sur le lien physique [25-27].

3.5. Choix du modèle du canal minier

Une modélisation précise du canal de communication dans la mine souterraine est essentielle pour notre étude. Une synthèse des modèles de canaux miniers établis dans la littérature est présentée dans [28]. Selon cette étude, la distribution des composants multi trajets suit une loi de Rice quand un composant du signal non affaibli dominant est présent (c'est-à-dire en visibilité directe ou Line Of Sight (LOS)). Quand le signal dominant devient plus faible (c'est-à-dire en visibilité indirecte ou Non Line Of Sight (NLOS)), la distribution des composants multi trajets suit une loi de Rayleigh. Parmi tous les modèles étudiés, le modèle proposé dans [30] est le choix idéal pour obtenir un modèle de canal qui reflète les caractéristiques du canal de propagation de la mine souterraine.

3.5.1. Modèle statique

Un canal radio statique de propagation peut être complètement caractérisé par sa réponse impulsionnelle aléatoire $h(\tau)$, comme suit :

$$h(\tau) = \sum_{i=0}^{N-1} A_i e^{j\Phi_i} \delta(\tau - \tau_i) \quad (3.6)$$

où N est le nombre de composantes multi trajets, A_i , Φ_i et τ_i sont l'amplitude aléatoire, le déphasage et le temps d'arrivée du $i^{\text{ème}}$ trajet respectivement [29]. Le comportement aléatoire de la propagation des ondes radio reflète la nécessité de modéliser le canal. Par conséquent, pour chacune des variables formant l'équation (3.6), les lois de probabilité, couramment utilisées, sont considérées afin de déterminer celles qui modélisent le mieux le comportement du signal dans le canal minier.

La modélisation statistique du canal radio à 2,4 GHz dans un environnement minier a été proposée dans [30]. Considérons deux topologies différentes (LOS et

NLOS), trois variables aléatoires sont déterminées, à savoir, pour le déphasage, l'amplitude et les temps d'arrivée. D'abord, le décalage de phase est supposé suivre une loi uniforme sur l'intervalle $[0, 2\pi[$. Deuxièmement, sur la base de mesures expérimentales dans l'environnement minier, la distribution de Poisson modifiée est celle qui modélise le mieux le temps d'arrivée des composants multi trajets. Enfin, les résultats suggèrent que, à un retard spécifique, l'amplitude de la réponse impulsionnelle suit une loi de Rayleigh pour la topologie NLOS et suit la loi de Rice pour une topologie LOS.

3.5.2. Modèle dynamique

Le modèle dynamique introduit des variations temporelles dans l'amplitude des trajets de la réponse impulsionnelle statique. Par conséquent, le canal radio mobile aléatoire peut être complètement caractérisé par sa réponse impulsionnelle $h(t, \tau)$, comme suit :

$$h(t, \tau) = \sum_{i=0}^{N-1} A_i(t) e^{j\Phi_i} \delta(\tau - \tau_i) \quad (3.7)$$

où $A_i(t)$, qui caractérise l'évolution temporelle des composantes multi trajets [29]. Il est généré en fonction des caractéristiques d'un environnement mobile tel que défini dans les travaux de Jakes [25] ; qui a décrit dans son travail, un modèle largement accepté pour le signal reçu par un véhicule en mouvement. Ce modèle suppose qu'au niveau du récepteur mobile, l'antenne est omnidirectionnelle et les angles d'arrivée des ondes radio sont répartis uniformément sur $[0, 2\pi]$. Le modèle de canal variable dans le temps est établi sur la base du modèle d'évanouissement multi trajet statique déjà calculé.

3.6. Conclusion

Dans le présent chapitre, nous avons décrit la complexité du support de communication dans un environnement de mine souterraine. Cette description nous permettra de bien choisir les méthodes de communication pour les réseaux de capteurs qui conviennent le mieux au domaine minier. Dans le cadre du prochain chapitre, nous allons passer en revue les normes de communication au niveau physique défini pour les RCSF. Ce qui nous permettra d'identifier les meilleures solutions pour la mine.

Chapitre 4 : MÉTHODE DE COMMUNICATION POUR LES RCSF

4.1. Introduction

Les RCSF appartiennent à une plus grande famille de réseaux qui sont des réseaux personnels sans fils à faible débit ou bien Low Rate Wireless Personal Area Network (LR-WPAN). Un effort important est fourni par les industriels et les communautés scientifiques pour produire des normes universelles pour ces réseaux.

Ce chapitre est structuré comme suit : dans une première section, nous allons mettre en relief l'effort de normalisation pour les réseaux LR-WPAN en passant en revue les normes définies pour ces réseaux. Dans la deuxième section, nous allons décrire le principe de fonctionnement des techniques de communication que nous avons retenues et les raisons de notre choix de ces techniques.

4.2. La famille des normes IEEE 802.15.4 pour les LR-WPAN

4.2.1. Effort de normalisation pour les LR-WPAN

Vers la fin des années 70, la révolution IP a permis de normaliser le monde des réseaux informatiques et a rendu possible la réalisation de l'Internet tel que nous le connaissons actuellement. Aujourd'hui, nous entrons dans l'ère de l'ubiquité, qui se manifeste par le déploiement de toute sorte de réseaux qui récolte l'information partout et en tout temps. Par conséquent, les mêmes problèmes sont en train de réapparaître. Dans cette optique un RCSF déployé dans une mine peut être vu comme un exemple de réseau ubiquitaire. Si ce type de réseaux est capable d'inter-opérer avec les infrastructures existantes tel qu'Internet, alors cela rendrait accessibles tous les équipements reliés au réseau dans la mine ; c'est le concept d'internet des choses ou Internet of Things (IoT)[13].

Les protocoles et les normes émergentes sont actuellement fournis par les équipementiers, chacun avec son propre système de communication, qui peut être

conforme aux mêmes normes, mais continue à isoler le réseau dédié du reste du monde interconnecté. La situation actuelle est semblable à ce que les réseaux informatiques ont ressemblé il y a environ deux décennies. C'est dans ce contexte que nous nous proposons de passer en revue les normes conçues pour les réseaux LR-WPAN. Ces différentes normes spécifient les protocoles allant de la couche physique à la couche réseau.

Cependant, nous nous intéressons principalement aux spécifications de la couche physique de ces normes. Cet intérêt est expliqué par le fait que cette couche est celle qui régit la transmission et réception réelle des données sur le canal radio. La couche physique est concernée en premier lieu par les sévères phénomènes de propagation ayant lieu dans les mines souterraines. Cette couche doit apporter les solutions adéquates pour combattre et tirer profit de ces phénomènes.

4.2.2. La norme IEEE 802.15.4

Depuis sa sortie en 2003, IEEE 802.15.4 [12] a émergé comme la norme de fait pour les réseaux de capteurs sans fil, ce qui permet de développer des normes de couches supérieures comme WirelessHART ou ZigBee. Le protocole IEEE 802.15.4 fournit une plateforme pour les systèmes de communication à faible débit de données. Selon le modèle OSI, cette norme propose des solutions à la fois pour la couche physique et la couche MAC. Elle a été conçue à l'origine pour les LR-WPAN. La norme 802.15.4 a été ensuite adoptée pour les réseaux de capteurs opérant dans la bande ISM sans licence. Cette norme fournit des spécifications des couches basses, en laissant les couches supérieures à développer selon les besoins de l'application et de l'utilisateur final. Elle est utilisée dans plusieurs types d'application comme la domotique, les réseaux industriels, etc.

La norme 802.15.4 est commune pour la plupart des réseaux de capteurs décrits dans la littérature. Le succès de cette norme est également visible dans le fait que, aujourd'hui, il y a dix couches physiques différentes proposées comme extension à la

norme IEEE 802.15.4. Pour cette raison, les concepteurs de systèmes doivent non seulement choisir entre différentes bandes de fréquences, mais aussi entre des technologies sans fil complètement différentes, comme DSSS, GFSK ou OFDM. Il est donc crucial d'être en mesure de comparer et d'évaluer les performances de ces différentes technologies au niveau de la couche physique.

4.2.3. Les différentes versions de la norme IEEE 802.15.4

La famille des normes 802.15.4 est conçue pour normaliser les communications pour les LR-WPAN. La multitude de domaines d'application de ces réseaux a donné naissance à plusieurs versions de la norme IEEE 802.15.4 dont nous pouvons citer :

*802.15.4 – 2003 [12] : version initiale utilisant la technique Direct Sequence Spread Spectrum (DSSS). Elle prévoit deux couches physiques différentes : une pour les bandes de fréquences basses de 868 et 915 MHz et une autre pour la bande ISM à 2,4 GHz.

*802.15.4 – 2006 [11] : version révisée utilisant à la fois la technique DSSS avec des débits plus élevés et la technique d'étalement du spectre avec séquence parallèle ou Parallel Sequence Spread Spectrum (PSSS). Elle définit également quatre nouveaux schémas de modulation ; trois pour les bandes de fréquences autour de 900 MHz et un pour 2,4 GHz.

*802.15.4a – 2007 [10] : Cette version a ajouté le support de la technique Direct Sequence Ultra-Wide Band (DS-UWB) et la technique d'étalement du spectre Chirp ou Chirp Spread Spectrum (CSS) dans la bande 2.4 Ghz en comparant avec la couche physique de la version 2006 de la norme.

* 802.15.4c [9] : cette version définit des couches physiques avec des bandes de fréquence de 314-316 MHz, 430-434 MHz, et 779-787 MHz conformément à la réglementation applicable en chine.

*802.15.4d [8] : cette extension concerne l'adaptation de la couche physique à l'usage de la bande de fréquence 950 MHz disponible au Japon

* 802.15.4e [7] : cette version définit des améliorations au niveau de la couche MAC à la norme de base afin de mieux supporter les applications industrielles, elle constitue les couches basses des solutions : WirelessHART et ISA SP100.11a.

*802.15.4f [6] : cet amendement prévoit deux couches physiques avec MSK et LRP UWB qui peuvent être utilisées dans un large éventail d'applications de faible coût, et à faible consommation d'énergie et avec des communications fiables. Cette norme permet de soutenir des applications de RFID active et de localisation.

*802.15.4g [5] : l'extension « g » de la norme 802.15.4 fournit une norme mondiale qui permet de mettre en place de très grand réseau de contrôle de processus à grande échelle tels que le réseau intelligent utilitaire ou Smart Utility Network (SUN). Les réseaux SUN sont capables de superviser de grande surface géographique avec une infrastructure minimale et avec potentiellement des millions de terminaux. Cette norme offre trois formes d'onde à savoir OFDM, OQPSK et GFSK avec des spécifications multirégionales (MR) pour la fréquence c'est-à-dire qui inclut des spécifications selon les réglementations de certains pays au monde en plus de la bande ISM.

*802.15.4j [4]: dans cette extension de la norme, une couche physique 802.15.4 dans la bande 2360 MHz à 2400 MHz, qui est conforme aux réglementations de la commission fédérale des communications (FCC) aux États-Unis pour les réseaux corporels médicaux ou Medical Body Area Network (MBAN) est définie.

*802.15.4k [3]: deux couches physiques avec DSSS et FSK pour supporter les applications de surveillance des infrastructures critiques sont présentées dans cette version de la norme 802.15.4.

Dans ce qui suit, nous allons focaliser notre étude sur la norme de base et l'extension « g » de la norme dans sa version OFDM. Les raisons de cet intérêt sont expliquées avec plus de détails dans la section suivante (section 4.3), qui porte sur la description des techniques de communication pour ces normes.

4.2.4. La norme IEEE 802.15.4g

D'après les différentes normes décrites, l'extension « g » apparaît comme la norme la plus prometteuse surtout quand il s'agit de faire la supervision d'une large zone géographique comme les mines. Cette norme offre une multitude de solutions aux niveaux physiques comportant plusieurs bandes de fréquence et plusieurs formes d'onde. L'importance de cette norme est aussi mise en relief par l'apparition de la Wi-SUN Alliance, qui est un consortium industriel mondial visant à promouvoir des solutions sans fil interopérables basées sur la norme IEEE 802.15.4g pour l'IoT. C'est pour ces raisons que nous allons consacrer la section suivante à la description des méthodes de communication utilisées dans la norme de base IEEE 802.15.4 et de l'extension « g » de cette norme.

Dans la littérature, il y a un intérêt croissant pour l'étude de la performance de la norme 802.15.4g. Certaines études ont examiné l'effet de l'interférence et de l'estimation du canal sur le taux d'erreur binaire ou Bit Error Rate (BER) [33-35]. Dans [36], un récepteur CMOS basé sur la couche physique IEEE 802.15.4g MR-OFDM a été mise en œuvre et les mesures expérimentales ont été présentées. Une étude comparative de l'IEEE 802.15.4g et Wi-Fi dans un canal rural et urbain avec ombrage est présentée dans [37]. Au meilleur de nos connaissances, ce travail est le premier à proposer une étude comparative des normes IEEE 802.15.4 et IEEE 802.15.4g pour un environnement rude tel que les mines souterraines.

4.3. Techniques de transmission des normes IEEE 802.15.4/4g

Dans cette section nous allons décrire les techniques de communication que nous avons choisi d'étudier pour les RCSF dans un environnement minier. Nous allons aussi expliquer les raisons de notre choix.

4.3.1. Technique avec étalement de spectre DSSS

L'étalement de spectre à séquence directe ou Direct Sequence Spread Spectrum (DSSS) est une technique de modulation très répandue pour les communications sans-fils. Le principe d'une communication à étalement de spectre est de transmettre le signal en utilisant une bande passante qui dépasse la largeur de bande qui est réellement nécessaire pour ce dernier. Cet étalement fait apparaître le signal résultant comme un bruit qui permet une plus grande résistance aux interférences. Une illustration de la forme d'onde d'un signal DSSS est présentée sur la figure 4.1.

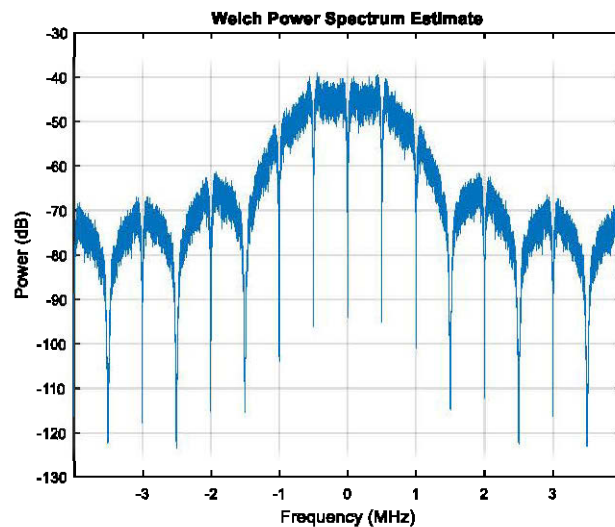


Figure 4.1 : Forme d'onde d'un signal DSSS

Dans la technique DSSS, les données de l'utilisateur sont réparties sur une bande de fréquence plus large en remplaçant chaque symbole par une séquence de bruit pseudo aléatoire ou Pseudo-random Noise (PN) de longueur maximale appelée Chip.

Le débit de données utilisateur est toujours plus que le débit des Chips. Dans ce contexte, la durée de l'impulsion de la séquence PN est appelée la durée de Chip. Plus cette valeur est faible, plus la largeur de bande du signal DSSS résultant est importante et plus le signal résultant est immun à l'interférence [46].

Cette technique est adoptée pour la spécification 802.15.4 qui est la première norme pour les RSCF pour deux raisons principalement. Elle est simple à mettre en œuvre donc convenable pour des nœuds avec une capacité de traitement réduite. Elle est aussi efficace énergétiquement donc idéale pour des communications à faible consommation d'énergie. Cette solution a connu jusque-là beaucoup de succès et est la solution la plus répondue pour les applications de RSCF. C'est la raison pour laquelle nous avons choisi d'étudier les performances simulées de cette méthode.

4.3.2. Technique avec multiplexage fréquentiel OFDM

Le multiplexage par répartition orthogonale de fréquence ou Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) est une technique de codage de données numériques. Cette technique permet de coder les données sur plusieurs fréquences porteuses. L'OFDM s'est développé comme une technique très populaire pour la communication sans-fils.

Par définition, la modulation est le fait de coder l'information par des changements de fréquence, de phase ou d'amplitude d'un signal porteur. Le multiplexage porte sur l'allocation d'une bande passante donnée à tel utilisateur. La technique OFDM est une combinaison de modulation et de multiplexage. Dans cette technique, la bande passante est partagée entre des sources de données modulées individuellement. Les techniques de modulation usuelles (comme QAM, BPSK, QPSK, etc.) sont des techniques de modulation mono-porteuse, c'est-à-dire que les informations entrantes sont modulées sur une seule porteuse. OFDM est une technique de modulation multi-porteuse. Cette appellation vient du fait que OFDM emploie plusieurs porteuses, dans la bande passante allouée, pour transmettre les

informations de la source à la destination. Chaque porteuse peut utiliser l'une des diverses techniques de modulation numérique disponibles (BPSK, QPSK, QAM, etc.) [46]. Un exemple de forme d'onde d'un signal OFDM est présenté dans la figure 4.2.

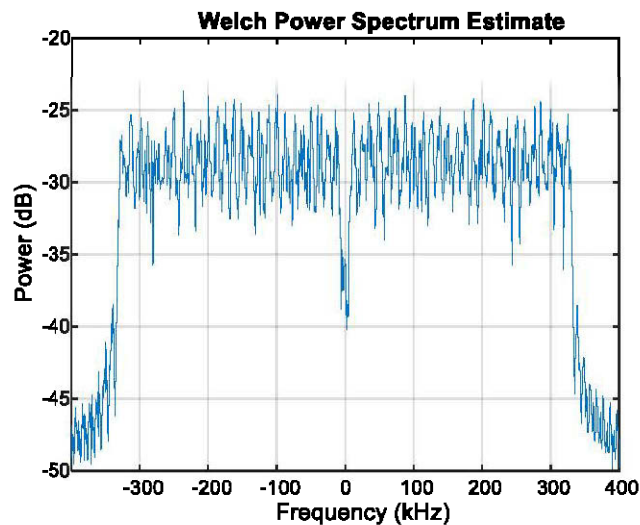


Figure 4.2 : Forme d'onde d'un signal OFDM

L'avantage principal de la technique OFDM par rapport aux systèmes mono-porteuse est sa capacité à faire face à des conditions de canal sévères. Cette technique utilise des techniques d'égalisation simple pour contourner l'effet d'un canal à l'évanouissement multi trajet. L'égalisation des canaux est simplifiée parce que l'OFDM peut être considéré comme utilisant de nombreux signaux à bande étroite lentement modulés plutôt qu'un signal large bande à modulation rapide. Il est très difficile de traiter la sélectivité en fréquence pour une communication mono porteuse sous risque de rendre le récepteur extrêmement complexe. Au lieu de réduire l'évanouissement multi trajet dans son ensemble, OFDM atténue le problème en convertissant tout le canal sélectif en fréquence en de petits canaux d'évanouissement plats. L'évanouissement plat est alors plus facile à corriger en employant des techniques simples de correction d'erreur et d'égalisation.

