Thèse de doctorat

UNIVERSITE DE LIMOGES

ECOLE DOCTORALE S2I

Laboratoire XLIM C²S²

Thèse

pour obtenir le grade de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITÉ DE LIMOGES

Discipline / Spécialité : Electronique des Hautes Fréquences, Photonique et Systèmes/Télécommunications

Présentée et soutenue par

Ludovic CHEVALIER

Le 3 décembre 2015

Performances de l'optique sans fil pour les réseaux de capteurs corporels

Thèse dirigée par Anne Julien-VERGONJANNE et Stéphanie SAHUGUEDE

JURY

Présidente du jury

Mme. Geneviève BAUDOUIN	Professeur, ESYCOM EA 2552, Paris

Rapporteurs

M. Ali KHALIGHI	Maître de Conférences, HDR, Institut Fresnel, Marseille
M. Guillaume VILLEMAUD	Maître de Conférences, HDR, CITI Lab, Lyon

Examinateurs

M. Rodolphe VAUZELLE	Professeur, XLIM-SIC, Poitiers
Mme. Stéphanie SAHUGUEDE	Maître de Conférences, XLIM-C2S2, Limoges
Mme. Anne JULIEN-VERGONJANNE	Professeur, XLIM-C2S2, Limoges

Invités

M. Pierre COMBEAU	Maître de Conférences, XLIM-SIC, Poitiers
Mme. Claire GOURSAUD	Maître de Conférences, CITI Lab, Lyon

Université de Limoges

(cc) BY-NC-ND

Pour mes parents, mon frère et ma sœur.

(cc) BY-NC-ND

(cc) BY-NC-ND

Remerciements

Mes premiers remerciements sont adressés à mes directeurs de thèse, Anne JULIEN-VERGONJANNE et Stéphanie SAHUGUEDE, pour la patience et la disponibilité dont elles ont fait preuve pendant trois ans. Leur aide et leurs conseils m'ont permis de mener à bien cette thèse.

Je remercie également, pour leur sympathie et leur gentillesse, tous les étudiants de thèse avec qui j'ai passé ces trois années : Camille, Pascal, Jordan, Clément, Fréjus…, et en particulier Nicolas et Thomas pour leur aide au début de cette thèse.

Je remercie aussi le directeur du laboratoire XLIM, Dominique BAILLARGEAT, et le responsable du département C2S2, Bernard JARRY, ainsi que toutes les personnes qui ont contribué, de près ou de loin, à la réalisation de cette thèse.

Je tiens à remercier l'ensemble des personnes qui ont accepté d'évaluer mes travaux, notamment Ali KHALIGHI et Guillaume VILLEMAUD, ainsi que l'ensemble du jury.

Pour finir, je souhaite remercier ma famille, pour leur soutien permanent, et leurs encouragements.

(cc) BY-NC-ND

(cc) BY-NC-ND

Droits d’auteurs

Cette création est mise à disposition selon le Contrat : « **Paternité-Pas d'Utilisation Commerciale-Pas de modification 3.0 France** » disponible en ligne :

http://creativecommons.org/licenses/by-nc-nd/3.0/fr/

(cc) BY-NC-ND

(cc) BY-NC-ND

Sommaire

Introduction Générale 11
I. Introduction aux réseaux de capteurs corporels 17
I.1 Introduction 19
I.2 Définition générale 20
I.3 Applications 23
I.4 Le standard IEEE 802.15.6 25
I.5 Conclusion 37
II. L'optique sans fil pour les réseaux de capteurs corporels 39
II.1 Introduction 41
II.2 Généralités sur l'optique sans fils 42
II.3 Chaine de communication 46
II.4 Caractéristiques de l'émetteur et du récepteur 47
II.5 Modulation 51
II.6 Mécanismes de propagation 53
II.7 Contraintes 59
II.8 Bilan-Conclusion 60
III. Modélisation du canal de communication optique sans fil diffus pour un réseau corporel 63
III.1 Introduction 65
III.2 Description du système étudié 66
III.3 Modélisation du canal optique sans fil diffus d'un lien corporel 70
III.4 Limitations d'un modèle à une réflexion pour un lien corporel 76
III.5 Adaptation du modèle à une seule réflexion pour les obstacles 78
III.6 Bilan sur la modélisation du canal optique sans fil 86
III.7 Impact des différents paramètres sur le canal d'un lien corporel 87
III.8 Comparaison avec le canal CM3 UWB 94
III.9 Conclusion 96
IV. Performances d'un lien corporel en optique sans fil 99
IV.1 Introduction 101
IV.2 Performances pour une pièce vide 102
IV.3 Prise en compte des obstacles 112
IV.4 Performances en situation réaliste 116
IV.5 Conclusion 119
V. Etude d'un réseau corporel 121
V.1 Introduction 123
V.2 Les différentes techniques d'accès multiple 124
V.3 Présentation de l' OCDMA, dans le cadre d'un réseau corporel optique sans fil .. 128
V.4 Analyse théorique de la probabilité d'erreur dans un réseau corporel OCDMA sans fil 133
V.5 Validation du calcul analytique 137
V.6 Performances d'un réseau corporel 140
V.7 Utilisation des Primes Codes 148
V.8 Conclusion 151
Conclusions générales et perspectives 153
Bibliographie 161
Liste des publications 173

(cc) BY-NC-ND

Annexe 1 175
Annexe 2 179
Annexe 3 185
Annexe 4 189
Annexe 5 193
Annexe 6 197
Annexe 7 201

(cc) BY-NC-ND

Introduction Générale

(cc) BY-NC-ND

(cc) BY-NC-ND

Selon les prévisions de l'INSEE (Institut National de la Statistique et des Etudes Economiques), la population française sera constituée d'un tiers de personnes âgées de plus de soixante ans d'ici 2050. Ce vieillissement de la population s'observe également à l'échelle européenne, avec en moyenne une augmentation de l'espérance de vie d'un an tous les cinq ans, et ce depuis près de cinquante ans. Le besoin en matière de traitement et de suivi médical est donc en constante augmentation alors que parallèlement, le nombre de professionnels de la santé est en diminution. Il est donc nécessaire de faciliter et d'améliorer la prise en charge des patients, sans augmenter les effectifs du personnel soignant.

Le principe de la télésurveillance répond à cette problématique, et représente donc un enjeu social et économique important. En milieu hospitalier, il permet d'assurer un suivi constant du patient, sans nuire à sa mobilité ou à son confort. Le temps d'immobilisation du patient en chambre peut donc être diminué, sans pour autant altérer la qualité de son suivi. La télésurveillance offre également l'avantage de pouvoir détecter les situations d'urgences médicales, et permet donc de relâcher les contraintes sur le personnel soignant.

Depuis de nombreuses années, on assiste au développement de systèmes intelligents pour des applications de télésurveillance. En effet, les progrès dans le domaine des circuits intégrés, des réseaux, et du traitement de l'information ont permis l'apparition de nouveaux outils et systèmes communicants, composés de capteurs répartis sur le corps ou les vêtements d'un patient. On appelle ces systèmes des réseaux de capteurs corporels (BAN « Body Area Network »). Ce sont des réseaux caractérisés par leur mobilité, leur portabilité, et leur facilité de déploiement, qui révolutionnent le concept de la surveillance et de la prise en charge de patients à distance. En effet, ils permettent d'assurer une continuité du suivi des patients quelque soit le lieu (hôpital, domicile, etc.), et avec la même qualité. Les BANs représentent donc une réelle opportunité dans le contexte actuel.