La technique OFDM est adoptée pour la spécification 802.15.4g pour les réseaux SUN. Les raisons de notre intérêt envers l'étude de la norme 802.15.4g dans sa version OFDM s'expliquent par les avantages que cette technique offre pour faire face aux distorsions introduites par le canal de propagation minier.

4.4. Conclusion

Notre étude porte sur l'effet du canal radio minier sur les couches physiques proposées dans la norme IEEE pour les RCSF. L'ancien standard IEEE 802.15.4 pour la couche physique permet de mettre en place un lien à faible consommation d'énergie à la fois à l'émetteur et au récepteur. Toutefois, compte tenu du fait qu'aucune technique d'égalisation n'est appliquée, la communication est très sensible à l'évanouissement à petite échelle. Par conséquent, l'extension « g » de cette norme a été considérée. La couche physique MR-OFDM permet de lutter contre les canaux sélectifs en fréquence en permettant une égalisation de faible complexité. Cette couche physique assure des communications qui sont certainement moins efficaces énergétiquement que l'ancienne norme ; mais plus résistantes à la sélectivité en fréquence du canal grâce à l'utilisation de techniques d'égalisation. Ainsi, pour notre étude il s'agit d'évaluer les performances des deux spécifications pour la couche physique dans un canal radio minier.

Chapitre 5 : MODÉLISATION DES COMMUNICATIONS POUR UN RCSF

5.1. Introduction

Comme énoncé dans l'introduction, nous allons suivre une approche scientifique basée sur la modélisation/simulation. Nous commençons par présenter les modèles utilisés pour la simulation. Par la suite nous allons présenter les modèles utilisés pour notre banc d'essai. Il est à noter que, comme plateforme de simulation nous allons nous baser sur Matlab. Pour notre banc d'essai, nous utilisons le logiciel libre GNU Radio comme plateforme logicielle et les cartes USRP de deuxième génération N210 comme plateforme matérielle.

5.1. Les modèles de canal minier

5.1.1. Modèle statique

Pour notre étude, nous avons considéré principalement deux cas de figure. Le premier cas de figure est le cas où les deux nœuds capteurs sont en visibilité directe. D'après notre revue de la littérature pour une topologie LOS le canal minier peut être modélisé par un canal de Rice. Un deuxième cas de figure de notre étude est le cas où les deux nœuds qui communiquent ne sont pas en visibilité directe (NLOS). Alors d'après la revue de la littérature, pour une topologie NLOS le canal minier peut être modélisé par un canal de Rayleigh.

Dans le cadre de notre étude préliminaire, nous commençons par valider les performances des méthodes de communication pour le modèle de canal dans le pire et le meilleur cas. D'abord, le meilleur cas est le canal avec un seul trajet avec un bruit gaussien ; c'est le canal Gaussien. Ensuite le pire cas est le cas où notre modèle comporte le nombre maximum de trajets pour les deux topologies LOS et NLOS. C'est les deux canaux LOS et NLOS avec dix trajets. L'ensemble de ces trois

modèles serviront à valider de façon préliminaire les performances des méthodes de communication pour les RCSF.

5.1.2. Modèle dynamique

Dans cette étude, trois scénarios de mobilité sont considérés, à savoir, un canal radio statique, un canal radio pour le cas des piétons et un canal radio pour le cas des véhicules. Pour le cas statique, le décalage de fréquence est 0 Hz vu que la vitesse est nulle. Pour le cas pédestre, un maximum de 10 Hz de décalage de fréquence par effet Doppler a été choisi ce qui correspond à une vitesse maximum de 4,5 km/h. Pour un récepteur radio fixé sur un véhicule, la vitesse maximale dans l'environnement minier ne dépasse pas 16 km/h, ce qui correspond à un décalage maximal de 35 Hz.

Pour la simulation, neuf modèles de canaux, présentée dans le tableau 5.1, ont été définis en fonction des différentes caractérisations de canal et des différents décalages Doppler considérés.

Tableau 5.1 : Récapitulatif des modèles de canal

Modèle de canal	Type	Fréquence Doppler	Vélocité
Gaussien	--	--	--
Canal LOS — Rice 10 trajets	--	--	--
Canal NLOS — Rayleigh 10 trajets	--	--	--
LOS —Rice	Statique	0 Hz	0 km/h
	Pédestre	10 Hz	4.5Km/h
	Véhiculaire	35 Hz	16 km/h
NLOS —Rayleigh	Statique	0 Hz	0 km/h
	Pédestre	10 Hz	4.5 km/h
	Véhiculaire	35 Hz	16 km/h

5.2. Les modèles simulés

IEEE 802.15.4 est la norme principale pour la couche physique (PHY) et la sous-couche MAC pour les LP-WPAN. La spécification pour la couche physique conçue

pour les applications SUN est mise à jour dans l'amendement IEEE 802.15.4g de la norme.

5.2.1. Architecture de l'émetteur-récepteur IEEE 802.15.4

La norme IEEE 802.15.4 utilise deux bandes de fréquences 868/915 MHz et 2,4 GHz. Dans ce travail, les paramètres de la simulation sont basés sur les spécifications IEEE 802.15.4 pour la bande de fréquences 2,4 GHz. La bande de 2,4 GHz est utilisée avec la modulation Offset Quadrature Phase Shift Keying (O-QPSK) avec mise en forme d'impulsion demi-sinusoïdale. La structure de trame appelée unité de donnée de protocole physique ou Physical Protocol Data Unit (PPDU) a été adoptée. Une trame PPDU est composée de l'en-tête de synchronisation (5 octets), l'en-tête physique (1 octet) et l'unité de données de service physique (0 à 127 octets) [14].

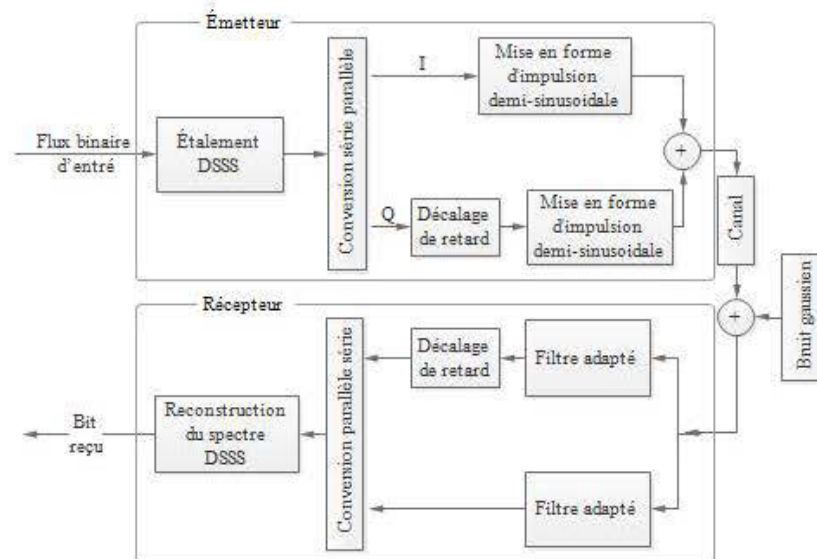


Figure 5.1 : Schéma bloc de l'émetteur-récepteur IEEE 802.15.4

Tableau 5.2 : Correspondance entre Chip et symbole

Symbole		Chip
Décimale	Binaire	Séquence PN
0	0000	1101 1001 1100 0011 0101 0010 0010 1110
1	0001	1110 1101 1001 1100 0011 0101 0010 0010
2	0010	0010 1110 1101 1001 1100 0011 0101 0010
3	0011	0010 0010 1110 1101 1001 1100 0011 0101
4	0100	0101 0010 0010 1110 1101 1001 1100 0011
5	0101	0011 0101 0010 0010 1110 1101 1001 1100
6	0110	1100 0011 0101 0010 0010 1110 1101 1001
7	0111	1001 1100 0011 0101 0010 0010 1110 1101
8	1000	1000 1100 1001 0110 0000 0111 0111 1011
9	1001	1011 1000 1100 1001 0110 0000 0111 0111
10	1010	0111 1011 1000 1100 1001 0110 0000 0111
11	1011	0111 0111 1011 1000 1100 1001 0110 0000
12	1100	0000 0111 0111 1011 1000 1100 1001 0110
13	1101	0110 0000 0111 0111 1011 1000 1100 1001
14	1110	1001 0110 0000 0111 0111 1011 1000 1100
15	1111	1100 1001 0110 0000 0111 0111 1011 1000

Les colonnes d'information binaires de 250 kb/s, générés au niveau de la couche supérieure, sont mappées en symbole de 4 bits. Les symboles sont codés en utilisant la technique DSSS, où chaque symbole est mappé à une séquence PN de 32 chips comme illustrés dans le tableau 5.2. Ensuite, les indices pairs parmi les 32 séquences de Chip sont mappés sur la phase I, tandis que les indices impairs sont mappés à la phase Q. Pour former le Chip de décalage de modulation entre la phase I et la phase Q, un Chip de la phase Q est retardée d'une demi période de Chip. Ce travail est basé sur le schéma bloc de l'émetteur-récepteur IEEE 802.15.4 présenté à la figure 5.1. Le signal résultant subit une convolution avec la réponse impulsionnelle du canal avant d'ajouter un bruit gaussien.

5.2.2. Architecture de l'émetteur-récepteur IEEE 802.15.4g

IEEE 802.15.4g est une norme définie pour les réseaux SUN avec des modèles pour la couche physique à débit multiple et à région multiple (Multi-Rate/Multi-Region). La bande de fréquences pour ces modèles varie de 700 MHz à 1 GHz et fonctionne à 2,4 GHz pour une utilisation sans licence. Trois types de couches physiques ont été proposées, y compris MR-FSK, MR-OFDM, et MR-O-QPSK. La couche physique MR-OFDM comprend quatre options, chacune étant caractérisée par la taille de la transformée de Fourier discrète (DFT), la bande passante du canal, et des débits de données. Aux fins de cette étude, la spécification MR-OFDM pour 2,4 GHz est prise en compte avec l'option 2 de cette couche physique. Le tableau 5.3 résume les spécifications pour l'option 2 de la couche physique 802.15.4g MR-OFDM.

Tableau 5.3 : Paramètres de la couche physique 802.15.4g MR-OFDM option 2 [5]

Paramètre		Option 2
Bande passante (kHz)		552
Espacement canal (kHz)		800
Taille de TFD 64	Nombre de sous porteuse de donnée	48
	Nombre de sous porteuse pilote	4
MCS0 (kb/s) (BPSK taux 1/2 & 4x étalement de fréquence)		50
MCS1 (kb/s) (BPSK taux 1/2 & 2x étalement de fréquence)		100
MCS2 (kb/s) (QPSK taux 1/2 & 2x étalement de fréquence)		200
MCS3 (kb/s) (QPSK taux 1/2)		400
MCS4 (kb/s) (QPSK taux 3/4)		600
MCS5 (kb/s) (16-QAM taux 1/2)		800

La couche physique MR-OFDM permet de réaliser des débits de données allant de 50 kb/s à 800 kb/s en fonction du nombre de porteuses actives et du schéma de codage et de modulation (MSC). Comme on peut le voir dans le tableau 5.3, les schémas de modulation sont BPSK, QPSK, et 16-QAM. En outre, le codage de canal est obligatoire avec un codeur convolutif de taux de codage $R = \frac{1}{2}$. Pour ce travail, MSC1, MSC3 et MSC5 sans étalement de fréquence ont été considérés; ils correspondent respectivement à des taux de données de 200kb/s, 400 kb/s et 800 kb/s. L'espacement entre les sous-porteuses MR-OFDM est constant et est égal à 10 416 kHz. Donc la durée d'un symbole utile est de 96 μ s auquel un préfixe cyclique de duré 24 μ s est ajouté d'où un temps symbole de 120 μ s. La structure de l'émetteur-récepteur MR-OFDM est illustrée dans la figure 5.2.

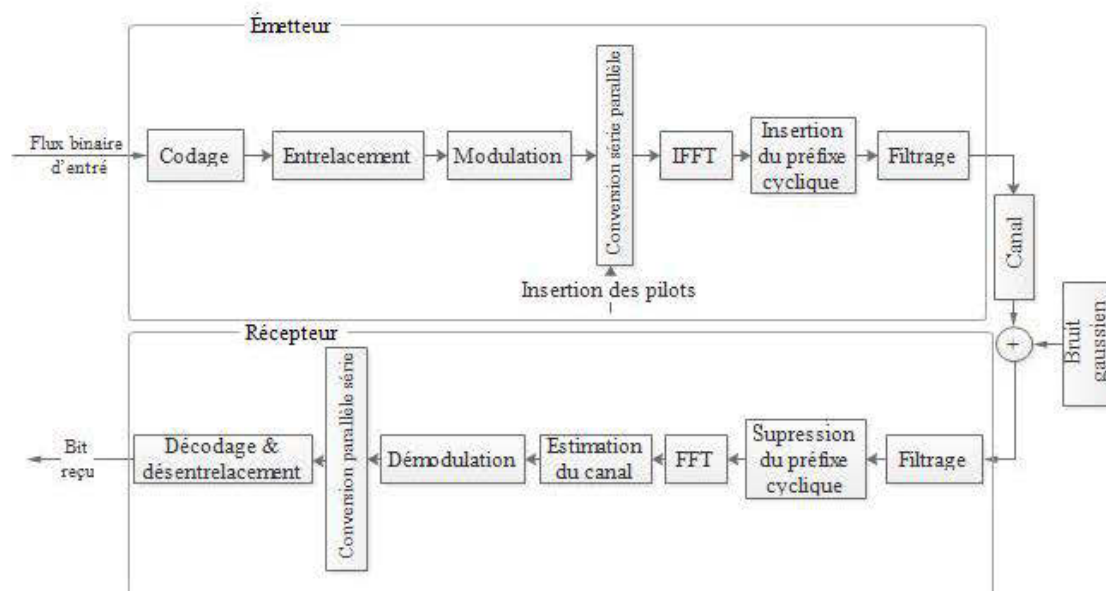


Figure 5.2 : Schéma bloc de l'émetteur-récepteur IEEE 802.15.4g

Le flux de bits d'entrée est codé et entrelacé. Ensuite, le signal est mappé en symboles complexes. Après cela, les pilotes, générés sur la base de séquence PN, sont insérés. Afin d'obtenir le signal dans le domaine temporel, une transformée de

Fourier rapide inversée (IFFT) est appliquée au signal résultant. Après cela, le préfixe cyclique est inséré. Les symboles OFDM obtenus sont concaténés dans un flux de signaux et filtrés. Un bruit blanc gaussien est ajouté au résultat de convolution du signal obtenu avec la réponse impulsionnelle du canal. Du côté du récepteur, en se basant sur le signal pilote reçu, une estimation de canal est réalisée selon la technique des moindres carrés avec une interpolation linéaire [45]. Le canal estimé est ensuite utilisé pour effectuer l'égalisation de canal.

5.3. Les modèles pour le banc d'essai

Dans cette section nous allons décrire l'architecture des blocs GNU Radio présentée dans [23,24] et qui nous ont permis de mettre en place à l'aide de la radio logicielle les émetteurs-récepteurs IEEE 802.15.4/g.

5.3.1. Schéma bloc de l'émetteur-récepteur IEEE 802.15.4

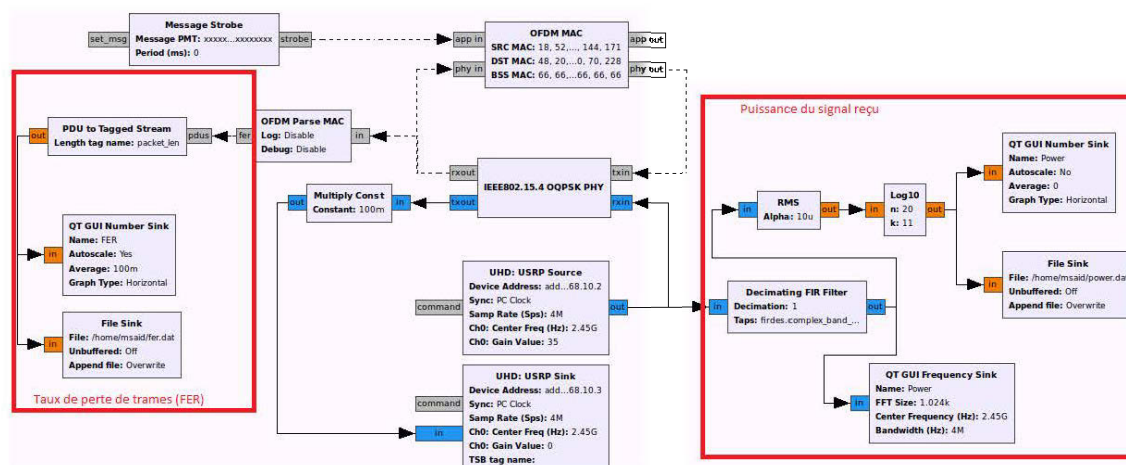


Figure 5.3 : Bloc GNU radio pour IEEE 802.15.4

La figure 5.3 montre l'architecture des blocs GNU radio qui permettent de réaliser la couche physique IEEE 802.15.4. Cet émetteur-récepteur comporte principalement deux blocs à savoir un bloc qui permet de réaliser les fonctions de la couche MAC et un bloc qui permet de réaliser les fonctions de la couche physique. Ce dernier est directement relié aux blocs d'interfaçage avec les cartes USRP. Nous avons ajouté à

ces deux blocs fonctionnels des blocs qui permettent de calculer la puissance du signal reçu et le taux d'erreur sur trame. À l'entrée de la couche MAC est branché un bloc qui permet d'émettre de façon périodique des paquets de taille constante.

5.3.2. Schéma bloc de l'émetteur-récepteur IEEE 802.15.4g

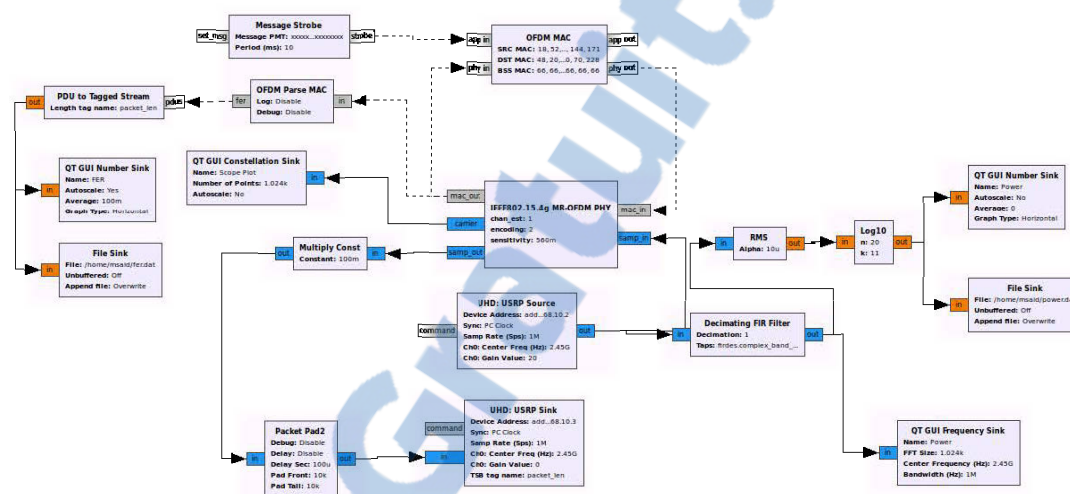


Figure 5.4 : Bloc GNU radio pour IEEE 802.15.4g

La figure 5.4 illustre l'architecture de l'émetteur-récepteur IEEE 802.15.4g qui permet de réaliser le fonctionnement au niveau de la couche physique et MAC. Ces blocs sont exactement les mêmes que ceux présentés précédemment à l'exception de la couche physique qui a été changée de la couche physique avec DSSS OQPSK à celle avec OFDM.

5.4. Conclusion

Ce chapitre nous a permis de décrire les modèles sur lesquels nous nous sommes basés pour notre étude. Cette description nous permettra de passer à la phase suivante qui est la présentation et l'analyse des résultats obtenus par simulation et pour notre banc d'essai.

Chapitre 6 : ÉVALUATION DES PERFORMANCES PAR SIMULATION

6.1. Introduction

Dans ce chapitre nous allons présenter les résultats de simulation des performances de la norme IEEE 802.15.4 et de l'extension 802.15.4g de cette norme. Pour commencer, nous présentons les paramètres des scénarios de simulation. Par la suite, nous allons présenter les résultats de simulation pour différents modèles de canal : un canal Gaussien, canal LOS et canal NLOS avec les différents cas de figure.

6.2. Paramètres de simulation

Les paramètres de simulation du canal ont été repris des résultats de mesures expérimentales présentés dans [31]. Ces paramètres du modèle statistique ont été établis en fonction des mesures faites dans une ancienne mine d'or souterraine. Les paramètres de Poisson modifiés ainsi que les gains relatifs de chaque trajet pour les environnements LOS et NLOS sont illustrés dans le tableau 6.1. Le facteur K de Rice considéré pour la zone LOS est 5,57 [22]. Le délai d'inter-arrivée est supposé constant et égal à 8 ns. Étant donné que la puissance reçue est négligeable après le dixième trajet [30], un maximum de 10 trajets est considéré dans les modèles dérivés. La probabilité d'occurrence de chaque trajectoire est calculée en utilisant la loi de Poisson modifiée.

Sur la base des résultats de [31], la plupart des réponses impulsionnelles mesurées sont composées de 3, 4 ou 5 trajets principaux. Dans ce travail, un modèle de canal à 4 trajets a été calculé sur la base des paramètres présentés.

Pour le présent chapitre, des simulations Matlab exhaustives ont été réalisées afin d'évaluer et de comparer le BER de deux techniques de communication. Le taux de perte de paquet ou Frame Error Rate (FER) a aussi été considéré pour la pertinence de l'étude de la performance. En supposant que les erreurs de bits soient

indépendantes et identiquement distribuées, FER a été calculé en utilisant l'équation (6.1) :

$$FER = 1 - (1 - BER)^N \quad (6.1)$$

où N est la taille de trame. Pour le calcul du FER, une taille de trame de 50 octets est choisie pour les différents cas. Sur la base de ce calcul du FER, les performances en termes de débit sont étudiées. Le débit est établi sur la base de l'équation (6.2) :

$$T = (1 - FER) \times D \quad (6.2)$$

où T est le débit réel et D est le débit maximal de la couche physique évaluée.

Tableau 6.1 : Paramètres de simulation [22]

Canal	LOS			NLOS		
	Poisson modifié (K, λ)		Gain (dB)	Poisson modifié (K, λ)		Gain (dB)
Trajet 1	0	0,34	0	0	0,43	0
Trajet 2	0,72	0,77	-7,45	0,42	0,86	-6,22
Trajet 3	0,67	0,85	-13,98	0,36	0,97	-11,8
Trajet 4	0,77	0,58	-18,93	0,60	0,69	-16,32
Trajet 5	0,88	0,45	-22,01	0,77	0,48	-19,53
Trajet 6	1,03	0,19	-88,65	1,04	0,28	-21,49
Trajet 7	1,29	0,18	-89,34	1,19	0,11	-22,54
Trajet 8	1,37	0,07	-89,63	1,30	0,07	-23,06
Trajet 9	1,43	0,06	-89,74	1,42	0,06	-23,31
Trajet 10	1,40	0,01	-89,79	1,41	0,01	-23,42

6.3. Résultats de simulation préliminaires

Dans cette section nous testons les performances des méthodes de communication choisies de façon préliminaire. En effet nous présentons les performances des techniques pour un canal simple et deux canaux complexes.

6.3.1. Performances pour le canal Gaussien

La figure 6.1 montre les performances des différents modèles de la couche physique pour le canal AWGN en termes de BER et de débit en fonction du rapport signal sur bruit ou Signal to Noise Ratio (SNR). Sur la base de ces résultats, afin de garantir un débit de données significatif, une technique de modulation ayant un nombre élevé de bits par symbole doit être utilisée.

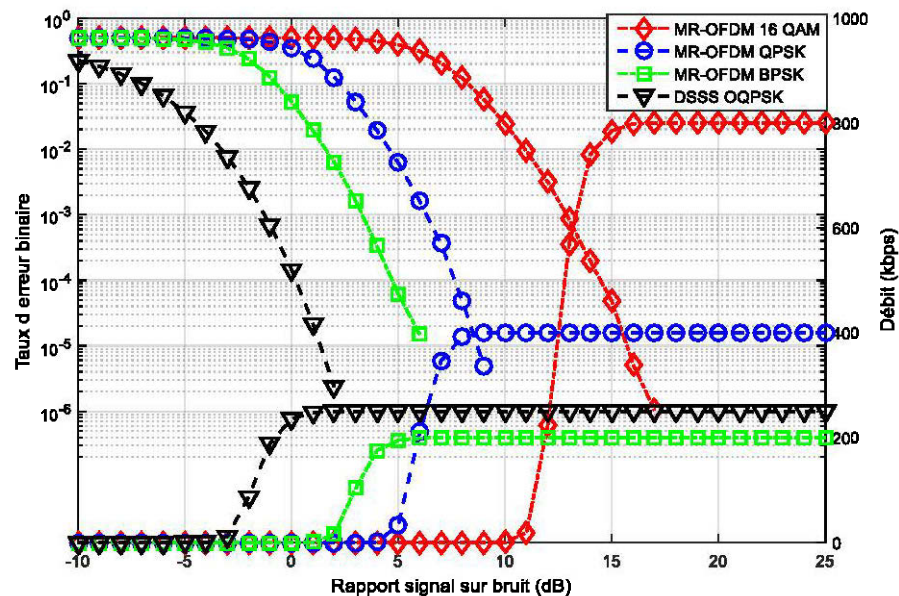


Figure 6.1 : Les performances de BER et de débits pour le canal AWGN [1]

Cependant, la complexité de la technique de modulation augmente la vulnérabilité du signal au bruit. Par exemple, pour un BER de 10^{-3} , le SNR de BPSK est 3 dB inférieur à celui des QPSK et 10 dB inférieur à celui de 16-QAM. Par

conséquent, si le débit de données requis par l'application est élevé, la modulation est complexe, impliquant une augmentation de la sensibilité au bruit.

En ce qui concerne la couche physique DSSS O-QPSK, un débit supérieur à celui de la technique MR-OFDM BPSK est obtenu avec un SNR beaucoup plus faible. En effet, pour obtenir un BER de 10^{-3} le SNR pour le DSSS O-QPSK est 4 dB inférieur à celui de la technique MR-OFDM BPSK. Le débit maximal pour DSSS O-QPSK est 50 kb/s supérieure à celui de l'OFDM BPSK. Par conséquent, il est avantageux d'utiliser la norme IEEE 802.15.4 quand une faible complexité et une structure peu coûteuse sont nécessaires. Par ailleurs, les techniques OFDM peuvent être utilisées pour améliorer la performance de débit du système.

6.3.2. Performances pour le canal LOS

La figure 6.2 présente les performances des deux techniques de communication pour un canal de communication minier avec un maximum de 10 trajets pour une topologie LOS. Ce cas présente le pire cas. C'est le cas où tous les 10 trajets sont présents. Donc ce canal n'est pas conforme au modèle choisi, mais permet de valider les performances des méthodes pour un canal très sévère. D'après les résultats de la figure 6.2, les performances pour les techniques avec OFDM sont affectées un peu par le canal. En effet, ces techniques sont conçues pour faire face au caractère sélectif du canal minier avec une méthode d'égalisation simple. Par contre, pour la technique DSSS-OQPSK les performances se sont nettement détériorées par rapport au canal AWGN. Cette détérioration des performances peut être expliquée par le fait que ni une méthode d'égalisation ni une technique de correction d'erreur ne sont appliquées. De ce fait, cette technique est très sensible à l'évanouissement multi trajets.

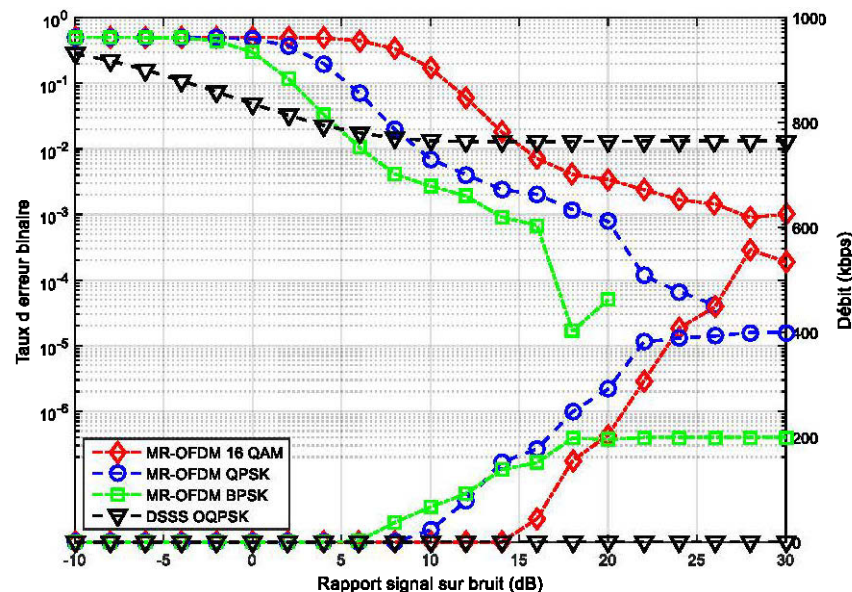


Figure 6.2 : les performances de BER et de débits pour le canal LOS 10 trajets

6.3.3. Performances pour le canal NLOS

La figure 6.3 présente les performances des deux techniques choisies pour une topologie NLOS avec un maximum de 10 trajets. De même que la sous-section précédente, le but est de tester les limites des deux techniques de communication pour un modèle où tous les trajets sont présents. Les résultats pour les techniques OFDM sont presque semblables au cas LOS. Ça s'explique par l'utilisation des techniques de codage et d'égalisation qui permettent de diminuer l'effet des distorsions introduites par le canal de communication minier. En contrepartie, la norme de base des RCSF ne permet pas de réaliser des communications pour une topologie NLOS avec un maximum de trajet, d'où l'importance de considérer l'extension « g ». Dans le reste du chapitre, nous allons tester les performances des méthodes 805.15.4/g pour les modèles de canal minier établi suivant chaque scénario.

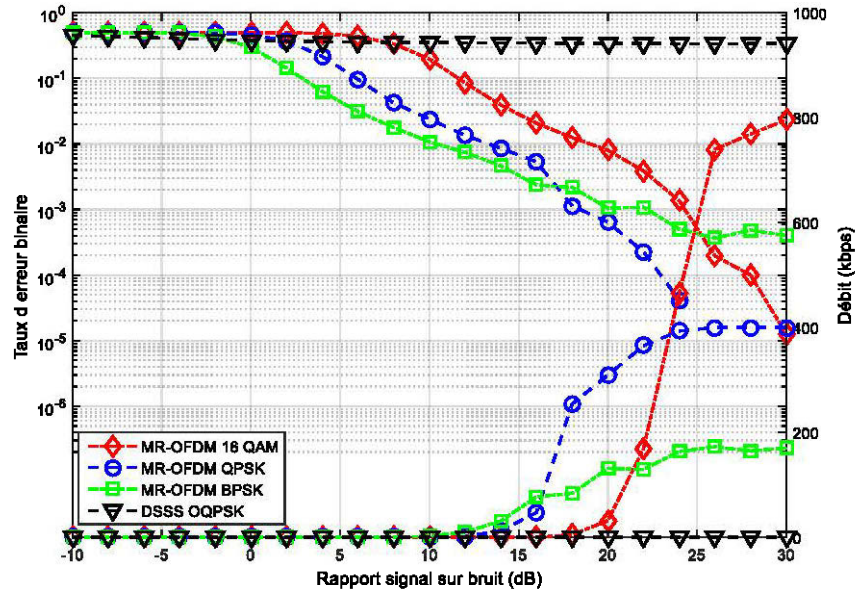


Figure 6.3 : Les performances de BER et de débits pour le canal NLOS 10 trajets

6.4. Résultat de simulation pour une topologie LOS

6.4.1. Performances pour le canal de Rice statique

Les performances des couches physiques DSSS O-QPSK et MR-OFDM pour un environnement LOS sont illustrées sur la figure 6.4. Les performances pour toutes les techniques ont été légèrement dégradées par rapport au canal AWGN. Pour la technique MR-OFDM avec BPSK, afin d'obtenir un BER de 10^{-3} pour le canal de Rice statique, le SNR doit être 3 dB de plus que celui du canal Gaussien.

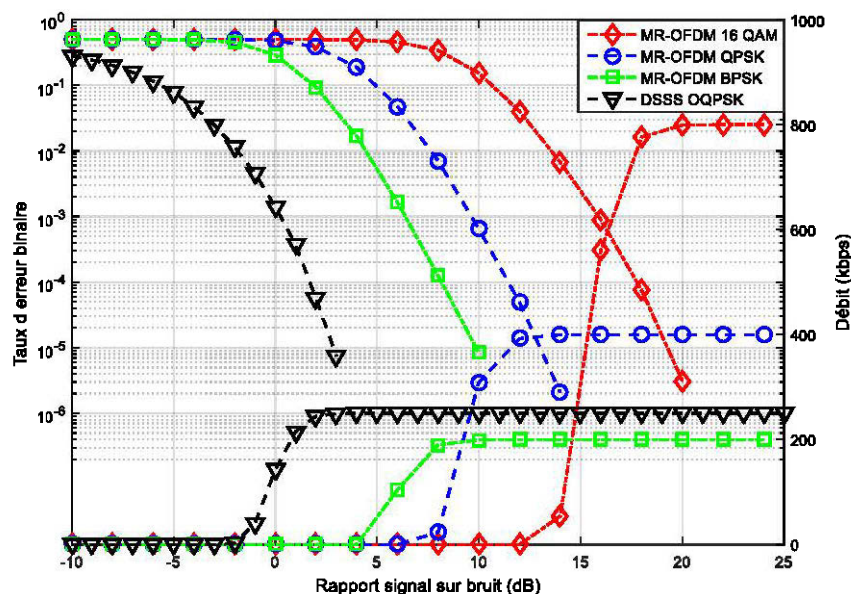


Figure 6.4 : Les performances de BER et de débits pour le canal LOS statique [2]

Considérons la couche physique DSSS O-QPSK, en dépit de la mise en œuvre d'un canal avec des composants multi trajets, le rendement est encore acceptable. Par rapport au canal gaussien, pour obtenir le même BER, le SNR a augmenté de 1 dB. Ceci peut être expliqué par le fait que le canal n'est pas sélectif en fréquence. En outre, sans égalisation ou codage de canal, les performances DSSS O-QPSK sont meilleures que celle de MR-OFDM, sauf pour le débit. Par conséquent, pour un canal LOS statique, si un faible débit est toléré, le DSSS O-QPSK est meilleur que toutes les techniques OFDM.

6.4.2. Performances pour un canal de Rice pédestre

L'expérience de la section précédente est répétée pour le canal LOS avec un récepteur pédestre mobile ; les résultats sont présentés sur la figure 6.5. Dans ce cas, les techniques MR-OFDM ont gardé les mêmes performances que pour le canal LOS statique. Ceci est expliqué par l'utilisation à la fois du codage et de l'égalisation de canal. Par conséquent, la distorsion introduite par le canal mobile est presque annulée.