Néanmoins, les solutions utilisées actuellement pour réaliser ce type de réseaux se basent sur des techniques de transmission radiofréquences. En milieu hospitalier, l'utilisation de réseaux radiofréquences présente plusieurs désavantages, notamment en termes de perturbations électromagnétiques, et de sécurité des informations. Il faut également noter que les BANs doivent fonctionner en continu, et sur de longues périodes. Les effets de l'exposition prolongée aux radiofréquences sur le corps humain étant toujours sujet à débat, cela peut présenter un frein au développement massif des solutions de télésurveillance radiofréquences. Il est donc important d'évaluer le potentiel de solutions alternatives,

(cc) BY-NC-ND

particulièrement dans le cas d'environnements sensibles aux perturbations électromagnétiques.

Dans ce contexte, les travaux menés dans cette thèse portent sur l'utilisation de l'optique sans fil, en particulier l'infrarouge, comme alternative aux radiofréquences. Cette technologie présente de nombreux avantages, comme le fait de disposer d'une large bande passante non régulée, d'être insensible aux perturbations électromagnétiques, de nécessiter une faible consommation énergétique, et d'être peu couteuse. De plus, en milieu confiné, les transmissions optiques sans fils sont naturellement sécurisées. En effet, puisque le rayonnement optique ne traverse pas les murs, les transmissions sont restreintes à l'environnement, contrairement aux transmissions radiofréquences.

L'objectif de la thèse, est donc d'évaluer le potentiel de la technologie optique sans fil appliquée aux BANs médicaux, en milieu hospitalier. Le patient, porteur du réseau, peut être mobile dans sa chambre d'hôpital. De plus, les différents capteurs physiologiques, associés à des émetteurs optiques, peuvent être placés n'importe où sur le corps. Le récepteur optique, également porté par le patient, peut lui aussi être placé à des endroits différents sur le corps, et doit être capable de distinguer chacune des sources d'émission. Enfin, le débit maximal nécessaire pour transmettre des données physiologiques est de 1 Mbps.

Ce manuscrit est organisé en cinq chapitres. Le premier chapitre introduit le concept des réseaux de capteurs corporels. Les différentes caractéristiques définissant un réseau BAN ainsi que les applications associées sont tout d'abord détaillées. Ensuite, les caractéristiques principales d'un BAN radiofréquence sont présentés (canaux de transmission, topologie et protocoles de communication). Nous présentons pour finir les limites de l'utilisation des solutions de type radiofréquence.

Le deuxième chapitre porte sur la technologie optique sans fil infrarouge en milieu confiné. Nous présentons la chaine de communication optique sans fil, les émetteurs et récepteurs optiques, ainsi que des techniques de modulation. Les différents mécanismes de propagation sont présentés (liens directs et liens diffus), puis nous choisissons celui le plus adapté au cas des BANs. Pour terminer, nous discutons également des contraintes liées à l'utilisation de l'optique sans fil infrarouge dans le contexte des BANs (longueur d'onde, et sécurité oculaire).

(cc) BY-NC-ND

Le troisième chapitre étudie la modélisation du canal de communication optique sans fil diffus pour un réseau corporel. Nous définissons tout d'abord les différents paramètres à considérer, à savoir ceux liés à l'environnement (dimensions, réflectivité, et obstacles), et ceux liés au porteur du réseau (corps, mouvement, mobilité). Ensuite, les différentes méthodes permettant de modéliser le canal de transmission optique sans fil diffus sont présentées. Les méthodes retenues pour modéliser la réponse impulsionnelle du canal de transmission entre deux nœuds portés (modèle à 1 réflexion par rayon optique, et méthode de lancer de rayon pour un grand nombre de réflexions), sont ensuite appliquées au contexte BAN. Nous déterminons alors le canal de transmission en termes de gain statique et d'étalement temporel dans différents scénarios, afin d'illustrer l'impact des différents paramètres définis. Enfin, nous comparons le canal optique diffus, au canal radiofréquence BAN dans la bande UWB.

Le quatrième chapitre évalue les performances d'un lien corporel en optique sans fil, en termes de probabilité de rupture en fonction de la puissance émise. Nous détaillons notamment l'impact de nombreux paramètres, à savoir la taille de l'environnement, la mobilité du corps, la position du récepteur sur le corps (ainsi que son champ de vision), la réflectivité des surfaces de l'environnement, la directivité de l'émetteur, ainsi que la présence d'obstacles, vis-à-vis de leur taille, de leur mobilité et de leur réflectivité. Nous terminons ce chapitre sur le cas d'un environnement réaliste, et concluons sur le compromis performances/sécurité oculaire.

Le cinquième et dernier chapitre porte sur les performances d'un réseau BAN optique. En considérant un contrôle de l'accès multiple réalisé par répartition de code (OCDMA « Optical Code Division Multiple Access »), une méthode de détermination des performances théoriques est établie, en termes de probabilité d'erreur, en considérant des codes optiques orthogonaux. Cette méthode est ensuite utilisée pour déterminer les performances d'un réseau BAN, en fonction de différents paramètres, à savoir le poids et la longueur des codes, le nombre d'émetteurs, le débit des données et la puissance de transmission. Nous présentons également une étude préliminaire, où nous explorons les performances d'un autre type de code OCDMA : les primes codes.

Le manuscrit se termine par une conclusion sur les résultats obtenus durant cette thèse concernant les potentialités d'un BAN optique sans fil pour des applications médicales, et par les perspectives.

(cc) BY-NC-ND

(cc) BY-NC-ND

I. Introduction aux réseaux de capteurs corporels

(cc) BY-NC-ND

(cc) BY-NC-ND

I.1 Introduction

Les réseaux de capteurs corporels (BAN « Body Area Network ») ont pour principe fondamental le fait de porter sur soi des éléments intelligents et connectés. Ainsi, même si le terme de BAN est pour la première fois apparu en 2001 pour des applications médicales [**1**], le concept est bien antérieur. En effet, dès les années 1950, le terme d'ordinateur porté est utilisé [**2**]. Il s'agissait alors d'un système portatif utilisé pour prédire les résultats d'un jeu de hasard, à savoir la roulette dans les casinos. Il a fallu attendre les années 1990 pour que ce principe de communication au sein d'un environnement personnel refasse surface, grâce à l'évolution des technologies de transmission sans fil, avec l'apparition d'un nouveau terme, le réseau personnel (PAN « Personal Area Network ») [**3**]. Le principe du PAN est de faire communiquer les objets de l'environnement personnel entre eux, et sera standardisé en 2003 [**4**], puis finalisé en 2011.

Les années 2000 ont vu alors apparaitre le besoin de réaliser des réseaux de capteurs corporels, capables d'être autonomes, et également de communiquer avec leur environnement proche. On parlera dès lors de BAN puis de WBAN (Wireless BAN) pour caractériser leur aspect sans fil (de même avec les WPAN pour Wireless PAN). Afin de mieux visualiser les dimensions de ces deux types de réseaux, leur taille est comparée à celle des réseaux classiques locaux (WLAN), métropolitains (WMAN), et étendus (WAN) sur la figure I-1. On y aperçoit bien le caractère de proximité attribué aux WBANs.

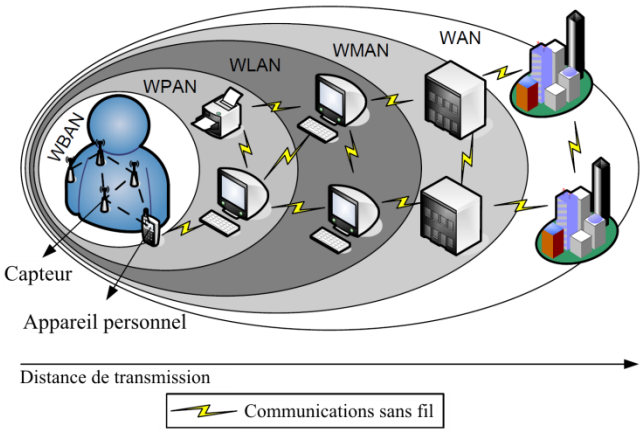


Figure I-1 : Dimensions des réseaux sans fil [**8**]

Les WBANs sont aujourd'hui largement étudiés, et constituent un des éléments de base des réseaux machine à machine (M2M, « Machine to Machine »), notamment dans le

(cc) BY-NC-ND

cadre d'applications médicales supportées par des systèmes sans fil [**5,6**]. En effet, le secteur de la santé s'intéresse de plus en plus à ces technologies car elles peuvent contribuer à une meilleure prise en charge des patients ce qui est un enjeu face à l'augmentation annoncée des maladies chroniques et du vieillissement de la population. Les WBANs pourraient donc s'inscrire dans ce que l'on entrevoit aujourd'hui comme le réseau du futur, mondial, reliant entre eux des millions d'objets, de machines et d'infrastructures, via des systèmes de cloud. Au-delà de l'aspect technique, nécessaire à la réalisation de ce type de réseaux, il y a également des questionnements sur la sécurité et la confidentialité des données qui y transitent.

Ainsi, dans ce chapitre, nous présentons les différentes caractéristiques définissant un réseau WBAN ainsi que les applications associées. En se basant sur le standard établi pour normaliser ce type de communication nous résumons par la suite les caractéristiques principales des canaux de transmission, la topologie et les protocoles de communication en particulier pour le cas de l'ultralarge bande (UWB « Ultra Wide Band »). Nous présentons pour finir les limites du standard et de l'utilisation des radiofréquences en introduisant la technologie optique sans fils pour les WBANs qui sera explorée dans la thèse.

I.2 Définition générale

De manière générale, le terme BAN désigne une technologie de réseau de capteurs portables opérant au voisinage du corps humain. On parlera de Wireless BAN (WBAN) pour spécifier le caractère sans fil des communications de ce type de réseau. L'institut des ingénieurs électriciens et électroniciens (IEEE «Institute of Electrical and Electronics Engineer ») a publié un premier standard pour les WBAN en 2012 (IEEE 802.15.6) et en donne la définition suivante [**7**]:

« *Une norme de communication optimisée pour les appareils à basse consommation et qui fonctionnent sur, dans ou autour du corps humain (mais non limitée aux humains) pour servir une diversité d'applications (y compris médicales), l'électronique grand public, le divertissement et autre*».

Les WBANs ont ainsi pour objectif d'organiser la collecte des données de leur porteur (humain ou non) et de permettre leur traitement. De plus, cette définition peut être complétée en notant qu'un WBAN est décomposé en deux niveaux hiérarchiques : l'intra-BAN et

(cc) BY-NC-ND

l'extra-BAN, comme montrés figure I-2. Les communications intra-BAN ont lieu entre les nœuds de transmissions, associés aux capteurs, et le collecteur que l'on appelle nœud coordinateur. Ce premier niveau, sur lequel se focalise l'étude réalisée dans cette thèse, permet de collecter les données du porteur, et de préparer leur transmission vers l'extérieur. Le deuxième niveau porte sur les transmissions des données collectées par le nœud coordinateur vers un réseau généralement plus étendu, pour un service de Cloud, un serveur sécurisé, ou autre, selon l'application visée.

Les WBANs ont pour finalité d'être portés, et se distinguent donc des réseaux de capteurs classiques (WSN « Wireless Sensor Network ») par la présence du corps du porteur et de son impact et également par de nombreux points clés résumés dans le tableau I-1 [**8**].

On peut voir qu'ils se différencient des WSN, notamment par la taille (miniaturisation des capteurs) et le nombre des nœuds très faible comparé aux cas classiques, mais aussi par les caractéristiques des batteries associées. Ainsi, les ressources énergétiques sont fortement limitées, et la mise en place de systèmes à basse consommation est alors essentielle étant donné la durée de vie recherchée, comme indiqué dans le tableau I-1.

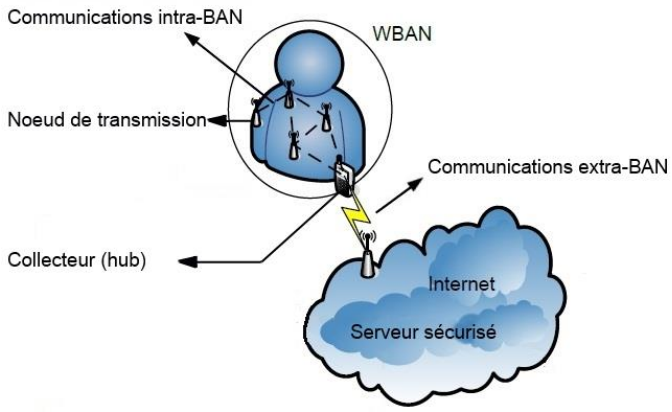


Figure I-2 : Niveaux hiérarchiques intra et extra-BAN [**8**]

(cc) BY-NC-ND

Tableau I-1 : Comparaison entre les WSNs et les WBANs

Points clés	**WSN**	**WBAN**
Taille	m/km	cm/m
Nombre de nœuds	Grand nombre, grande couverture	Petit nombre, espace limité
Taille des nœuds	Petit taille préférée, mais pas nécessaire	Petite taille nécessaire
Débit des nœuds	Souvent homogènes	Souvent hétérogènes
Fiabilité	Obtenue par la redondance des nœuds	Obtenue par la robustesse des nœuds
Remplacement des nœuds	Faisable facilement, possibilité de nœuds jetables	Difficilement réalisable, surtout en cas d'implants
Durée de vie des nœuds	Mois/années	Mois/années avec de faibles batteries
Source d'énergie	Facilement remplaçable	Difficilement remplaçable
Récupération d'énergie	Solaire ou Eolien	Mouvements ou chaleur du corps
Compatibilité Biologique	Peu considérée	Grande importance
Niveau de sécurité	Faible	Elevée (informations médicales)
Effet de la perte de données	Compensée par la redondance	Critique, requiert des mesures spécifiques
Technologie sans fil	Bluetooth, ZigBee, GPRS, WLAN…	Technologie à faible puissance requise

La gestion de la consommation énergétique d'un WBAN est d'autant plus difficile que la palette d'applications possibles est large, nécessitant chacune des besoins différents en termes de débits, de fiabilité et de sécurité, et ce dans des environnements variables. C'est une caractéristique importante pour les stratégies de communications dans les réseaux WBAN, différentes de celles adoptées dans des réseaux de capteurs classiques.