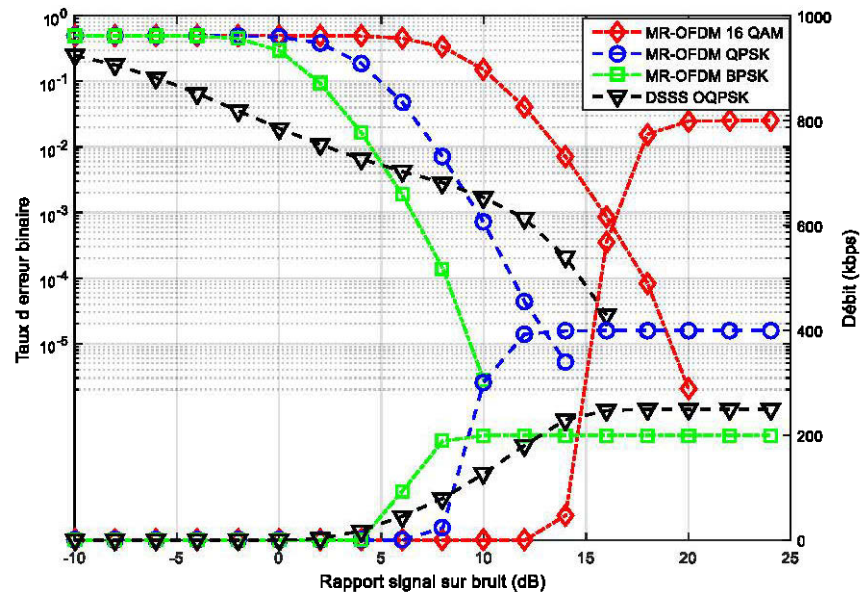


Figure 6.5 : Les performances de BER et de débits pour le canal LOS pédestre [2]

Cependant, pour la technique DSSS O-QPSK, les performances en BER sont considérablement dégradées, mais restent acceptables. En effet, pour le canal LOS pédestre, cette technique a besoin d'un supplément de 11 dB afin de maintenir un BER de 10^{-3} par rapport au canal LOS statique. Cette dégradation est expliquée par le fait que ni le codage de canal ni l'égalisation ne sont appliqués. Compte tenu du fait que l'égalisation de canal peut être coûteuse (en termes de ressources) pour cette technique, l'utilisation de MR-OFDM s'avère être une meilleure solution pour le cas d'un piéton en mouvement dans un canal LOS.

6.4.3. Performances pour un canal de Rice véhiculaire

Figure 6.6 compare les techniques de communication présentées pour le canal LOS avec un récepteur véhiculaire mobile (se déplaçant à 16 km/h). Pour ce canal, les techniques MR-OFDM maintiennent un BER satisfaisant. En effet, pour une modulation 16 QAM, un BER de 10^{-3} est atteint à un SNR de 16 dB, ce qui est égal à la valeur observée pour le canal LOS pédestre. Par conséquent, pour un canal LOS, la

mobilité a très peu d'influence sur les techniques OFDM pour les décalages de fréquence Doppler considérées.

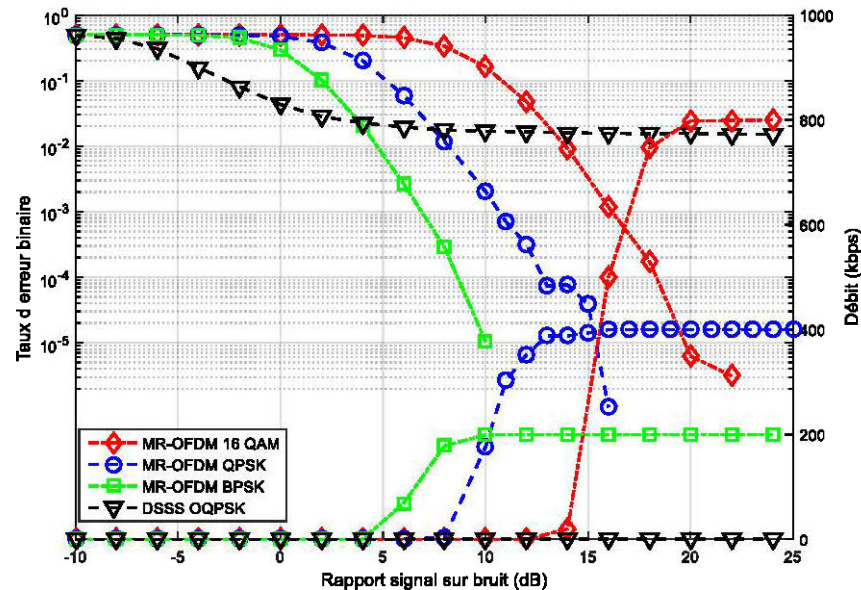


Figure 6.6 : Les performances de BER et de débits pour le canal LOS véhiculaire [2]

De l'autre côté, les performances des communications basées sur la technique DSSS O-QPSK sont considérablement détériorées. Le BER de 10^{-3} n'est plus atteignable et il se stabilise à 0,005 à partir d'un SNR de 10 dB. Afin d'obtenir des performances acceptables, les techniques de codage de canal doivent être considérées.

Enfin, pour le cas d'un véhicule mobile dans un canal LOS, la couche physique MR-OFDM est meilleure que celle avec DSSS, d'où l'importance de l'application de la nouvelle norme de l'IEEE 802.15.4g.

6.5. Résultats de simulation pour une topologie NLOS

6.5.1. Performances pour le canal de Rayleigh statique

La figure 6.7 montre la comparaison des deux techniques de communication pour le cas d'une topologie NLOS statique. Bien que les techniques MR-OFDM aient des performances similaires à ceux obtenus pour la topologie LOS statique, la performance de DSSS O-QPSK s'est sensiblement dégradée pour le même canal. En fait, pour un SNR de 24 dB, le BER n'a pas encore atteint une valeur de 10^{-3} . En dépit du fait que le canal est statique, une mauvaise performance de débit a été obtenue pour la technique DSSS O-QPSK pour un niveau relativement élevé de SNR. Par conséquent, dans ce cas, les techniques MR-OFDM fournissent de meilleures performances avec une augmentation importante du débit atteint. Par conséquent, pour le canal NLOS statique, les techniques MR-OFDM surpassent clairement les techniques basées sur du DSSS O-QPSK.

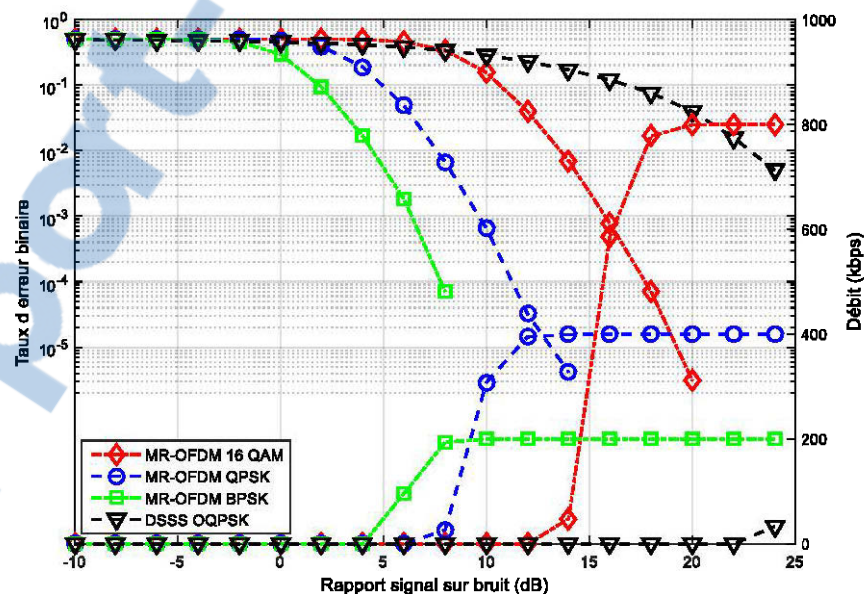


Figure 6.7 : Les performances de BER et de débits pour le canal NLOS statique [2]

6.5.2. Performances pour le canal de Rayleigh mobile

Les figures 6.8 et 6.9 représentent respectivement la performance comparative des simulations NLOS avec un récepteur mobile pédestre et véhiculaire. Il est clair que pour ces deux cas, la technique DSSS O-QPSK ne parvient pas à fournir une communication indépendamment des valeurs de SNR.

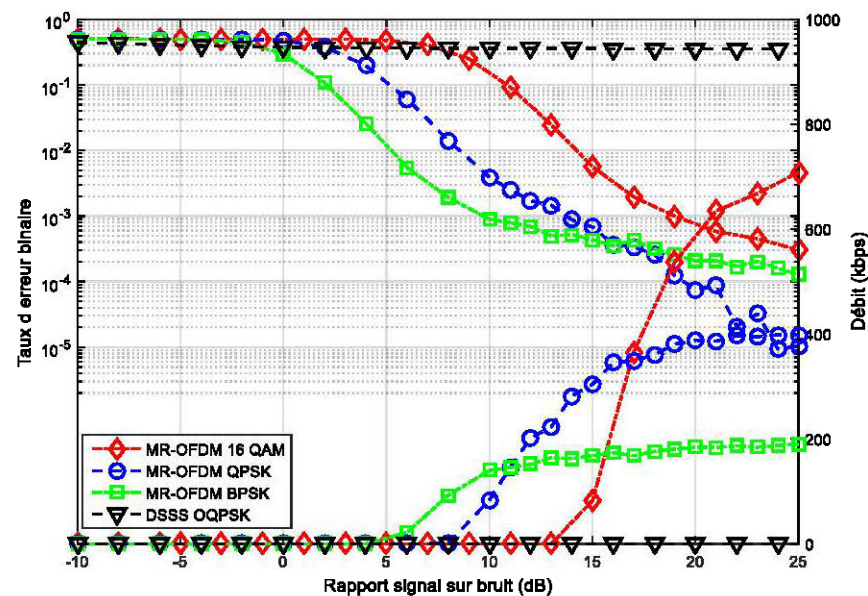


Figure 6.8 : Les performances de BER et de débits pour le canal NLOS pédestre [2]

Cependant, dans le cas de MR-OFDM, le BER est dégradé, mais la communication est encore possible ; il est à noter qu'un BER en dessous de 10^{-3} est atteint pour des valeurs relativement élevées de SNR. À ces valeurs de SNR, 90 % du débit maximum est obtenu pour les trois techniques de modulation. Ça s'explique par le fait que les techniques MR-OFDM utilisent la correction d'erreur en même temps que l'égalisation afin de réduire l'effet des distorsions introduit par le canal.

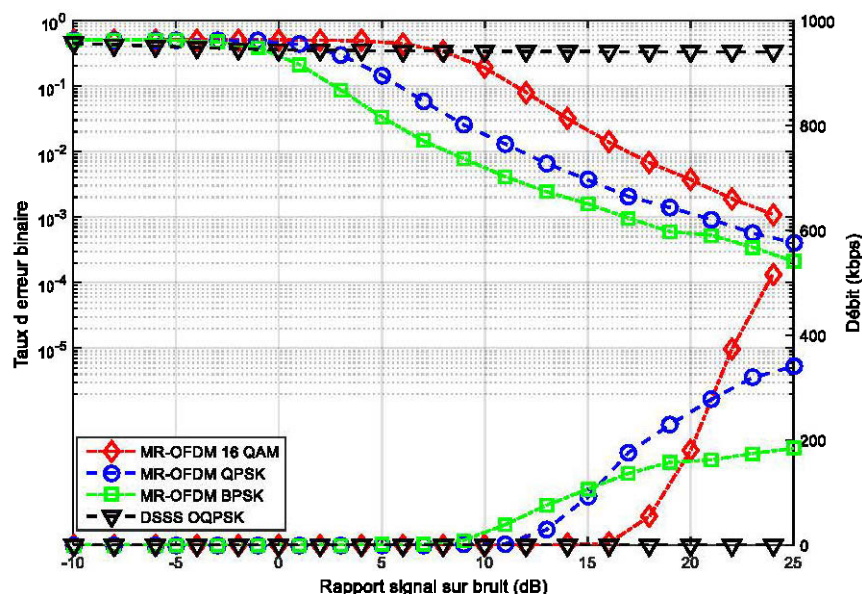


Figure 6.9 : Les performances de BER et de débits pour le canal NLOS véhiculaire [2]

6.6. Récapitulatif des résultats

Dans ce chapitre, les performances des couches physiques IEEE 802.15.4/4g ont été évaluées pour les modèles des canaux proposés dans des environnements LOS et NLOS. La technique basée sur 802.15.4 a montré des performances acceptables uniquement pour le modèle de canal LOS, où il y a peu ou pas de mobilité. Afin de rendre les performances de la technique basée sur du DSSS O-QPSK meilleur, l'utilisation du codage de canal et des techniques d'égalisation de canal doit être envisagée.

La technique basée sur IEEE 802.15.4g MR-OFDM peut fournir une communication fiable, même dans un environnement sans-fils avec mobilité et évanouissement multi trajet. En outre, cette technique offre une transmission de données à haute vitesse et une utilisation efficace de la bande passante. Elle permet aussi de réaliser des débits de donnée qui sont importants par rapport à ceux offerts par la technique avec DSSS-OQPSK. Un important débit de donnée est primordial

pour satisfaire les besoins en débit des applications multimédias. Cependant, elle présente une structure complexe ; par conséquent, sa mise en œuvre est difficile et coûteuse.

Donc pour récapituler, l'extension 802.15.4g permet d'augmenter la fiabilité des RCSF tout en assurant des débits plus importants que la norme de base. Ces deux avantages font de la norme 802.15.4g un choix de qualité pour le déploiement des RCSF dans un environnement de mine souterraine.

6.7. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté les résultats de simulation des techniques de communication pour un environnement minier. Ce qui nous permet de passer au prochain chapitre qui présente les résultats obtenus sur un banc d'essai.

Chapitre 7 : ÉVALUATION DES PERFORMANCES PAR UN BANC D'ESSAI

7.1. Introduction

Dans cette partie, nous allons nous intéresser à la réalisation d'émetteur/récepteur pour les deux couches physiques IEEE 802.15.4 et IEEE 802.15.4g à l'aide de la radio logicielle. Pour ce faire, nous allons principalement considérer le travail fait dans [23] et [24] pour tester les performances des normes IEEE 802.15.4/4g. Le but de notre travail est de vérifier au niveau physique les performances de ces deux techniques. Nous allons principalement essayer d'extraire deux métriques à savoir le taux de perte des trames et la puissance du signal reçu pour différent cas d'étude. Ce travail permettra de valider certains des résultats obtenus par simulation.

Ce chapitre est structuré comme suit : d'abord, nous allons expliquer l'intérêt d'utiliser la radio logicielle pour l'expérimentation. Par la suite, nous allons présenter le dispositif expérimental et le protocole expérimental suivi. Finalement, nous présentons les résultats obtenus en comparant ceux-ci avec les précédents résultats de simulation.

7.2. Intérêt de l'utilisation de la radio logicielle

L'expérimentation est un moyen important qui peut compléter l'évaluation de performance par simulation des systèmes de communication sans-fils. Ceci permet d'augmenter considérablement la confiance dans les résultats obtenus.

Actuellement, il existe deux approches générales pour mener des recherches expérimentales pour les RCSF. Tout d'abord, nous pouvons compter sur des nœuds capteurs réels. Cette approche est facile à réaliser et, ceci est dû au fait que les nœuds ne sont pas chers, donc un plus grand réseau peut être étudié avec des coûts relativement modérés. Cependant, l'inconvénient de l'utilisation des nœuds réels est que les métriques récupérables sont celles prises en compte par l'équipement. Les

nœuds capteur réels sont, par conséquent, bien adaptés pour étudier des métriques du niveau applicatif, mais pourraient ne pas avoir la possibilité d'expliquer certains des effets au niveau physique, certaines métriques ne sont pas accessibles. Par exemple, il peut être difficile de déterminer si une panne est survenue en raison des interférences ou à cause du bruit vu que les nœuds réels ne fournissent pas d'informations sur les paquets qui ne peuvent pas être décodés. Un autre inconvénient potentiel est que les nœuds réels ne peuvent pas être utilisés pour étudier de nouvelles spécifications pour la couche physique. En outre, pour certaines des couches physiques proposées, il n'y a pas encore d'équipement commercialisé disponible.

Une seconde approche pour mener la recherche expérimentale est l'utilisation de la Radio Logicielle (RL), où le traitement du signal se fait dans le logiciel au lieu d'être caché à l'intérieur de l'émetteur-récepteur. Cette approche est utilisée dans la littérature pour tester les nouvelles méthodes de communication pour lesquelles il n'y a pas d'équipement commercialisé [38-44]. Un système RL se compose d'une plateforme logicielle de traitement de signal en temps réel et d'une interface RF matérielle pour envoyer et recevoir le signal. Avec un tel système reprogrammable, l'utilisateur dispose d'un contrôle total sur toutes les étapes de traitement du signal. L'inconvénient de la RL est qu'elles augmentent considérablement le coût et la complexité. Ajouté à cela le fait que les systèmes basés sur la RL nécessitent des connaissances avancées en traitement du signal [23].

7.3. Protocole expérimental

Dans cette partie, nous allons présenter le dispositif matériel qui nous permettra de réaliser les mesures dans un environnement du laboratoire.

7.3.1. Dispositif matériel

Comme illustré dans la figure 7.1, le matériel sur lequel est basée notre expérimentation est composé principalement de deux cartes USRP reliées à un

ordinateur par le moyen d'un commutateur Gigabit Ethernet. Les deux cartes USRP vont fonctionner comme nœud émetteur et nœud récepteur. Les deux périphériques radio des deux cartes USRP sont reliés à l'aide d'un câble coaxial et d'un atténuateur.

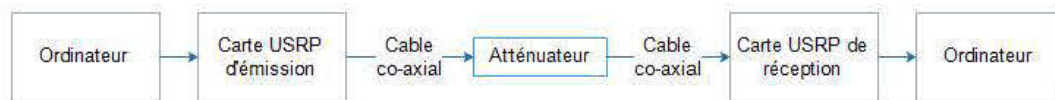


Figure 7.1 : Schéma explicatif du dispositif expérimental

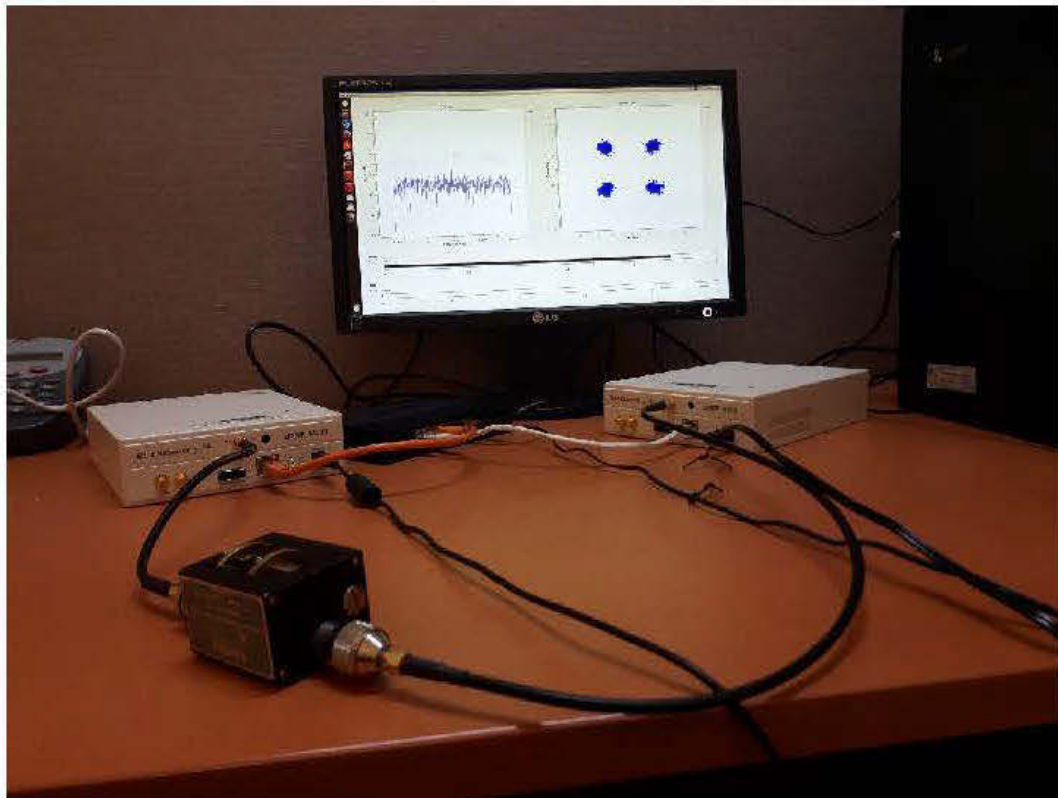


Figure 7.2 : Dispositif expérimental

Pour la mise en place de l'émetteur/récepteur, nous avons utilisé les cartes USRP N210 de Ettus Research, équipé de la carte fille «RFX2400» comme périphérique radio. Ce périphérique radio permet de générer des signaux centrés à 2,4 GHz de la bande ISM. Le dispositif réel avec les deux nœuds USRP, le commutateur et l'ordinateur sont présentés dans la figure 7.2.

7.3.2. Paramètres d'expérimentation

Dans le but de vérifier le bon fonctionnement de notre système et calibrer certains paramètres, nous avons utilisé un analyseur de spectre et un générateur de signal. L'analyseur de spectre branché à la carte émettrice permet de valider que notre signal possède la bonne forme d'onde, occupe la bonne bande passante et est centré sur la bonne fréquence. De l'autre côté, le générateur de signal nous a permis de calibrer la carte de réception pour afficher la valeur exacte de la puissance du signal reçu. Ces deux manipulations nous ont permis de nous assurer du bon fonctionnement du système. Pour finir, les paramètres de l'expérimentation sont illustrés dans le tableau 7.1.

Tableau 7.1 : Paramètres d'expérimentation

	IEEE 802.15.4	IEEE 802.15.4g
Fréquence porteuse	2.45 GHz	2.45 GHz
Bande passante	1 MHz	2 MHz
Modulation	O-QPSK	BPSK, QPSK et 16 QAM
Charge utile PHY	50 octets	127 octets
Temps d'inter-trame	2 ms	2 ms
Égalisation du canal	Combinaison linéaire	Pas d'égalisation
Facteur de CAN	0,1	0,1
Atténuation	23 dB	23 dB
Puissance de réception	10 à 35 dB	10 à 35 dB

7.4. Résultats pour un banc d'essai

Pour réaliser nos expériences, ce que nous avons fait est que nous avons varié la puissance à la réception avec une atténuation constante. Ceci permet indirectement de varier le rapport signal sur bruit. En même temps, nous observons l'effet de cette variation sur le taux d'erreur sur trame et sur la puissance du signal reçu. Il faut préciser aussi que pour chaque variation de 1 dB de la puissance de réception, 1000 trames sont émises avec un délai inter-trame de 2 ms. Les FER et les puissances du signal reçu sont obtenus en faisant une moyenne sur les 1000 trames envoyées.

La figure 7.3 montre la variation du FER en fonction de la puissance de réception. D'après les résultats obtenus, nous remarquons que la méthode avec DSSS OQPSK a presque les mêmes performances que la méthode avec OFDM BPSK. Ceci n'est pas le même résultat que celui obtenu par simulation.

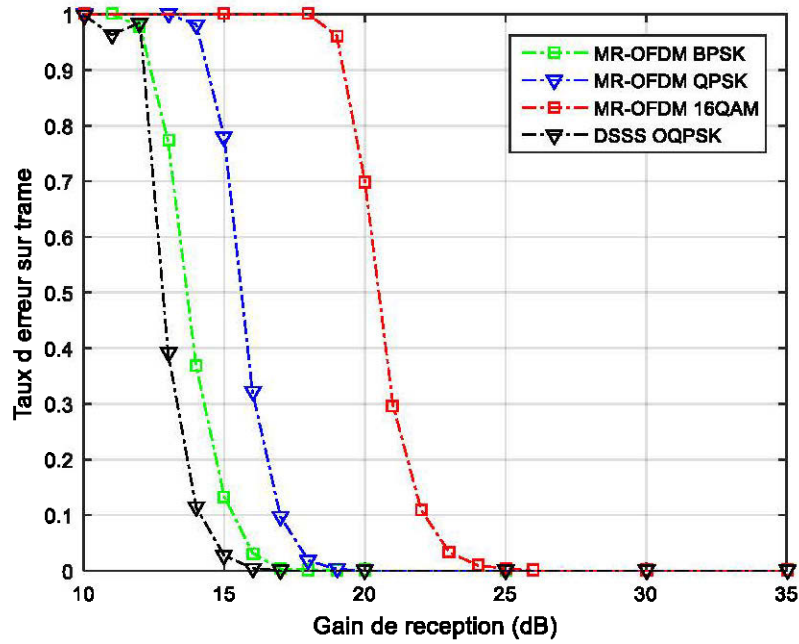


Figure 7.3 : Variation du FER en fonction de la puissance de réception

Dans la figure 7.4, la variation de la puissance du signal reçu en fonction de la puissance de réception est présentée. Il faut préciser que la puissance du signal est mesurée de manière analytique et non pas analogique. En d'autres termes, la puissance de signal est extraite à partir du signal reçu au niveau de la carte USRP en appliquant l'équation (7.1) :

$$P_{reçu}(dB) = 20 \times \log_{10}(RMS(s)) + K \quad (7.1)$$

avec $RMS(s)$ est la moyenne quadratique du signal reçu filtré et K facteur de calibration. D'après la figure 7.4, la variation de la puissance de signal reçu en

fonction du gain de réception est presque linéaire à l'exception de la portion de 10 à 15 dB. Ceci s'explique par des limitations de type matériel lié aux deux cartes filles utilisées à l'émission et à la réception.

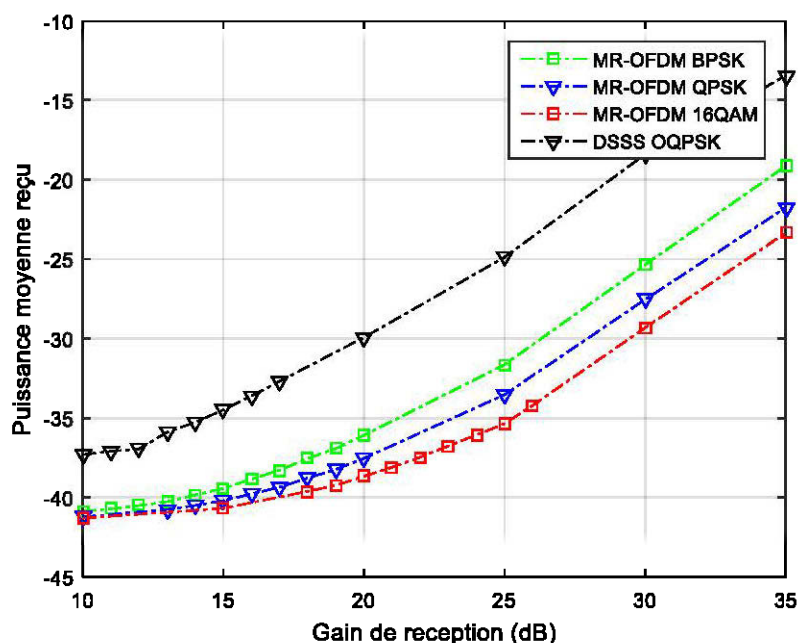


Figure 7.4 : Variation de la puissance du signal en fonction du gain de réception

À partir de la variation du FER, nous avons extrait la variation du BER et de débit en se basant sur l'équation présentée pour les simulations. Et pour chaque méthode, nous avons inséré la taille des trames utilisées dans l'expérimentation soit 50 octets pour DSSS OQPSK et 127 octets pour les méthodes avec OFDM.

La figure 7.5 montre la variation du BER et du débit en fonction de la puissance de réception. Il est à remarquer que pour les puissances de réceptions 10 dB et 11 dB, pour la méthode DSSS OQPSK un BER plus faible que celui d'OFDM BPSK est obtenu. Cependant, ce BER n'est pas assez faible pour obtenir de bonne performance en termes de débit binaire et du FER. Cela aurait été intéressant si nous avons pu diminuer le gain de réception en deçà de 10 dB pour voir les performances de la

méthode DSSS OQPSK. Cependant, ceci est impossible à cause de limitation matérielle liée à la carte fille.

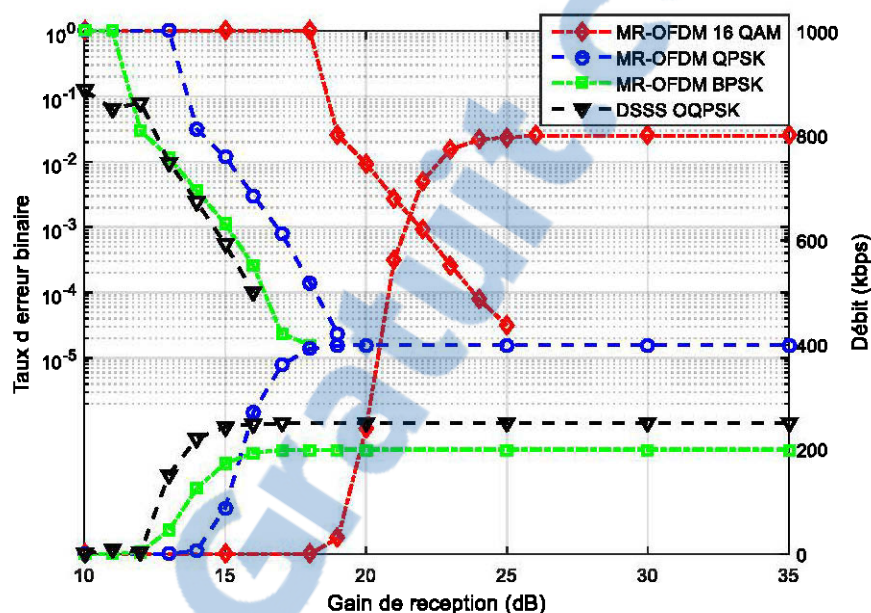


Figure 7.5 : Les performances expérimentales de BER et de débits

De même que pour le FER, le BER des méthodes avec OFDM est similaire à celui obtenu par simulation pour un canal gaussien. Par contre, les résultats obtenus pour DSSS OQPSK sont détériorés par rapport aux simulations. Pour cette méthode, les performances obtenues sont presque similaires à la méthode OFDM BPSK. Alors que par simulation la méthode DSSS OQPSK est beaucoup plus performante que cette dernière surtout dans le cas d'un canal gaussien.

7.5 Conclusion

Pour conclure ce chapitre, nous pouvons dire que les résultats obtenus pour notre banc d'essai viennent consolider les résultats obtenus par simulation pour le canal AWGN. En effet, les résultats expérimentaux des méthodes MR-OFDM sont assez similaires aux résultats de simulations. Cependant, pour la méthode DSSS OQPSK

les performances sont nettement détériorées probablement à cause de certaines limitations dues à l'utilisation des cartes filles un peu anciennes. Comme perspective de ce travail expérimental, il serait intéressant de ramener ces équipements dans la mine et réaliser les différents scénarios de simulation afin de valider les résultats de simulations. Et il est important aussi d'utiliser d'autres cartes filles plus récentes et qui permettraient d'explorer les performances de ces méthodes avec plus de souplesse.

CONCLUSION GÉNÉRALE

L'objectif énoncé de notre projet de recherche est de faire l'étude de la fiabilité des techniques de communication pour les RCSF dans une mine souterraine. Pour ce faire, nous avons choisi de suivre une approche scientifique basée sur la modélisation et la simulation.

Tout d'abord, nous avons choisi un modèle de canal qui permet de modéliser le plus fidèlement possible le canal de propagation minier. Par la suite, nous avons étudié l'effet de ce modèle de canal sur les méthodes de communication les plus répandues pour les RCSF. En d'autres termes, nous avons évalué les performances des deux normes IEEE 802.15.4 et IEEE 802.15.4g pour un canal minier souterrain. Ces simulations ont montré que la nouvelle norme IEEE 802.15.4g dans la version OFDM permet d'assurer une communication stable et d'atteindre des débits de donnée relativement importants même dans un environnement NLOS et avec mobilité. En contrepartie, l'ancienne norme IEEE 802.15.4 ne permet une communication stable que pour une topologie LOS où il n'y a pas de mobilité. Les résultats de simulation montrent alors l'intérêt de passer à la nouvelle norme IEEE 802.15.4g.

Pour la réalisation de notre banc d'essai, nous avons opté pour l'implémentation avec les cartes USRP. Ce choix s'explique par le fait que pour la norme IEEE 802.15.4g il n'y a pas encore de solution toute prête pour les mesures de performance. Donc notre travail d'expérimentation consiste d'abord à réaliser les deux couches physiques IEEE 802.15.4/4g avec l'outil GNU radio. Par la suite, nous avons essayé d'extraire les mêmes métriques de simulation pour pouvoir comparer les performances de notre banc d'essai par rapport à la simulation. Les résultats de mesures réalisées dans le laboratoire montrent que les performances obtenues pour les méthodes avec OFDM ressemblent fortement aux résultats obtenus par simulation

pour un canal gaussien. Cependant pour la méthode DSSS O-QPSK, les performances expérimentales se sont nettement détériorées par rapport à la simulation. Ceci est expliqué par les limitations matérielles que posent les équipements utilisés.

Comme perspective directe de notre travail de recherche, il est possible d'utiliser le dispositif expérimental que nous avons établi dans le laboratoire pour faire des mesures dans une mine souterraine. Ces mesures permettront de valider les différents scénarios que nous avons énumérés pour la simulation. Ces mesures permettront aussi de confirmer par un cas d'étude pratique l'avantage de passer à la nouvelle norme IEEE 802.15.4g. Dans ce travail pratique, il faut aussi considérer l'utilisation de cartes filles plus récentes que celles que nous avons utilisées. En effet, la carte utilisée dans notre travail présente plusieurs limitations ; ce qui nous ont empêchés d'explorer certains aspects pratiques.

Comme autre perspective de notre travail, il est possible aussi d'explorer l'effet du canal minier sur les couches de niveau plus haut, notamment au niveau de la couche routage. Donc ceci revient à étudier l'effet d'un canal minier, ou les signaux peuvent subir plusieurs distorsions, sur l'architecture d'un réseau de capteurs et sur la méthode de routage de l'information à travers ce réseau.

USRP™ N200/N210 NETWORKED SERIES



A.1 Présentation du produit

Les cartes USRP™ N200 et N210 de Ettus Research™ sont la classe la plus performante de la famille de produits USRP™ (Universal Software Radio Peripheral), ce qui permet aux ingénieurs de concevoir rapidement et mettre en œuvre de puissants systèmes de radio logiciels flexibles. Le matériel N200 et N210 est idéal pour les applications nécessitant une haute performance RF et une grande largeur de bande. Ces applications comprennent le prototypage de la couche physique, l'accès dynamique du spectre et la radio cognitive, la surveillance du spectre, l'enregistrement et la lecture, et même le déploiement de réseaux de capteurs.

La gamme de produits en réseau offre la capacité MIMO avec une bande passante élevée et un spectre dynamique. L'interface Gigabit Ethernet permet la connexion entre le N200/N210 et l'ordinateur hôte. Cela permet à l'utilisateur de réaliser 50 MS/s de bande passante en temps réel dans les directions d'émission et de réception, simultanément (full duplex).

Le connecteur MIMO est situé sur le panneau avant de chaque unité. Deux unités peuvent être reliées afin de réaliser une configuration complète MIMO 2x2 avec le câble MIMO en option. Les PPS externes et les entrées de référence peuvent également être utilisés pour créer des systèmes multicanaux. Le N200 et N210 sont en grande partie les mêmes, sauf que le N210 dispose d'un plus grand FPGA pour les utilisateurs qui ont l'intention d'intégrer des fonctionnalités FPGA personnalisées.

Le USRP Hardware Driver™ est le pilote officiel pour tous les produits Ettus. Le pilote USRP Hardware est compatible avec Linux, Mac OSX et Windows.