(cc) BY-NC-ND

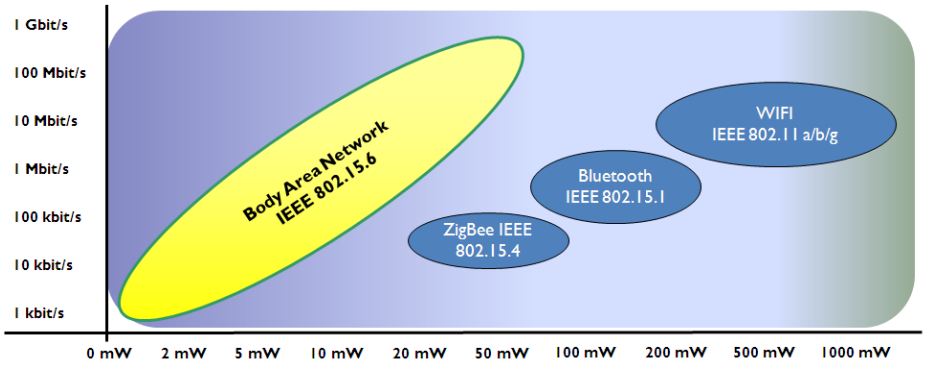
I.3 Applications

Le groupe de travail IEEE 802.15.6 pour la normalisation des WBANs a subdivisé les applications en 2 catégories, à savoir les applications médicales (classe A) et celles non médicales (classe B), détaillées dans le tableau I-2 [**7,9**]. Les WBANs étant un domaine de recherche récent, cette liste d'applications est loin d'être exhaustive, et est amenée à se développer dans les années à venir. Néanmoins, les applications sont déjà suffisamment nombreuses pour présenter une large variété de besoins, en termes de puissance et de débit.

Tableau I-2 : Liste non exhaustive d'applications médicales et non-médicales pour les WBANs

<table>
<tr><th>Classe A : Applications médicales</th><th>Classe B : Applications non médicales</th></tr>
<tr><td>A1 : Télémétrie médicale (WMTS,
« Wireless Medical Telemetry Service »)</td><td>B1 : Echange de flux</td></tr>
<tr><td>Electroencéphalogramme (EEG)
Electrocardiogramme (ECG)
Electromyogramme (EMG)
Température
Respiration
Rythme cardiaque
Oxymétrie de pouls SpO2
Pression sanguine
pH</td><td>Reconnaissance de mouvement
Localisation
Détection d'émotions
Identification
Porte clé connecté</td></tr>
<tr><td>A2 : Implants</td><td>B2 : Divertissement</td></tr>
<tr><td rowspan="3">Glucose
Arythmie cardiaque
Pression du liquide céphalo-rachidien
Capsule endoscopique (gastro-intestinal)
Capsule de livraison de traitement
Stimulation cérébrale
Neurostimulation visuelle
Neurostimulation auditive
Interface cerveau-machine
Pacemaker
Défibrillateur
Pompe à insuline</td><td>Jeux vidéo
Réseau sociaux
Informations sur le corps et ses signaux vitaux à des fins de divertissement</td></tr>
<tr><td>B3 : Urgences (non médicales) civiles ou militaires</td></tr>
<tr><td>Etat physique d'un intervenant (policier, pompier, militaire etc.)
Information sur l'environnement (oxygène, méthane, CO_2, etc.)</td></tr>
</table>

(cc) BY-NC-ND



*

Figure I-3 : Comparaison du débit en fonction de la puissance pour plusieurs protocoles

La figure I-3 présente les contraintes puissance-débit et illustre un des principaux challenges des réseaux WBANs. En effet, à débit égal, ils nécessitent une puissance nettement inférieure à celle utilisée dans les standards classiques (Wi-Fi, Bluetooth, ZigBee, etc). Il faut également considérer la Qualité de Service (QoS) requise, qui varie également selon les applications visées, et qui peut être particulièrement stricte dans les domaines médicaux ou militaires. L'étude menée dans cette thèse se focalise sur des applications médicales, dont des exemples de besoins en termes de débit, et de qualité de service (QoS), à savoir la latence, le taux d'erreur binaire (BER « Bit Error Rate) et la durée de vie du réseau, sont reportés dans le tableau I-3 [**10-13**].

On peut observer sur le tableau I-3 que pour les applications médicales qui n'utilisent pas d'implant, les besoins en termes de QoS sont homogènes. En revanche, le domaine des implants est plus hétérogène. En effet, la durée de vie requise peut varier de 24 heures à 3 années selon l'application, avec des contraintes en termes de BER variant de 10^{-3} à 10^{-10}. Ces différences peuvent induire des difficultés vis-à-vis du design d'un réseau complet.

Pour répondre à ces problématiques, le standard IEEE 802.15.6 considère comme technologie de base la technologie radiofréquence, et définit pour la première fois l'architecture d'un BAN, et les protocoles de communications associés.

* Gael Mathia, positionnement du BAN

(cc) BY-NC-ND

Tableau I-3 : Besoins des applications médicales

Application	Débit requis	BER	Latence	Durée de vie du réseau
Electroencéphalogramme (EEG)	≈ 100 kbps	$<10^{-10}$	< 250 ms	> 1 semaine
Electrocardiogramme (ECG)	≈ 100 kbps	$<10^{-10}$	< 250 ms	> 1 semaine
Electromyogramme (EMG)	≈ 1 Mbps	$<10^{-10}$	< 250 ms	> 1 semaine
Température	< 1 kbps	$<10^{-10}$	< 250 ms	> 1 semaine
Respiration	< 1 kbps	$<10^{-10}$	< 250 ms	> 1 semaine
Rythme cardiaque	≈ 10 kbps	$<10^{-10}$	< 250 ms	> 1 semaine
Oxymétrie de pouls SpO2	≈ 30 kbps	$<10^{-10}$	< 250 ms	> 1 semaine
Pression sanguine	< 10 bps	$<10^{-10}$	< 250 ms	> 1 semaine
Stimulation cérébrale	≈ 1 Mbps	$<10^{-3}$	< 250 ms	> 3 ans
Stimulation auditive	≈ 200 kbps	$<10^{-10}$	< 250 ms	> 40 heures
Capsule endoscopique	≈ 1 Mbps	$<10^{-10}$	< 250 ms	> 24 heures
Pacemaker	≈ 10 kbps	$<10^{-10}$	Non définie	Non définie

I.4 Le standard IEEE 802.15.6

La normalisation IEEE 802.15.6 vise à fournir une norme internationale pour des communications radiofréquences dans l'environnement proche du corps humain, faible puissance, courte portée, avec une grande fiabilité et pour une gamme de débits de données variés (correspondant aux applications classes A et B) allant de quelques dizaines de kbps jusqu'à plusieurs Mbps. Parmi les caractéristiques du standard [**7**], on peut noter que les nœuds doivent pouvoir communiquer de manière fiable même lorsque la personne est en mouvement, et que la puissance rayonnée ne doit pas dépasser 1mW.

I.4.1 Eléments de la Couche Physique (PHY)

Si on s'intéresse en particulier à la couche physique, le choix de la technologie va dépendre de l'application (médicale ou non) et de la localisation des nœuds (implants, sur le corps, ou dans l'environnement). La norme IEEE 802.15.6 a spécifié trois couches physiques différentes utilisables en fonction des applications visées, comme détaillé ci-dessous, et illustré sur la figure I-4 :

(cc) BY-NC-ND

- La couche PHY NB (NB pour « Narrow Band ») autorise des transmissions à bande étroite dans les bandes ISM (« Industrial, Scientific and Medical ») et MICS (« Medical Implant Communication Services ») traditionnelles avec des débits pouvant atteindre 1 Mbps. La bande WMTS (« Wireless Medical Telemetry Service ») pour la commande et la supervision d'appareils médicaux est spécifique aux USA.
- La couche physique PHY UWB s'appuie sur la technologie radio ultralarge bande (UWB) et permet des débits nettement supérieurs allant jusqu'à 15.6 Mbps dans des bandes de fréquences situées autour de 4 GHz et 8 GHz.
- Enfin, la couche PHY HBC (HBC pour « Human Body Communication ») s'inspire du standard de communication en champ proche et exploite les bandes 16 MHz et 27 MHz.