A.2 Fonctionnalités des cartes USRP N200/N210

- Utilisé avec GNU Radio, LabVIEW™ et Simulink™
- Architecture modulaire : DC-6 GHz
- 100 MS/s dual, 14-bit ADC
- 400 MS/s Dual, 16-bit DAC
- DDC/DUC avec une résolution de 25 mHz
- Streaming Gigabit Ethernet jusqu'à 50 MS/s
- Permet de faire du MIMO entièrement cohérent
- Interface Ethernet Gigabit à l'hôte
- Interface d'extension 2 Gbps
- FPGA de type Spartan 3A-DSP 3400
- SRAM 1 Mo de haute vitesse
- Entrée/sortie auxiliaire analogique et numérique
- Fréquence de référence : 2,5 ppm TCXO
- 0,01 ppm w/Option GPSDO

Tableau A.1 Spécification des cartes USRP N200/N210

Spec	Typ.	Unit	Spec	Typ.	Unit
POWER			RF PERFORMANCE (w/ WBX)		
DC Input	6	V	SSB/LO Suppression	35/50	dBc
Current Consumption	1.3	A	Phase Noise (1.8 GHz)		
w/ WBX Daughterboard	2.3	A	10 kHz	-80	dBc/Hz
CONVERSION PERFORMANCE AND CLOCKS			100 kHz	-100	dBc/Hz
ADC Sample Rate	100	MS/s	1 MHz	-137	dBc/Hz
ADC Resolution	14	bits	Power Output	15	dBm
ADC Wideband SFDR	88	dBc	IIP3	0	dBm
DAC Sample Rate	400	MS/s	Receive Noise Figure	5	dB
DAC Resolution	16	bits	PHYSICAL		
DAC Wideband SFDR	80	dBc	Operating Temperature	0 to 55°	C
Host Sample Rate (8b/16b)	50/25	MS/s	Dimensions (l x w x h)	22x16x5	cm
Frequency Accuracy	2.5	ppm	Weight	1.2	kg
w/ GPSDO Reference	0.01	ppm			

* All specifications are subject to change without notice

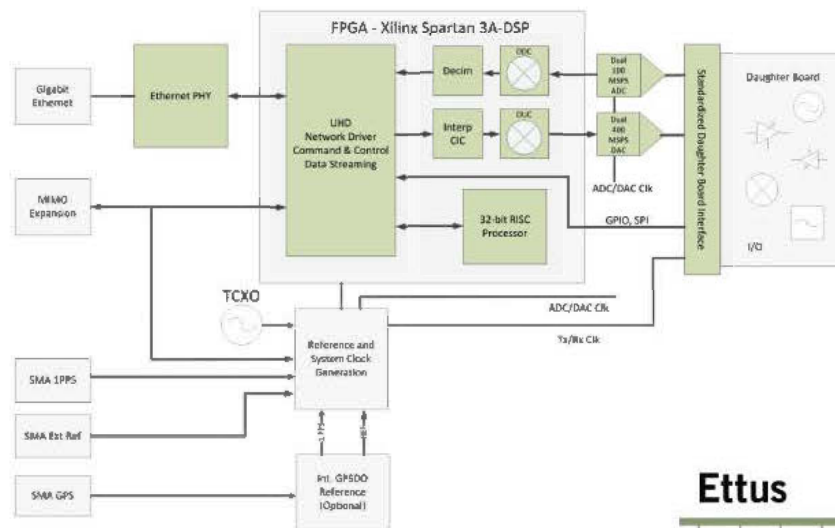


Figure A.1 Schéma des cartes USRP N200/N210

ANNEXE B : EXTRAIT DU DATASHEET DE LA CARTE FILLE RFX2400

B.1 Description du produit

Les cartes filles transforment la carte mère USRP en un système d'émetteur-récepteur RF complet. Avec juste une antenne, ce dispositif permet de faire des communications full duplex à bande passante élevée utilisant des bandes de fréquences populaires. Ces cartes ont de nombreuses caractéristiques qui facilitent leur intégration dans des systèmes plus complexes, tels que des lignes de commande numériques et communications à fréquence divisée.

B.2 Fonctionnalité

- 30 MHz transmettent et reçoivent la bande passante
- Conception entièrement synchrone, avec MIMO
- Toutes les fonctions contrôlables à partir du logiciel ou FPGA
- Oscillateurs locaux indépendants pour TX et RX permettent les opérations à fréquence divisée
- Temps de verrouillage PLL <200 us, peut être utilisé pour le saut de fréquence
- Commutateur T/R intégré
- TX et RX sur le même connecteur ou utilisent le port RX auxiliaire
- 16 lignes numériques E/S pour contrôler des périphériques externes comme les commutateurs d'antenne
- Capteur RSSI analogique intégré
- 70 dB de bande AGC
- Puissance de transmission réglable
- Capable de faire du full-duplex (avec quelques limitations)

B.3 La carte RFX2400

- Bandes de fréquences : 2,3 à 2,9 GHz

- Puissance de transmission : 50 mW (17dBm)

Le RFX2400 est livré avec un filtre passe-bande dans la bande ISM (2400-2483 MHz). Le filtre peut facilement être contourné, permettant la couverture de toute la bande de fréquences.



Figure B.1 La carte RFX2400

ANNEXE C : ARTICLES PUBLIÉS

IEEE 802.15.4 performance evaluation for the underground mine radio-channel

M.S. Mezghanni, N. Kandil and N. Hakem

Underground communications research laboratory (LRTCS)
Université du Québec en Abitibi-Témiscamingue (UQAT) Val d'Or, Québec, Canada.
mohamed-said.mezghanni@uqat.ca, nahi.kandil@uqat.ca, nadir.hakem@uqat.ca

Abstract: In this paper, the effect of the radio-channel in underground mines on Wireless Sensor Networks (WSN) is evaluated through the simulation of the ZigBee/IEEE 802.15.4 physical layer. Since the IEEE 802.15.4 standard has no specification for channel equalization, existing techniques for equalizing multipath fading channels are used. This improves performance in terms of Bit Error Rate (BER) and Frame Error Rate (FER).

Keywords— wireless sensor networks; IEEE 802.15.4; multipath fading; equalization; underground mine.

I. INTRODUCTION

The deployment of wireless sensor networks for security applications in the mine can be a challenging task, considering the fact that these networks are applied to environments where the signal undergoes several phenomena. As the multipath delay component causes Inter-Symbol Interference (ISI) and thereby degradation of performance, the analysis of the multipath delay component is required. This kind of analysis was done in several studies [1-3] aiming to characterize the underground mine channel at 2.4 GHz.

Once the model of the channel is given, it is necessary to study the effect of the wireless medium on the communication between sensor nodes at the physical layer. Generally, channel equalization for the IEEE 802.15.4 standard is not required considering small coverage area and low chip rate. However, in mining environments, such assumption is not valid. Indeed, the signal can experience distortions caused mainly by the multipath delay component [5]. Subsequently, channel equalization becomes necessary. Until now the IEEE 802.15.4 standard has yet proposed no specification for channel equalization. Hence, in this paper, the state of the art mine channel characterization would be used to choose a simple radio-channel model of the mine environment for ZigBee transceiver simulation. Existing equalization algorithm would be applied to evaluate the performance of the ZigBee transceiver in the mining environment.

The rest of the article is organized as follow. In Section II, the working principle of a ZigBee/IEEE 802.15.4 transceiver, used in the simulation, is briefly described. The analysis of simulation results is presented in Section III.

II. ZIGBEE/IEEE 802.15.4 TRANSCIVER

IEEE 802.15.4 standard [4] uses two bands of 868/915 MHz and 2.45 GHz. In this paper, the simulation parameters are based on the IEEE 802.15.4 system of the 2.45 GHz frequency band. The 2.45 GHz band is used along with the Offset Quadrature Phase Shift Keying (O-QPSK) modulation with half-sine pulse shaping. In this work, the Physical Protocol Data Unit (PPDU) frame structure has been adopted. PPDU frame is composed of the synchronization header (5 bytes), the physical header (1 byte) and the physical service data unit (0 to 127 bytes).

The information bits column of 250kb/s -generated on the top layer- is symbol mapped in 4 bit units. Symbols are coded using Direct Sequence Spread Spectrum (DSSS), where each symbol is mapped to a Pseudo-random Noise (PN) sequence of 32 chip. Then, the even numbered indexes among 32 chip sequences are mapped to I-phases while the odd-numbered indexes are mapped to Q-phases. To form the chip modulation offset between I-phase and Q-phase, the Q-phase chip is delayed half a chip-period.

Fig. 1 presents the IEEE 802.15.4 transceiver block diagram. On the transmitter side, the baseband signal is created as described above. Then the signal is convolved with the channel. White Gaussian noise is added to the resulting signal. On the receiver side, an equalization filter is applied to the received signal in order to remove the channel effect. The resulting signal is then filtered, demodulated and de-spread to recover the received bit sequence.

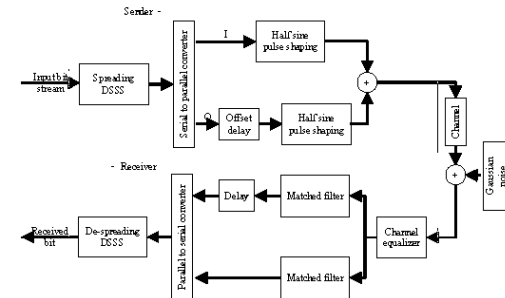


Fig. 1. IEEE 802.15.4 transceiver block diagram

III. SIMULATION AND RESULTS ANALYSIS

A. Simulation parameters

Considering a non-line of sight (NLOS) area, multipath components can be separated in 5 resolvable paths: the shortest path and four paths resulting from reflections on four surfaces. Consequently, a 5-tap Rayleigh channel model was chosen. The coherence bandwidth is selected to be 65% less than the signal bandwidth, so that the channel is frequency selective. Simulation parameters are presented in table I.

B. Bit error rate

Simulations were performed to study the Bit Error Rate (BER) versus Signal to Noise Ratio (SNR). The simulation in Fig. 2 shows the effect of channel equalization on the BER for ZigBee operating in multipath fading Rayleigh channel. The result for the Additive White Gaussian Noise (AWGN) channel matches with the result presented in [4]. It is also shown that if no equalization method is applied, a high BER is obtained. Hence, channel equalization technique should be used.

Two types of equalization are compared: Zero Forcing (ZF) and Least Mean Square (LMS). The results show that the ZF equalizer outperforms LMS equalizer by more than 12dBs based on a BER of 10^{-4} . This is explained by the fact that the ZF technique has perfect knowledge of the channel while LMS technique estimates the transmitted signal without knowledge of the channel statistics. Furthermore, the results show that despite the fact that the ZF equalizer knows the channel, a poorer BER performance is obtained compared to AWGN. For example, the simulation result for AWGN is 5dBs better than the ZF equalizer for the BER 10^{-4} . This can be explained by the noise amplification caused by the ZF technique.

TABLE I. SIMULATION PARAMETERS

Parameters	Value
Data rate	250 KHz
Total bits sent	50 M Byte
Channel	AWGN & Rayleigh
Coherence bandwidth at 50% correlation	1.3689 MHz

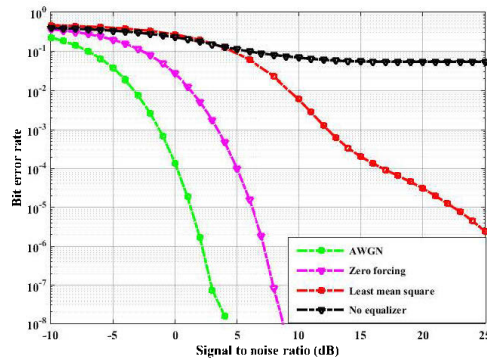


Fig. 2. BER performance for LMS equalizer vs ZF equalizer

C. Frame error rate

The Frame Error Rate (FER) performance study can be relevant for routing decisions especially in underground mines. FER is calculated using equation (1) where N is the frame size.

$$FER = 1 - (1 - BER)^N \quad (1)$$

The results in Fig.3 are obtained using the maximum payload of 127 bytes for the PPDU frame. With regards to the BER, ZF equalization technique clearly outperforms the LMS technique. For 2 erroneous frames per 1000 frames sent, the ZF equalizer supports a SNR that is 18dBs inferior to that of the LMS.

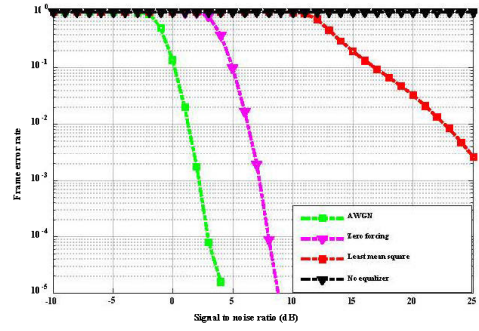


Fig. 3. FER performance for LMS equalizer vs ZF equalizer

IV. CONCLUSION

The performance of the IEEE 802.15.4 physical layer has been evaluated for a simple 5-tap multipath fading Rayleigh channel model in underground mines. Two equalization techniques have been applied to cope with multipath delay components. While these techniques have shown acceptable performances, there is room for improvement through a possible use of IEEE 802.15.4g standard.

REFERENCES

- [1] I. Ben Mabrouk, L. Talbi, R. Ait Jilal, M. Nedil, Y. Coulibaly, and T. A. Denidni, "MIMO channel characterization at 2.4 GHz in underground gold mines," in Antennas and Propagation (APSURSI), 2011 IEEE International Symposium on, 2011, pp. 825-828.
- [2] C. Nerguizian, C. L. Despins, S. Affes, and M. Djadel, "Radio-channel characterization of an underground mine at 2.4 GHz," Wireless Communications, IEEE Transactions on, vol. 4, pp. 2441-2453, 2005.
- [3] M. Boutin, A. Benzakour, C. L. Despins, and S. Affes, "Radio Wave Characterization and Modeling in Underground Mine Tunnels," Antennas and Propagation, IEEE Transactions on, vol. 56, pp. 540-549, 2008.
- [4] "IEEE Standard for Information technology-- Local and metropolitan area networks-- Specific requirements-- Part 15.4: Wireless Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications for Low Rate Wireless Personal Area Networks (WPANs)," IEEE Std 802.15.4-2006 (Revision of IEEE Std 802.15.4-2003), pp. 1-320, 2006.
- [5] J. Lee, M. Kim, D. Kim, J. Lee, J. Kim, and Y. Kim, "Methods of Channel Estimation and Symbol Detection for IEEE 802.15.4 Considering the Wireless Channel in the High Speed Train," Journal of Advances in Computer Networks, vol. 3, pp. 201-206, 2015.

Performance study of IEEE 802.15.4/4g waveforms over the mobile underground mine radio-channel

Mohamed Said Mezghanni, Nahi Kandil and Nadir Hakem

Underground communications research laboratory (LRTCS)
Université du Québec en Abitibi-Témiscamingue (UQAT) Val d'Or, Québec, Canada.
mohamed-said.mezghanni@uqat.ca, nahi.kandil@uqat.ca, nadir.hakem@uqat.ca

Abstract—This study evaluates the performance of an IEEE 802.15.4/4g low-rate wireless personal area network (LR-WPAN) physical layers to support Wireless Sensor Networks (WSN) applications deployed in underground mines. Two physical layer models were constructed based on the IEEE 802.15.4 and IEEE 802.15.4g specifications. An appropriate channel model for the underground mine environment was selected and presented for both line of sight and non-line of sight; it was also enhanced to support mobility. Extensive computer simulations were conducted for different scenarios to investigate both LR-WPAN standards' performances in terms of bit error rate and throughput.

Keywords— wireless sensor networks; IEEE 802.15.4/4g; Doppler spread; multipath fading; underground mine.

I. INTRODUCTION

The deployment of Wireless Sensor Networks (WSN) in a mining environment can be a challenging task, given the fact that in this environment the signal undergoes several phenomena. Considering small scale fading, the signal can face two types of distortion, namely, multipath fading and fast fading due to mobility. For the first type of fading, the analysis of the channel's multipath component is required to model the static behavior of radio propagation channel. This kind of analysis was done in several studies aiming to characterize the mining channel at 2.4 GHz [12, 14]. For the fast fading, depending on the sensor velocity, a time-varying channel model is needed. The time variation of the channel was also investigated in many studies seeking to characterize the Doppler spreading effect on the data link [6, 7, 8].

The purpose of this work is to study the effect of the mining radio-channel on different physical layers proposed in the IEEE standard to support wireless sensor networks. The previous IEEE 802.15.4 standard for the physical layer (PHY) ensures an energy-efficient communication in both the transmitter and the receiver. However, given the fact that no equalization technique was applied, the communication link is very sensitive to small scale fading. Consequently, the "g" extension of this standard designed for Smart Utility Network (SUN) was considered. This extension specifies three different physical layers. The multi-rate or multi-regional orthogonal frequency division multiplexing (MR-OFDM) physical layer was considered to mitigate the fading effect. This physical layer ensures communications that are certainly less energy efficient than the former standard; it is, however, more resistant

to frequency and time selectivity of the channel thanks to the use of simple equalization techniques. Thus, the purpose of our study is to evaluate the performances of the two standard extensions for the physical layer over a harsh mining radio-channel.

In the literature, there is growing interest in the 802.15.4g standard's performance study. Some studies have examined the simulated Bit Error Rate (BER) with interest in the effect of interference and channel estimation [2, 3, 4]. In [5], an IEEE 802.15.4g MR-OFDM based CMOS transceiver was implemented and experimental measurements were presented. A comparative study of IEEE 802.15.4g and Wi-Fi in rural, urban and shadowed channel is presented in [1]. To the best of our knowledge, this work is the first to propose a comparative study of IEEE 802.15.4 and IEEE 802.15.4g for harsh underground mines' environments.

The next section of this paper describes the working principle of an IEEE 802.15.4 and IEEE 802.15.4g transceivers. In section III, the used mine radio-channel model is described. The simulation parameters and the comparative performances in terms of the BER and the throughput for different radio-channels are presented in section IV.

II. IEEE 802.15.4/4G LR-WPAN PHYSICAL LAYER

IEEE 802.15.4 is a wireless communication standard specification for LR-WPAN, addressing applications mainly in the low data-rate and low power-consumption domains such as WSN, SUN, and machine-to-machine networks. IEEE 802.15.4 [9] is the main standard, focusing on the MAC layer and physical layer. The PHY specification tailored for SUN applications is updated in IEEE 802.15.4g amendment [10].

A. IEEE 802.15.4

IEEE 802.15.4 standard [9] uses two bands of 868/915 MHz and 2.4 GHz. In this work, the simulation parameters are based on the IEEE 802.15.4 system of the 2.4 GHz frequency band. The 2.4 GHz band is used along with the Offset Quadrature Phase Shift Keying (O-QPSK) modulation with half-sine pulse shaping. The Physical Protocol Data Unit (PPDU) frame structure has been adopted. PPDU frame is composed of the synchronization header (5 bytes), the physical header (1 byte) and the physical service data unit (0 to 127 bytes).