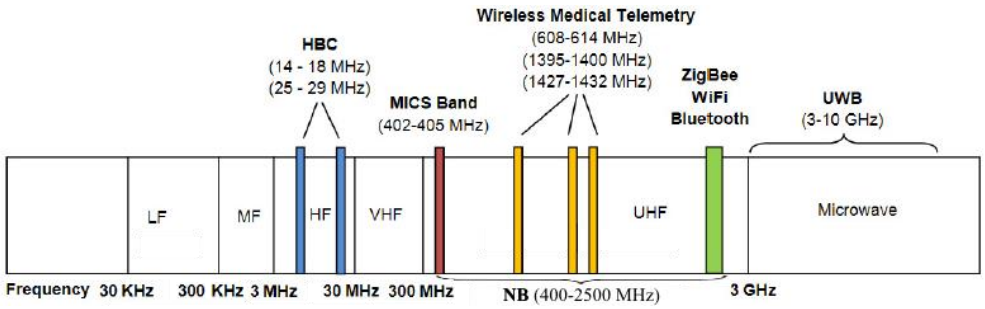


Figure I-4 : Illustration des bandes de fréquence RF

I.4.2 Les canaux de transmission

La nature du canal radioélectrique est très variable du fait de la présence du corps humain qui interagit différemment avec les ondes radio suivant la fréquence, la distance au corps et la polarisation. Cela engendre des phénomènes de propagation complexes d'autant plus que l'environnement de l'utilisateur et son activité contribuent également à la variabilité du canal. C'est donc une contrainte forte pour les communications WBAN.

Ainsi, le standard définit les modèles de canaux de transmission en fonction de différents scénarios comme indiqué sur la figure I-5 [**7**].

(cc) BY-NC-ND

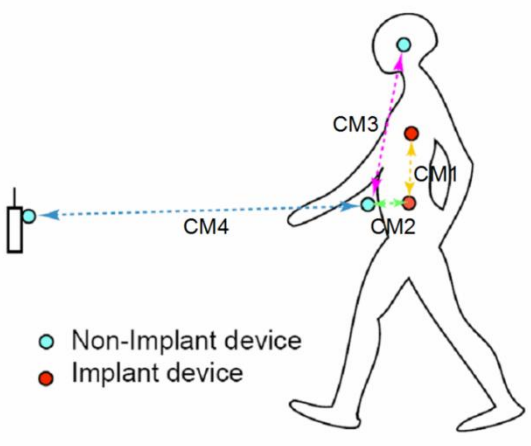


Figure I-5 : Différents canaux de transmissions RF [**7**]

Les canaux CM1, CM2 et CM3 correspondent à ce que l'on a précédemment défini comme l'intra-BAN. Plus précisément, les canaux CM1 et CM2 considèrent l'utilisation d'implants, tandis que le canal CM3 ne considère que des éléments sur la surface du corps. Le canal CM4 correspond à une communication extra-BAN, et permet de faire le lien entre le réseau corporel, et les différents services associés (serveur de données, internet, etc.). Les bandes de fréquences correspondantes sont reportées dans le tableau I-4 [**14**].

Il faut cependant souligner que pour répondre aux exigences relatives au compromis performances-complexité, à la miniaturisation, à la minimisation de l'énergie consommée et de l'énergie rayonnée et pour pouvoir opérer sur une bande accessible mondialement sans licence, une couche physique UWB a été considérée comme susceptible d'apporter une très bonne réponse à la problématique WBAN en raison de nombreux avantages [**12**]. En particulier, la technologie UWB présente une forte diversité spectrale, ce qui lui permet de résister aux interférences. De plus, les signaux UWB ressemblant à un bruit blanc, ainsi que leur faible puissance, les rendent résistants aux tentatives d'interception du signal. D'autre part les impulsions UWB devant respecter un masque de puissance très restrictif (Annexe 1 [**15-17**]) elles respectent de ce fait les contraintes du standard en termes de puissance maximale rayonnée.

La bande UWB est donc très étudiée pour les canaux CM3 et CM4 dans les scénarios intra et extra BAN.

(cc) BY-NC-ND

Tableau I-4 : Scénarios WBAN possibles

Scénario	Description	Bande de fréquence	Canal
S1	Implant vers Implant	402-405 MHz	CM1
S2	Implant vers surface du corps	402-405 MHz	CM2
S3	Implant vers l'extérieur	402-405 MHz	CM2
S4	Surface du corps vers surface du corps (LOS, Line Of Sight)	13.5, 50, 400, 600,900 MHz 2.4 GHz 3.1-10.6 GHz (UWB)	CM3
S5	Surface du corps vers surface du corps (NLOS, no-LOS)		CM3
S6	Surface du corps vers l'extérieur (LOS)	13.5, 50, 400, 600,900 MHz 2.4 GHz 3.1-10.6 GHz (UWB)	CM4
S7	Surface du corps vers l'extérieur (NLOS)		CM4

Le contexte de la thèse portant sur les communications intra-BAN sur le corps qui correspondent au cas du canal CM3, nous nous intéressons dans le paragraphe suivant plus particulièrement à la modélisation de ce canal pour la bande UWB.

Des éléments sur les modélisations des canaux CM1, CM2 (définis pour de l'intra-BAN avec des implants), et CM4 (modèle extra-BAN) dans le cas d'UWB sont données en Annexe 2 [**14,18**].

I.4.3 Modélisation du canal CM3 pour UWB.

L'application visée est dans le domaine médical, on se concentre donc sur la modélisation de CM3 pour ce contexte.

Le groupe de travail IEEE P802.15 a proposé en 2009 une modélisation statistique établie à partir de mesures dans une chambre d'hôpital de taille 5m x 7m x 2.5m, comme représentée sur la figure I-6, contenant divers équipements (lits, table de chevet, etc.) [**14**]. Le corps humain étant couché sur un lit, 9 positions d'émetteur sont considérées (de A à J excepté G), et le récepteur est placé au niveau de la ceinture (G), comme indiqué sur la figure I-6. Les mesures sont réalisées à l'aide d'une antenne de type Skycross^{TM} (figure I-7), fonctionnant dans la bande de fréquences 3-11GHz (UWB), et d'un analyseur de réseau vectoriel. Les résultats sont basés sur 10 mesures du paramètre S_{21} par position de l'émetteur, caractérisant la fonction de transfert du canal. A titre d'exemple, on peut voir ces mesures, réalisées pour la position B (épaule), sur la figure I-8 [**14]**.

(cc) BY-NC-ND

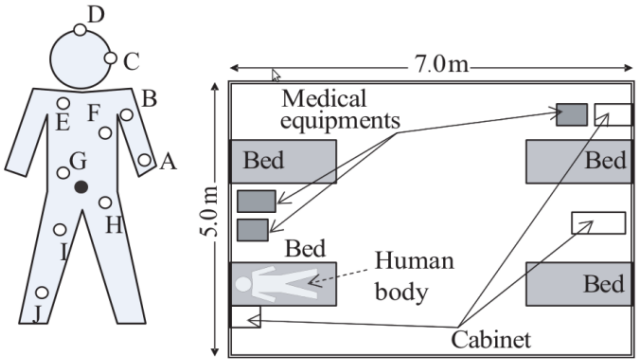


Figure I-6 : Configuration des mesures du canal CM3 [**14**]

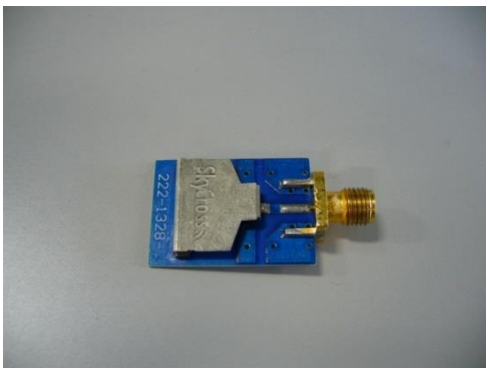


Figure I-7 : Antenne de type Skycross^{TM}[**14**]

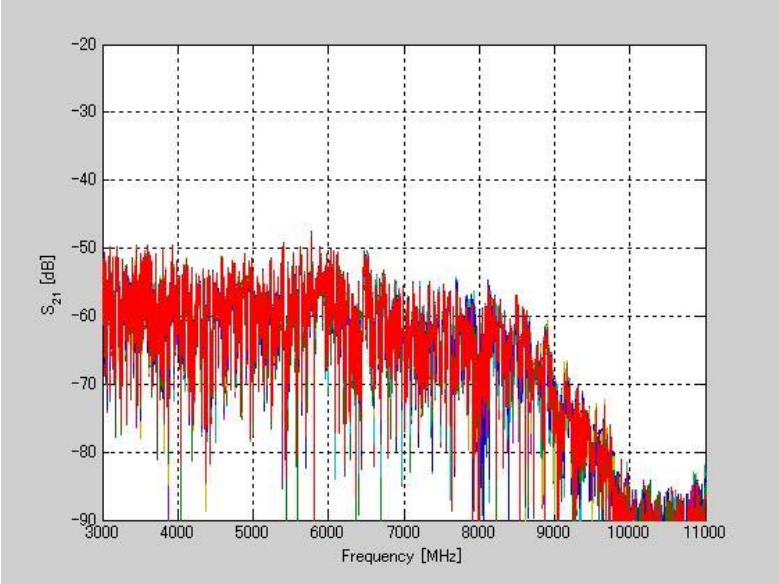


Figure I-8 : Mesures du paramètre S_{21} pour la position B[**14**]

(cc) BY-NC-ND

Comme le montre la figure I-8, on peut remarquer que le canal CM3 dans la bande UWB présente de fortes variations en fonction de la fréquence. Etablir un modèle de la réponse impulsionnelle, qui dépend de la fréquence, est donc difficilement réalisable. En revanche, il est possible de réaliser un modèle de l'atténuation en fonction de la distance entre l'émetteur et le récepteur et du profil de retard de puissance (PDP, pour « Power Delay Profile ») du canal, à savoir une moyenne de la puissance reçue en fonction des différents trajets empruntés par l'onde électromagnétique, avec comme référence le premier de ces trajets [**14]**.

Concernant l'atténuation, les mesures réalisées ont permis d'établir le modèle suivant :

$$PL(d)[dB] = a.log_{10}(d) + b + N \quad (1)$$

où a et b sont des coefficients d'ajustement linéaires, et d représente la distance entre l'émetteur et le récepteur en mm. La distance est calculée suivant le périmètre du corps et non la distance directe entre l'émetteur et le récepteur. La variable aléatoire N suit une distribution normale centrée d'écart-type σ_N, et représente l'effet de masquage ou « shadowing ». Les valeurs de ces paramètres sont données dans le tableau I-5 [**14**], et la figure I-9 représente un exemple de l'atténuation en fonction de la distance.

Tableau I-5 : Paramètres de l'atténuation pour le canal CM3

	a	**b**	$\boldsymbol{\sigma_N}$
CM3	19.2	3.38	4.17

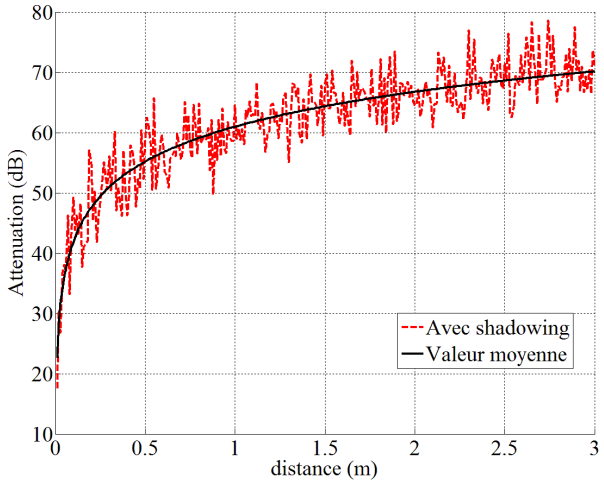


Figure I-9 : Atténuation en fonction de la distance du canal CM3

(cc) BY-NC-ND

On peut remarquer que l'effet de « shadowing » induit de grandes variations sur l'atténuation par rapport à sa valeur moyenne, jusqu'à des écarts pouvant atteindre 10 dB. L'environnement de mesure étant statique, ces variations sont principalement dues au corps humain, notamment à de petits mouvements, contrôlés ou non, qui peuvent survenir.

Concernant la PDP, le modèle établi suppose que le nombre de trajets suivis par les ondes avant d'arriver au récepteur, suit un processus de Poisson et que l'amplitude des trajets peut être décrite par une décroissance exponentielle. On se base sur l'équation générale pour établir la réponse impulsionnelle du canal [**14**]:

$$h(t) = \sum_{l=0}^{L-1} a_l \exp(j\phi_l)\, \delta(t - t_l) \tag{2}$$

ou a_l, t_l, et ϕ_l, représentent respectivement l'amplitude, le temps d'arrivée, et la phase du $l^{\text{ième}}$ trajet parcouru par l'onde électromagnétique. L est le nombre de trajets, et $\delta(t)$ représente la fonction de Dirac.

La phase ϕ_l est modélisée par une distribution uniforme dans l'intervalle [0,2π]. L'amplitude a_l est modélisée par une décroissance exponentielle de paramètre Γ et de facteur de Rice γ_0. On peut donc écrire a_l ainsi:

$$10log_{10}(|a_l|^2) = \begin{cases} 0 & (l = 0) \\ \gamma_0 + 10log_{10}\left(\exp\left(-\frac{t_l}{\Gamma}\right)\right) + K & (l \neq 0) \end{cases} \tag{3}$$

où K suit une distribution normale de valeur moyenne nulle, et d'écart type σ_S.

Le temps d'arrivée t_l du $l^{ième}$ trajet est défini par son retard vis à vis du trajet précédent t_{l-1}. Les retards $(t_l - t_{l-1})$ sont alors décrits par une distribution de Poisson, de valeur moyenne λ, et définie comme :

$$pdf(t_l - t_{l-1}) = \lambda \exp(-\lambda(t_l - t_{l-1})) \tag{4}$$

Le nombre de trajets L suit une distribution de Poisson, de moyenne $\overline{L}$, et définie comme:

$$pdf(L) = \frac{\overline{L}^L \exp(\overline{L})}{L!} \tag{5}$$

(cc) BY-NC-ND

Les valeurs des différents paramètres nécessaires à la réalisation de ce modèle sont résumées dans le tableau I-6. La figure I-10 représente une réalisation de la répartition de puissance PDP, normalisée par rapport au trajet ayant la plus grande amplitude, et la figure I-11 représente la fonction de densité de probabilité (PDF) de l'étalement temporel du canal. L'étalement temporel représente la durée séparant le premier et le dernier trajet de la répartition de la puissance PDP.

On peut remarquer que le canal CM3 est un canal fortement multi-trajet, d'un étalement temporel moyen de 69ns. Cela signifie que pour des débits élevés, il faut s'attendre à des effets d'interférence entre symboles (IES) non négligeables.