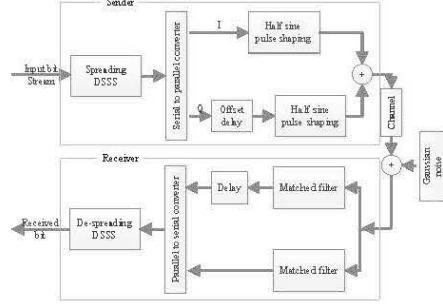


Fig. 1. IEEE 802.15.4 transceiver block diagram

The information bits column of 250kb/s -generated on the top layer- is symbol mapped in 4-bit units. Symbols are coded using Direct Sequence Spread Spectrum (DSSS), where each symbol is mapped to a Pseudo-random Noise (PN) sequence of 32 chip. Then, the even numbered indexes among 32 chip sequences are mapped to I-phases while the odd-numbered indexes are mapped to Q-phases. To form the chip modulation offset between I-phase and Q-phase, the Q-phase chip is delayed half a chip-period. This work is based on the IEEE 802.15.4 transceiver design block diagram presented in Fig. 1. The resulting signal is convolved with the channel impulse response before adding a Gaussian noise.

B. IEEE 802.15.4g

The IEEE 802.15.4g [10] is a standard defined for SUN with Multi-Rate and Multi-Region (MR) physical layer designs. The frequency band for these designs ranges from 700 MHz to 1 GHz and operates at 2.4 GHz for non-licensed usage. Three types of physical layers have been proposed, including MR-FSK, MR-OFDM, and MR-O-QPSK. The MR-OFDM PHY includes four options, each being characterized by the discrete Fourier transform (DFT) sizes, the channel bandwidth, and data-rates. For the purpose of this study, the MR-OFDM specification for 2.4 GHz is considered along with option 2 of this PHY. Table I summarizes the PHY specifications of IEEE 802.15.4g MR-OFDM option 2.

The MR-OFDM PHY supports data rates ranging from 50 kbps to 800 kbps according to the number of active tones and the Modulation and Coding Scheme (MCS). As it can be seen in Table I, the modulation schemes are BPSK, QPSK, and 16-QAM. Furthermore, channel encoding is mandatory with a convolutional encoder of coding rate $R = \frac{1}{2}$. For this work, MSC1, MSC3, and MSC5 with no frequency spreading were considered; they correspond respectively to data rates of 200 kbps, 400 kbps, and 800 kbps. The subcarrier spacing for MR-OFDM is constant and equals 10.416 kHz corresponding to useful symbol time of 96 μ s. With the addition of a 24 μ s cyclic prefix (CP), the symbol duration becomes 120 μ s. The structure of the MR-OFDM transceiver is illustrated in Fig. 2.

TABLE I IEEE 802.15.4g MR-OFDM PHY OPTION 2[10]

Parameter		Option 2
Nominal bandwidth (kHz)		552
Channel spacing (kHz)		800
DFT size 64	#Data tones	48
	#Pilot tones	4
MCS0 (kb/s) (BPSK rate 1/2 & 4x frequency repetition)		50
MCS1 (kb/s) (BPSK rate 1/2 & 2x frequency repetition)		100
MCS2 (kb/s)(QPSK rate 1/2 & 2x frequency repetition)		200
MCS3 (kb/s) (QPSK rate 1/2)		400
MCS4 (kb/s) (QPSK rate 3/4)		600
MCS5 (kb/s) (16-QAM rate 1/2)		800

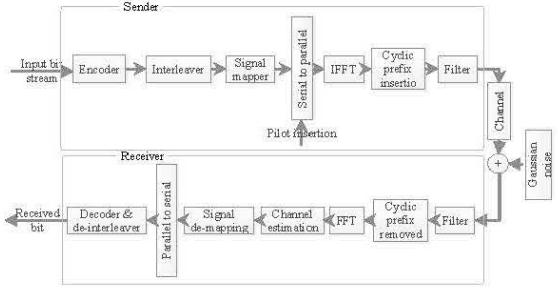


Fig. 2. IEEE 802.15.4g transceiver block diagram

The input bit stream is encoded and interleaved. Then the signal is mapped into complex symbols. After that, pilots, generated based on PN sequence, are inserted. In order to get the time domain signal, an inverted fast Fourier transform (IFFT) is applied to the resulting signal. After that, the cyclic prefix is inserted. Obtained OFDM symbols are concatenated into a signal stream and filtered. The resulting signal is convolved with the channel impulse response before adding Gaussian noise. On the receiver side, based on the pilot signal, a channel estimation is performed following the Least Square technique with linear interpolation. The estimated channel is then used to perform channel equalization.

III. TIME-VARYING MULTIPATH CHANNEL MODEL

Accurate underground mine channel modeling is essential to achieve correct performance prediction of both standards' extensions. State of the art mine channel models were surveyed in [14]. According to this survey, the fading distribution is Rician when a dominant non-fading signal component (i.e. Line Of Sight (LOS)) path is present. As the dominant signal becomes weaker (i.e. Non Line Of Sight (NLOS)), it follows a Rayleigh distribution. Consequently, among all the surveyed models, the model proposed in [13] is convenient to get a channel model that reflects the characteristics of the underground mine propagation channel.

A. Static model

A static radio propagation channel can be completely characterized by its random impulse response $h(\tau)$ as follows:

$$h(\tau) = \sum_{i=0}^{N-1} A_i e^{j\Phi_i} \delta(\tau - \tau_i) \quad (1)$$

where N is the number of multipath components, A_i , Φ_i and τ_i are the random amplitude, phase, and arrival-time of the i th path, respectively [13]. The random behavior of radio waves propagation reflects the need to model the channel. Therefore, for each of the variables forming equation (1), commonly used probability distribution functions are considered in order to determine the ones that best approximates the measurements.

The statistical modeling of the 2.4 GHz radio-channel in a mining environment was proposed in [12]. Considering two different cases (LOS and NLOS), three random variables are determined, namely, phase shift, amplitude, and arrival time. First the phase shift is supposed to be uniformly distributed in the $[0, 2\pi]$ interval. Second, based on experimental measurements in underground mine environments, the modified Poisson distribution offers the best fit for the path arrival time. Finally, results suggest that at a specific excess delay, the amplitude of the impulse response follows a Rayleigh distribution for NLOS; and it follows Rician distribution for LOS.

B. Dynamic model

The dynamic model introduces time variations in the path amplitude of the static impulse response. Consequently, the mobile radio-channel can be completely characterized by its random impulse response $h(t, \tau)$ as:

$$h(t, \tau) = \sum_{i=0}^{N-1} A_i(t) e^{j\Phi_i} \delta(\tau - \tau_i) \quad (2)$$

where $A_i(t)$, which characterizes the time evolution of the multi-path component [15], is generated according to the characteristics of a mobile environment as defined by Jakes [6]; which describes in his work, a widely accepted scattering model for the signal received by a moving vehicle. This model assumes that at the mobile receiver, the antenna is omnidirectional and the angles of arrival of the radio waves are uniformly distributed over $[0, 2\pi]$. The time-varying channel model is established based on the static multipath fading model already computed.

IV. SIMULATION AND RESULTS ANALYSIS

A. Simulation parameters

The simulation parameters of the channel were taken from the experimental measurements in [12]. These statistical model parameters were established based on measurement in a former underground gold mine. The modified Poisson parameters along with the relative path gains for LOS and NLOS environments are illustrated in table II. The Rician K-factor considered for the LOS area is 5.57 [11]. The inter-arrival time is supposed to be constant and equal to 8 ns. Since the received power is negligible after the 10th path [13], a maximum of 10 paths is assumed in the derived models. The probability of occurrence of each path is calculated using the modified Poisson distribution.

TABLE II. SIMULATION PARAMETERS BASED ON MEASUREMENTS [11]

Channel	LOS			NLOS		
	Modified Poisson (K, λ)	Gain (dB)		Modified Poisson (K, λ)	Gain (dB)	
Path 1	0	0.34	0	0	0.43	0
Path 2	0.72	0.77	-7.45	0.42	0.86	-6.22
Path 3	0.67	0.85	-13.98	0.36	0.97	-11.8
Path 4	0.77	0.58	-18.93	0.60	0.69	-16.32
Path 5	0.88	0.45	-22.01	0.77	0.48	-19.53
Path 6	1.03	0.19	-88.65	1.04	0.28	-21.49
Path 7	1.29	0.18	-89.34	1.19	0.11	-22.54
Path 8	1.37	0.07	-89.63	1.30	0.07	-23.06
Path 9	1.43	0.06	-89.74	1.42	0.06	-23.31
Path 10	1.40	0.01	-89.79	1.41	0.01	-23.42

Based on results in [12], most of the measured channel impulse responses is composed of 3, 4 or 5 multi-paths. In this work, a 4-tap channel model was computed based on the presented parameters.

In this study, two scenarios of mobile radio-channel were considered, namely, a pedestrian radio channel and a vehicular radio-channel. For the pedestrian case, a maximum of 10 Hz of Doppler frequency offset was assumed which corresponds to a maximum velocity of 4.5 km/h. For the vehicular radio-channel, the maximum vehicle speed in the mining environment was supposed to be 16 km/hr corresponding to a Doppler shift of 35 Hz. For the simulation, six-channel models were defined according to the different cases of channel characterization and the considered Doppler frequency offset.

B. Simulation results

For this paper, extensive Matlab simulation was carried out in order to comparatively evaluate the BER performance of two communication techniques. Frame Error Rate (FER) performance study can be relevant especially in underground mines. Assuming that the bit errors are independent and identically distributed, FER was calculated using equation (3):

$$FER = 1 - (1 - BER)^N \quad (3)$$

where N is the frame size. For the FER calculation, a frame size of 50 octets was assumed for different cases. Based on this FER calculation, the throughput performance is investigated. The throughput is established based on equation (4):

$$T = (1 - FER) \times D \quad (4)$$

where T is the throughput and D is the data-rate of the evaluated physical design.

1) Performance analysis for AWGN channel:

Fig. 3 shows the performance of the physical layer designs for the AWGN channel in terms of BER and throughput. Based on these results, in order to ensure significant data rate, a modulation technique having a higher number of coded bits per symbol should be used.

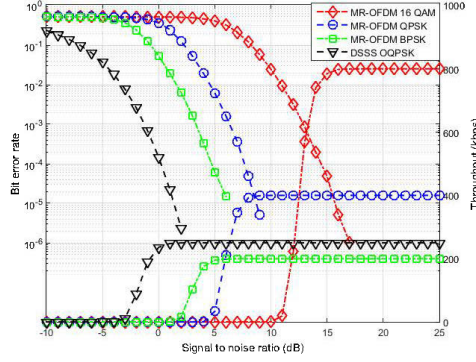


Fig. 3. BER and throughput performance for AWGN channel

However, the increased complication of the modulation technique implies the signal vulnerability to noise. For example, for a BER of 10^{-3} , the BPSK SNR is 3 dB lower than that of QPSK and 10 dB lower than that of 16 QAM. Hence, the higher the data rate required by the application, the more complex the modulation becomes, implying an increased sensitivity to noise.

Concerning the DSSS O-QPSK physical layer, a throughput greater than that of the MR-OFDM BPSK technique is obtained with a much lower SNR. Indeed, to achieve a BER of 10^{-3} , the SNR for the DSSS O-QPSK is 4 dB less than that of the MR-OFDM BPSK technique. The maximum throughput for DSSS O-QPSK is 50 kbps higher than that of OFDM BPSK. Consequently, it is beneficial to use IEEE 802.15.4 standard when a low complexity and an inexpensive structure are required. Moreover, OFDM techniques could be used to improve the system throughput performance.

2) Performance analysis for static Rician channel:

The performances of DSSS O-QPSK and MR-OFDM physical layers for a LOS environment are illustrated in Fig. 4. Performances for all techniques have been slightly degraded compared to the AWGN channel. For MR-OFDM with BPSK, in order to achieve a BER of 10^{-3} (for the static Rician channel), the SNR must be 3dB higher than that of the Gaussian channel.

Considering the physical layer with DSSS O-QPSK, despite the implementation of a channel with multipath components, performance is still acceptable. Compared to the Gaussian channel, to obtain the same BER, SNR is increased by 1dB. This can be explained by the fact that the channel is not frequency selective. In addition, with no equalization or channel coding, the DSSS O-QPSK performance is better than that of MR-OFDM, except for the throughput. Therefore, for a static LOS channel, if low throughput is tolerated, the DSSS O-QPSK is better than all OFDM techniques.

3) Performance analysis for pedestrian Rician channel:

The experiment of the previous section is repeated for the LOS channel with a pedestrian mobile receiver; the results are presented in Fig. 5. For this case, MR-OFDM techniques have kept similar performances as for the static LOS channel. This is explained by the use of both channel coding and channel equalization. Consequently, the distortion introduced by the mobile channel is almost canceled.

However, for DSSS O-QPSK technique, the BER is considerably degraded but the performance is still acceptable. Indeed, for the pedestrian LOS channel, this technique needs an additional 11 dB in order to maintain a BER of 10^{-3} compared to the static LOS channel. This deterioration is explained by the fact that neither the channel coding nor equalization is applied. Given the fact that channel equalization can be costly (in terms of resources) for this technique, the use of MR-OFDM proves to be a better solution for the case of a mobile pedestrian in a LOS channel.

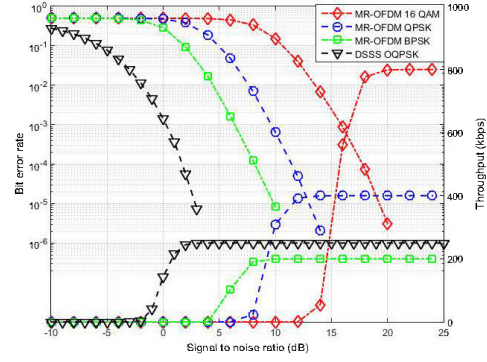


Fig. 4. BER and throughput performance for static LOS channel

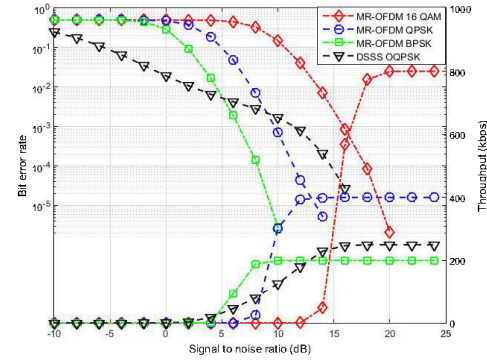


Fig. 5. BER and throughput performance for pedestrian LOS channel

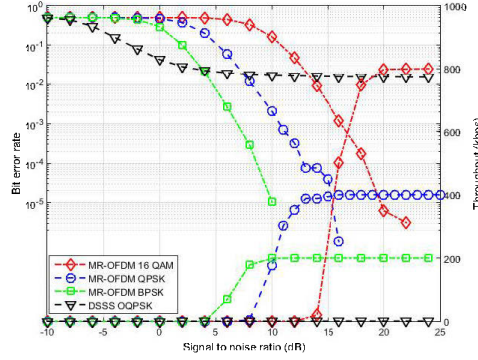


Fig. 6. BER and throughput performance for vehicular LOS channel

4) Performance analysis for vehicular Rician channel:

Fig. 6 compares the communication techniques presented for the LOS channel with a mobile vehicular receiver (moving at 16 km/hr). For this channel, the MR-OFDM techniques maintain satisfactory BERs. In fact, for a 16 QAM modulation, a BER of 10^{-3} is achieved at a SNR of 16 dB, which is equal to the value observed for the LOS pedestrian channel. Therefore, for a LOS channel, mobility has very little influence on OFDM techniques for the considered Doppler frequency offsets.

Meanwhile, the DSSS O-QPSK based communication performance has deteriorated significantly. The BER of 10^{-3} is no longer attainable and it stabilizes at 0.005 starting from a SNR of 10 dB. In order to get acceptable performances, channel encoding techniques should be considered.

Finally, for the case of a mobile vehicle in a LOS channel, the physical layer MR-OFDM is much better than the DSSS, hence, the importance of applying the IEEE 802.15.4 standard.

5) Performance analysis for static Rayleigh channel:

Fig. 7 shows the comparison of the two communication techniques for the case of a static NLOS channel. While the MR-OFDM techniques have similar performances compared to the static LOS channel, the DSSS O-QPSK communication has significantly degraded compared to the same channel. In fact, for a SNR of 24 dB, the BER has not yet reached a value of 10^{-3} . Despite the fact that the channel is static, poor throughput performance was obtained for the DSSS O-QPSK technique corresponding to a relatively high SNR. Consequently, in this case, the MR-OFDM techniques provide much better performances with a large increase in the achieved throughput. Hence, for the static NLOS channel, MR-OFDM techniques clearly outperform the DSSS O-QPSK based technique.

6) Performance analysis for mobile Rayleigh channel:

Fig. 8 and Fig. 9 represent the comparative performance of the NLOS simulations with a mobile pedestrian and a mobile vehicular receivers respectively. It is clear that for these two cases, the DSSS O-QPSK technique fails to provide communication regardless of SNR values. However, in the case of MR-OFDM, the BER is degraded but communication is still possible; it is denoted that a BER below 10^{-3} is reached for relatively high values of SNR. At these SNR values, 90% of the maximum throughput is obtained for all three modulation techniques. This can be explained by the fact that MR-OFDM techniques use forward error correction along with equalization in order to reduce the effect of distortion caused by the channel.

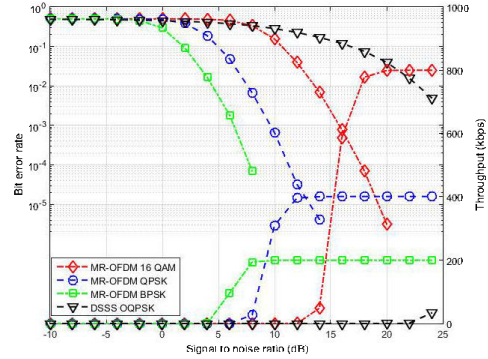


Fig. 7. BER and throughput performance for static NLOS channel

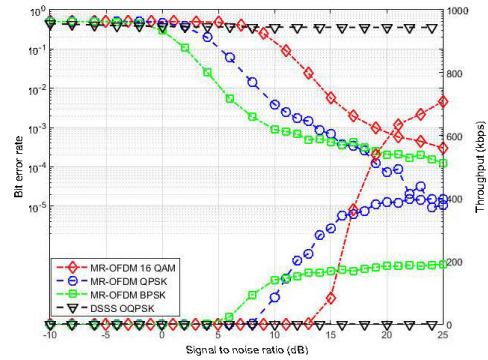


Fig. 8. BER and throughput performance for pedestrian NLOS channel

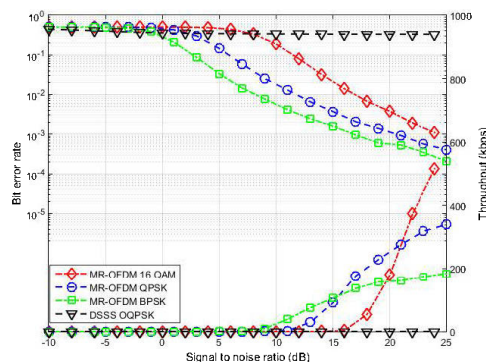


Fig. 9. BER and throughput performance for vehicular NLOS channel

Finally, the DSSS O-QPSK technique allows acceptable performance for static LOS channel where there is very little mobility and where a low data rate is required by the application. For all other cases, the MR-OFDM techniques are recommended to ensure a stable communication with different data rates.