Tableau I-6 : Paramètres de la PDP du canal CM3

Paramètres		**Valeurs**
$\boldsymbol{a_l}$	γ_0	-4.60 dB
	Γ	59.7
	σ_S	5.02 dB
$\boldsymbol{t_l}$	λ	1.85 ns
L	$\overline{L}$	38.1

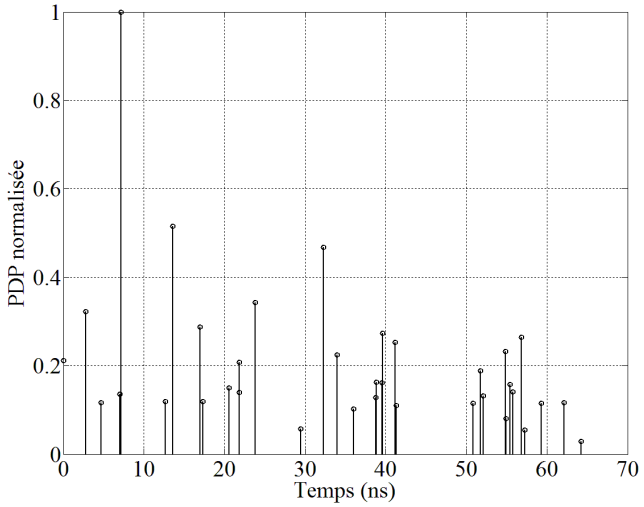


Figure I-10 : Exemple de réalisation de la PDP du canal CM3

(cc) BY-NC-ND

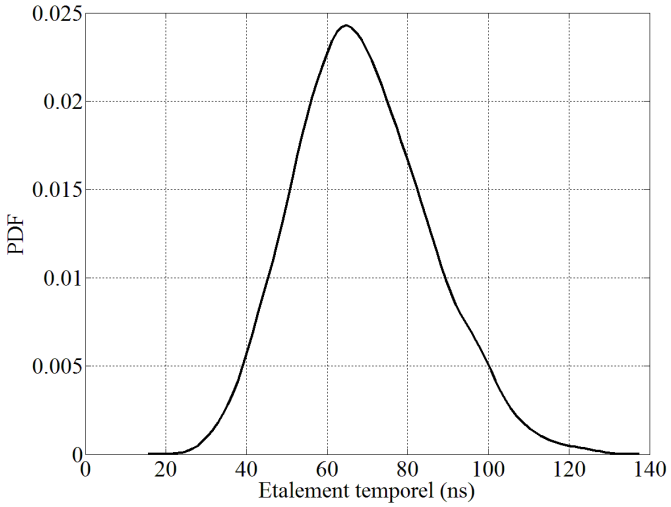


Figure I-11 : PDF de l'étalement temporelle du canal CM3

Depuis 2009, de nombreux travaux de recherche ont porté sur la modélisation de CM3 [**19-24**] dans différentes configurations. Les résultats sont souvent comparés au modèle décrit dans ce paragraphe.

Dans la thèse, nous adopterons la même approche et nous comparerons ce canal avec nos résultats dans le cas de l'optique sans fil pour un lien corporel.

I.4.4 Topologie et aperçu du protocole de communication d'un WBAN

I.4.4.a La topologie

Le standard 802.15.6 spécifie que dans l'environnement intra-BAN, il ne peut exister qu'un seul coordinateur, ou hub (H), capable de communiquer avec les nœuds de transmission (N). Les WBANs adoptent donc naturellement une topologie en étoile, comme montré sur la figure I-12 [**7,25,26**].

Cette topologie est celle de base, où chaque nœud peut communiquer avec le hub, mais est incapable de le faire avec les autres nœuds. Cependant, il est possible d'étendre cette topologie en étoile, à une topologie en étoile à 1 ou 2 sauts, si les besoins en termes de QoS sont critiques, comme indiqué sur la figure I-13. Cela consiste à donner aux différents nœuds de transmission la capacité de relayer les informations des autres si nécessaire.

(cc) BY-NC-ND

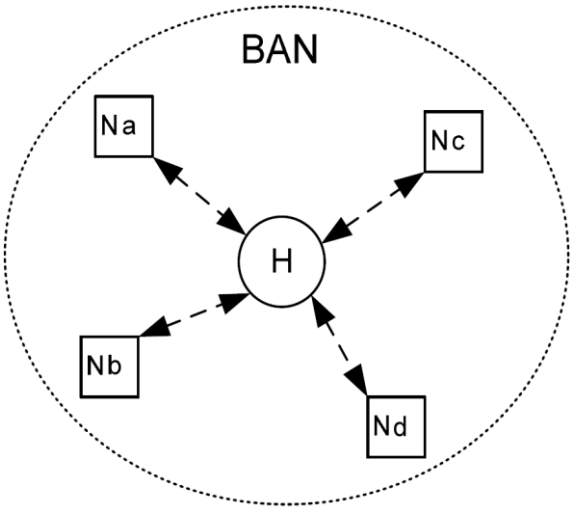


Figure I-12 : Topologie de base d'un WBAN [**7**]

Ces deux solutions complémentaires permettent de palier au problème de la forte atténuation due au corps humain. Cependant, cela nécessite une complexification des nœuds de transmission, ce qui peut impacter leur consommation et donc la durée de vie du WBAN.

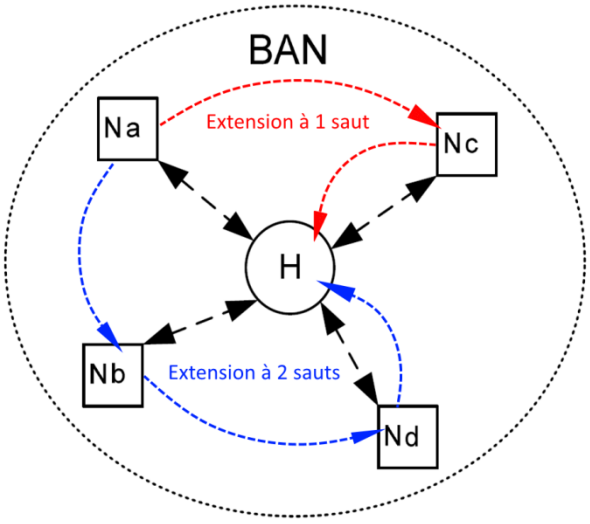


Figure I-13 : Extensions de la topologie de base d'un WBAN [**7**]

I.4.4.b Aperçu du protocole de communication d'un WBAN

Comme dit précédemment, on s'intéresse au canal CM3 dans la bande de fréquence UWB. On résume donc dans cette partie les protocoles de communications associés à cette bande de fréquence. Les informations concernant les autres bandes peuvent être obtenues dans [**7,25,26**].

(cc) BY-NC-ND

Par défaut, le standard spécifie que tout système BAN utilisant la technologie UWB doit supporter ce que l'on appelle la radio impulsionnelle UWB (IR-UWB, « Impulse Radio UWB). Son principe consiste à émettre directement en bande de base, des impulsions très courtes avec un faible rapport cyclique. Du fait de leur brièveté, ces impulsions sont intrinsèquement large bande [**27**]. De plus, l'utilisation de la modulation de fréquence UWB (FM-UWB « Frequency Modulation UWB) peut également être prise en compte, mais est considérée comme optionnelle. Une description de son fonctionnement peut être obtenue dans [**28**].

Dans chaque cas, la trame de communication se décompose comme présenté sur la figure I-14.