V. CONCLUSION

In this study, several time-varying multipath channel models have been proposed for the underground mine radio-channel. Performances of the IEEE 802.15.4/4g physical layers have been evaluated for the proposed channel models in LOS and NLOS environments. The IEEE 802.15.4g MR-OFDM based technique can provide reliable data communication, even in a poor wireless environment with multipath fading and mobility. In addition, it offers a high-speed data transmission and good bandwidth efficiency. However, it has a complex structure; hence, its implementation is difficult and costly. Nevertheless, the IEEE 802.15.4 based technique has shown acceptable performances only for LOS channel model where there is little or no mobility. In order to enhance the performance of the DSSS O-QPSK based technique, the use of channel coding and channel equalization should be considered.

REFERENCES

- [1] E.-S. Oh, S.-H. Lee, S.-H. Lee, and S.-H. Hwang, "Comparison of SUN and Wi-Fi P2P WSN in M2M Environments," *International Journal of Distributed Sensor Networks*, vol. 2015, p. 7, 2015.
- [2] K. ByoungHak and C. Sangsung, "Integer frequency offset estimation for IEEE 802.15.4g SUN MR-OFDM PHY," in *Signal Processing and Communication Systems (ICSPCS)*, 2011 5th International Conference on, 2011, pp. 1-4.
- [3] B. W. Kim and S. Jung, "Precoding-Based Interference Mitigation for MR-OFDM in Smart Utility Networks," *Vehicular Technology, IEEE Transactions on*, vol. 65, pp. 75-81, 2016.
- [4] S. Chin-Sean, L. Lim, Z. Ming-Tuo, F. Kojima, and H. Harada, "System evaluation of a practical IEEE 802.15.4/4g multi-physical and multi-hop smart utility network," *Communications, IET*, vol. 9, pp. 665-673, 2015.
- [5] L. Seungsik, S. Yongho, K. Byounghak, C. Sangsung, and K. Changwan, "An IEEE 802.15.4g sun compliant MR-OFDM RF CMOS transceiver for smart grid and CES," *Consumer Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 59, pp. 460-466, 2013.
- [6] W. Jakes, "Microwave Mobile Communications," Wiley & Sons, 1975.
- [7] M. J. Gans, "A power-spectral theory of propagation in the mobile-radio environment," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 21, pp. 27-38, 1972.
- [8] R. H. Clarke, "A Statistical Theory of Mobile-Radio Reception," *Bell System Technical Journal*, vol. 47, pp. 957-1000, 1968.
- [9] IEEE Standard for Information technology-- Local and metropolitan area networks-- Specific requirements-- Part 15.4: Wireless Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications for Low Rate Wireless Personal Area Networks (WPANs), IEEE Std 802.15.4-2006 (Revision of IEEE Std 802.15.4-2003), pp. 1-320, 2006.
- [10] IEEE Standard for Local and metropolitan area networks--Part 15.4: Low-Rate Wireless Personal Area Networks (LR-WPANs) Amendment 3: Physical Layer (PHY) Specifications for Low-Data-Rate, Wireless, Smart Metering Utility Networks, IEEE Std 802.15.4g-2012 (Amendment to IEEE Std 802.15.4-2011), pp. 1-252, 2012.
- [11] X. Yuan, "Comb-type pilot-aided OFDM channel estimation for underground WLAN communications," M.S. thesis, Université Laval, 2007.
- [12] M. Boutin, A. Benzakour, C. L. Despains, and S. Affes, "Radio Wave Characterization and Modeling in Underground Mine Tunnels," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 56, pp. 540-549, 2008.
- [13] M. Boutin, S. Affes, C. Despains, and T. Denidni, "Statistical modelling of a radio propagation channel in an underground mine at 2.4 and 5.8 GHz," in *Vehicular Technology Conference, 2005. VTC 2005-Spring. 2005 IEEE 61st*, 2005, pp. 78-81 Vol. 1.
- [14] A. E. Forooshani, S. Bashir, D. G. Michelson, and S. Noghianian, "A Survey of Wireless Communications and Propagation Modeling in Underground Mines," *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, vol. 15, pp. 1524-1545, 2013.
- [15] Gamier, M. Loosvelt, V. Le Thuc, Y. Delignon, and L. Clavier, "Performance of an OFDM-SDMA based system in a time-varying multi-path channel," in *Vehicular Technology Conference, 2001. VTC 2001 Fall. IEEE VTS 54th*, 2001, pp. 1686-1690 vol.3.

RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES

- [1] M. S. Mezghanni, N. Kandil and N. Hakem, " IEEE 802.15.4 performance evaluation for the underground mine radio-channel," in Antennas and Propagation (APS/URSI), 2016 IEEE International Symposium on, 2016.
- [2] M. S. Mezghanni, N. Kandil and N. Hakem, "Performance study of IEEE 802.15.4/4g waveforms over the mobile underground mine radio-channel," in Vehicular Technology Conference, 2016. VTC 2016-fall.
- [3] "IEEE Standard for Local and metropolitan area networks Part 15.4: Low-Rate Wireless Personal Area Networks (LR-WPANs)Amendment 5: Physical Layer Specifications for Low Energy, Critical Infrastructure Monitoring Networks," IEEE P802.15.4k/D5, April 2013, pp. 1-152, 2013.
- [4] "IEEE Standard for Local and metropolitan area networks - Part 15.4: Low-Rate Wireless Personal Area Networks (LR-WPANs) Amendment 4: Alternative Physical Layer Extension to Support Medical Body Area Network (MBAN) Services Operating in the 2360 MHz - 2400 MHz Band," IEEE Std 802.15.4j-2013 (Amendment to IEEE Std 802.15.4-2011 as amended by IEEE Std 802.15.4e-2012, IEEE Std 802.15.4f-2012, and IEEE Std 802.15.4g-2012), pp. 1-24, 2013.
- [5] "IEEE Standard for Local and metropolitan area networks--Part 15.4: Low-Rate Wireless Personal Area Networks (LR-WPANs) Amendment 3: Physical Layer (PHY) Specifications for Low-Data-Rate, Wireless, Smart Metering Utility Networks," IEEE Std 802.15.4g-2012 (Amendment to IEEE Std 802.15.4-2011), pp. 1-252, 2012.
- [6] "IEEE Standard for Local and metropolitan area networks-- Part 15.4: Low-Rate Wireless Personal Area Networks (LR-WPANs) Amendment 2: Active Radio Frequency Identification (RFID) System Physical Layer (PHY)," IEEE Std 802.15.4f-2012 (Amendment to IEEE Std 802.15.4-2011), pp. 1-72, 2012.
- [7] "IEEE Standard for Local and metropolitan area networks--Part 15.4: Low-Rate Wireless Personal Area Networks (LR-WPANs) Amendment 1: MAC sublayer," IEEE Std 802.15.4e-2012 (Amendment to IEEE Std 802.15.4-2011), pp. 1-225, 2012.
- [8] "IEEE Standard for Information technology-Telecommunications and information exchange between systems-Local and metropolitan area networks-Specific requirements Part 15.4: Wireless Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications for Low-Rate Wireless Personal Area Networks (WPANs) Amendment 3: Alternative Physical Layer Extension to support the

- Japanese 950 MHz bands," IEEE Std 802.15.4d-2009 (Amendment to IEEE Std 802.15.4-2006), pp. c1-27, 2009.
- [9] "IEEE Standard for Information technology-Telecommunications and information exchange between systems-Local and metropolitan area networks-Specific requirements Part 15.4: Wireless Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications for Low-Rate Wireless Personal Area Networks (WPANs) Amendment 2: Alternative Physical Layer Extension to support one or more of the Chinese 314-316 MHz, 430-434 MHz, and 779-787 MHz bands," IEEE Std 802.15.4c-2009 (Amendment to IEEE Std 802.15.4-2006), pp. c1-21, 2009.
- [10] "IEEE Standard for Information Technology - Telecommunications and Information Exchange Between Systems - Local and Metropolitan Area Networks - Specific Requirement Part 15.4: Wireless Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications for Low-Rate Wireless Personal Area Networks (WPANs)," IEEE Std 802.15.4a-2007 (Amendment to IEEE Std 802.15.4-2006), pp. 1-203, 2007.
- [11] "IEEE Standard for Information technology-- Local and metropolitan area networks-- Specific requirements-- Part 15.4: Wireless Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications for Low Rate Wireless Personal Area Networks (WPANs)," IEEE Std 802.15.4-2006 (Revision of IEEE Std 802.15.4-2003), pp. 1-320, 2006.
- [12] "IEEE Standard for Information Technology - Telecommunications and Information Exchange Between Systems - Local and Metropolitan Area Networks Specific Requirements Part 15.4: Wireless Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications for Low-Rate Wireless Personal Area Networks (LR-WPANs)," IEEE Std 802.15.4-2003, pp. 0_1-670, 2003.
- [13] J. Mondì, "Protocol and methods for LR-WPANs," 2011.
- [14] J. Lee , M. Kim, D. Kim, J. Lee, J. Kim, and Y. Kim, "Methods of Channel Estimation and Symbol Detection for IEEE 802.15.4 Considering the Wireless Channel in the High Speed Train," Journal of Advances in Computer Networks, vol. 3, pp. 201-206, 2015.
- [15] T. S. Rappaport, Wireless communications: principles and practice vol. 2: Prentice Hall PTR New Jersey, 1996.
- [16] T. Winter, "RPL: IPv6 routing protocol for low-power and lossy networks," 2012.
- [17] ZigBee Alliance. (09-11-2016). <http://www.zigbee.org/>.
- [18] J. Song, S. Han, A. Mok, D. Chen, M. Lucas, M. Nixon, et al., "WirelessHART: Applying Wireless Technology in Real-Time Industrial Process Control," in Real-Time and Embedded Technology and Applications Symposium, 2008. RTAS '08. IEEE, 2008, pp. 377-386.

- [19] Règlement sur la santé et la sécurité du travail dans les mines. (09-11-2016). Available: <http://legisquebec.gouv.qc.ca/fr/ShowDoc/cr/S-2.1,%20r.%2014>
- [20] ISA, ANSI/ISA-100.11a-2011 Wireless systems for industrial automation: Process control and related applications, 2011.
- [21] V. Ç. Güngör and G. P. Hancke, Industrial wireless sensor networks: Applications, protocols, and standards: Crc Press, 2013.
- [22] X. Yuan, "Comb-type pilot-aided OFDM channel estimation for underground WLAN communications," M.Sc. diss., Université Laval, 2007.
- [23] B. Bloessl, C. Leitner, F. Dressler, and C. Sommer, "A GNU Radio-based IEEE 802.15. 4 Testbed," 12. GI/ITG FACHGESPRÄCH SENSORNETZE, p. 37, 2013.
- [24] B. Bloessl, M. Segata, C. Sommer, and F. Dressler, "An IEEE 802.11 a/g/p OFDM receiver for GNU radio," in Proceedings of the second workshop on Software radio implementation forum, 2013, pp. 9-16.
- [25] W. Jakes, Microwave Mobile Communications: Wiley & Sons, 1975.
- [26] R. H. Clarke, "A Statistical Theory of Mobile-Radio Reception," Bell System Technical Journal, vol. 47, pp. 957-1000, 1968.
- [27] M. J. Gans, "A power-spectral theory of propagation in the mobile-radio environment," IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol. 21, pp. 27-38, 1972.
- [28] A. E. Forooshani, S. Bashir, D. G. Michelson, and S. Noghianian, "A Survey of Wireless Communications and Propagation Modeling in Underground Mines," IEEE Communications Surveys & Tutorials, vol. 15, pp. 1524-1545, 2013.
- [29] C. Gamier, M. Loosvelt, V. Le Thuc, Y. Delignon, and L. Clavier, "Performance of an OFDM-SDMA based system in a time-varying multi-path channel," in Vehicular Technology Conference, 2001. VTC 2001 Fall. IEEE VTS 54th, 2001, pp. 1686-1690 vol.3.
- [30] M. Boutin, S. Affes, C. Despins, and T. Denidni, "Statistical modelling of a radio propagation channel in an underground mine at 2.4 and 5.8 GHz," in Vehicular Technology Conference, 2005. VTC 2005-Spring. 2005 IEEE 61st, 2005, pp. 78-81 Vol. 1.
- [31] M. Boutin, A. Benzakour, C. L. Despins, and S. Affes, "Radio Wave Characterization and Modeling in Underground Mine Tunnels," Antennas and Propagation, IEEE Transactions on, vol. 56, pp. 540-549, 2008.
- [32] C. Nerguizian, C. L. Despins, S. Affes, and M. Djadel, "Radio-channel characterization of an underground mine at 2.4 GHz," Wireless Communications, IEEE Transactions on, vol. 4, pp. 2441-2453, 2005.
- [33] K. ByoungHak and C. Sangsung, "Integer frequency offset estimation for IEEE 802.15.4g SUN MR-OFDM PHY," in Signal Processing and Communication Systems (ICSPCS), 2011 5th International Conference on, 2011, pp. 1-4.

- [34] S. Chin-Sean, L. Liru, Z. Ming-Tuo, F. Kojima, and H. Harada, "System evaluation of a practical IEEE 802.15.4/4e/4g multi-physical and multi-hop smart utility network," *Communications, IET*, vol. 9, pp. 665-673, 2015.
- [35] B. W. Kim and S. Jung, "Precoding-Based Interference Mitigation for MR-OFDM in Smart Utility Networks," *Vehicular Technology, IEEE Transactions on*, vol. 65, pp. 75-81, 2016.
- [36] L. Seungsik, S. Yongho, K. Byounghak, C. Sangsung, and K. Changwan, "An IEEE 802.15.4g sun compliant MR-OFDM RF CMOS transceiver for smart grid and CES," *Consumer Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 59, pp. 460-466, 2013.
- [37] E.-S. Oh, S.-H. Lee, S.-H. Lee, and S.-H. Hwang, "Comparison of SUN and Wi-Fi P2P WSN in M2M Environments," *International Journal of Distributed Sensor Networks*, vol. 2015, p. 7, 2015.
- [38] R. Zitouni, S. Ataman, M. Mathian, and L. George, "Radio frequency measurements on a SBX daughter board using GNU radio and USRP N-210," in *Measurements & Networking (M&N), 2015 IEEE International Workshop on*, 2015, pp. 1-5.
- [39] R. Zitouni and S. Ataman, "An empirical model of the SBX daughter board output power driven by USRP N210 and GNU radio based software defined radio," in *Systems, Signals & Devices (SSD), 2015 12th International Multi-Conference on*, 2015, pp. 1-5.
- [40] R. Zitouni, S. Ataman, and L. George, "RF Measurements of the RFX 900 and RFX 2400 Daughter Boards with the USRP N210 Driven by the GNU Radio Software," in *Cyber-Enabled Distributed Computing and Knowledge Discovery (CyberC), 2013 International Conference on*, 2013, pp. 490-494.
- [41] X. Chen, B. De, Einarsson, and P. S. Kildal, "Improved MIMO Throughput With Inverse Power Allocation; Study Using USRP Measurement in Reverberation Chamber," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 13, pp. 1494-1496, 2014.
- [42] P. Zetterberg and R. Fardi, "Open Source SDR Frontend and Measurements for 60-GHz Wireless Experimentation," *IEEE Access*, vol. 3, pp. 445-456, 2015.
- [43] S. Poochaya, P. Uthansakul, and M. Uthansakul, "Performance evaluation on using IEEE802.11p for indoor DSRC approach," in *Antennas and Propagation (APCAP), 2012 IEEE Asia-Pacific Conference on*, 2012, pp. 182-183.
- [44] B. Bloessl, M. Segata, C. Sommer, and F. Dressler, "Towards an Open Source IEEE 802.11p stack: A full SDR-based transceiver in GNU Radio," in *Vehicular Networking Conference (VNC), 2013 IEEE*, 2013, pp. 143-149.
- [45] Y. S. Cho, J. Kim, W. Y. Yang, and C. G. Kang, *MIMO-OFDM wireless communications with MATLAB: John Wiley & Sons*, 2010.

- [46] M. Viswanathan, "Simulation of Digital Communication Systems Using Matlab," Mathuranathan Viswanathan at Smashwords, 2013.
- [47] M. Boutin, A. Benzakour, C. Despins, and S. Affes, "Characterization and modeling of a wireless channel at 2.4 and 5.8 GHz in underground tunnels," in 2006 3rd International Symposium on Wireless Communication Systems, 2006, pp. 517-521.
- [48] M. Boutin, "Modelisation statistique de la propagation radio dans une mine souterraine a 2.4 et 5.8 GHz," Master thesis, Institut national de la recherche scientifique: energie, matériaux et telecommunications (INRS-EMT), Montreal, 2005.
- [49] I. B. Mabrouk, L. Talbi, and M. Nedil, "Performance Evaluation of a MIMO System in Underground Mine Gallery," IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, vol. 11, pp. 830-833, 2012.
- [50] I. Ben Mabrouk, L. Talbi, R. Ait Jilal, M. Nedil, Y. Coulibaly, and T. A. Denidni, "MIMO channel characterization at 2.4 GHz in underground gold mines," in Antennas and Propagation (APSURSI), 2011 IEEE International Symposium on, 2011, pp. 825-828.
- [51] A. Chehri, P. Fortier, and P. M. Tardif, "Characterization of the ultra-wideband channel in confined environments with diffracting rough surfaces," Wireless Personal Communications, vol. 62, pp. 859-877, 2012.