Figure I-14 : Trame de communication UWB [**7**]

Dans l'ordre, le premier élément à transmettre, est l'en-tête de synchronisation (SHR « Synchronization Header »). Vient ensuite l'en-tête physique (PHR « PHY Header ») puis l'unité de service des données (PSDU « PHY Service Data Unit »). Le PHR contient les informations sur le débit des données, la longueur des données transmises et ce qu'on appelle la graine aléatoire. Cette graine est à l'origine de transformations aléatoires effectuées sur les bits de donnée à transmettre présents dans le PSDU. Cette transformation est faite afin de sécuriser les données.

Avec cette trame de communication, deux types de transmissions peuvent être réalisées, à savoir le type faible QoS (application de type divertissement) et le type forte QoS (applications de type médical). Les caractéristiques de ces deux modes de fonctionnement sont détaillées dans le tableau I-7 pour une faible QoS, et dans le tableau I-8 pour une forte QoS. A noter que pour le mode forte QoS, seul l'IR-UWB est envisagé, et qu'il est nécessaire d'utiliser un système d'acquittement de type ARQ (« Automatic Repeat reQuest »)[**7**].

(cc) BY-NC-ND

Tableau I-7 : Caractéristiques du mode faible QoS

	Débit obligatoire	**Débits possibles**	**Modulation obligatoire**
IR-UWB	0.4875 Mbps	De 0.4875Mbps à 15.6Mbps	OOK
FM-UWB	250 kbps	De 0.4875Mbps à 15.6Mbps	CP-BFSK et FM large bande

Tableau I-8 : Caractéristiques du mode forte QoS

	Débit obligatoire	**Débits possibles**	**Modulation obligatoire**
IR-UWB	0.4875 Mbps	De 0.4875Mbps à 15.6Mbps	DPSK

Enfin, chaque bit de donnée doit être transmis via ce que l'on appelle un symbole, représenté sur la figure I-15.

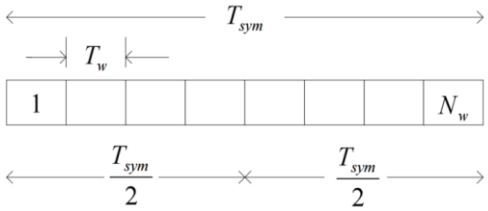


Figure I-15 : Symbole utilisé pour la transmission UWB [**7**]

Le temps symbole T_{sym} est divisé en N_w temps bits T_w. Ces N_w positions sont divisées en deux parties, chacune de durée totale $T_{sym}/2$. A chaque élément du WBAN est attribué une position par partie afin de transmettre les données, comme indiqué sur dans le tableau I-9. Cette méthode permet de supporter l'accès multiple. Afin de garder une faible consommation de puissance, le rapport cyclique T_w/T_{sym} doit être maintenu à 3.125%.

Tableau I-9 : Mise en forme du symbole pour la transmission UWB

Bit à transmettre	**Contenu de la position dans la partie [1,N_w/2]**	**Contenu de la position dans la partie [(N_w/2)+1,N_w]**
0	rien	Une impulsion (ou burst d'impulsion)
1	Une impulsion (ou burst d'impulsion)	rien

(cc) BY-NC-ND

I.5 Conclusion

La recherche sur les WBANs étant récente, le standard publié en 2012 ne résout pas tous les problèmes, dont les principaux sont résumés ci-dessous.

Les communications RF opérant autour d'un corps humain souffrent d'importantes atténuations en fonction de la distance émetteur-récepteur et de l'effet de masquage dû à la mobilité du porteur du réseau. De plus, les transmissions RF peuvent subir un évanouissement multi-trajets dû à la diffusion et aux diverses réflexions des ondes électromagnétiques dans l'environnement [**27, 28**]. Pour continuer, les restrictions vis à vis de la puissance maximale en fonction de la bande de fréquence considérée, impliquent de très faibles puissances de transmission maximales possibles, et induisent nécessairement un fort risque d'interférence de la part des autres réseaux RF. Cet aspect peut présenter un véritable défi, étant donné le nombre toujours croissant d'appareils connectés.

Dans le cas WBAN et les contextes où une grande QoS est demandée, typiquement pour des applications médicales, l'ensemble de ces contraintes peut entrainer une complexification des nœuds du réseau ce qui peut nuire à la portabilité et au déploiement.

Il faut également ajouter que des rapports récents ont montré que dans des environnements sensibles, comme une unité de soin au sein d'un hôpital par exemple, les rayonnements électromagnétiques sont à éviter car ils peuvent provoquer des interférences critiques sur l'instrumentation et les appareils de suivi actuellement utilisés [**29**]. Enfin, à ces difficultés s'ajoute la question de l'impact des communications RF sur la santé, notamment dans le cas d'exposition prolongée. Jusqu'ici, aucune étude n'a fourni de résultats concluant, et le débat est donc toujours ouvert [**30**] ce qui cristallise des doutes et des inquiétudes dans la société. Tout cela explique que des réticences existent concernant le déploiement de solutions WBAN utilisant une technologie UWB dans des services sensibles tels que des services d'urgence ou de néo-natalité par exemple.

Afin de répondre en partie à cette problématique, les solutions technologiques de communications alternatives et applicables au concept des WBANs constituent un enjeu.

L'une de ces alternatives est de considérer des systèmes RF opérant dans des bandes de fréquences millimétriques autour de 60 GHz [**31,32**]. Dans ces bandes qui ont l'avantage

(cc) BY-NC-ND

d'être libres, la propagation des ondes est cependant limitée par de très fortes atténuations. L'utilisation envisagée concerne donc des applications très courte portée. La technologie 60 GHz apparaît donc prometteuse pour des applications BAN car elle autorise une miniaturisation poussée des capteurs et des débits importants (5Gb/s typiquement). De plus, l'utilisation d'une bande millimétrique permet de diminuer les interférences avec les systèmes RF et par la même occasion de renforcer, compte tenu de la forte atténuation en espace libre, la confidentialité des données. Néanmoins, la réalisation des circuits est plus complexe à ces fréquences et le corps humain introduit des effets de masquage très pénalisants étant donné la longueur d'onde. De plus, cette solution reste une technologie RF et ne permet donc pas de satisfaire à tous les problèmes en milieu sensible que nous avons évoqué précédemment.

Ainsi, nous nous intéressons dans cette thèse à une autre alternative, à savoir la technologie optique sans fil. Elle a l'avantage de ne présenter aucune interférence avec les systèmes RF, et son impact sur la santé, notamment en termes de risque oculaire, est complètement maitrisé.

Ces deux points clés font de l'optique sans fil un candidat intéressant. De plus, son potentiel vis-à-vis des communications indoor de type extra-BAN, correspondant au canal CM4, a déjà été étudiée et démontrée dans des travaux précédents [**33-36**]. Ainsi nous cherchons dans cette thèse à évaluer son potentiel dans le cas de l'intra-BAN, correspondant au canal CM3, dans le cas où tous les nœuds communiquant sont portés. Nous considérerons pour cela des applications médicales en indoor, présentant un débit maximal requis de 1 Mbit/s avec des contraintes élevées en termes de BER ($\leq 10^{-10}$).

(cc) BY-NC-ND

II. L'optique sans fil pour les réseaux de capteurs corporels

(cc) BY-NC-ND

(cc) BY-NC-ND

II.1 Introduction

Avec la demande sans cesse croissante pour les applications et services sans fil, le spectre RF est encombré et risque d'être saturé. Considérer les parties supérieures du spectre électromagnétique pour les communications sans fil est une solution. On est donc amené à s'intéresser à la bande optique qui offre des opportunités.

Communiquer par optique sans fil consiste à utiliser des ondes électromagnétiques à très hautes fréquences dans les bandes de l'ultraviolet (UV), du visible, et de l'infrarouge (figure II-1). Afin d'appréhender ces ondes, on préfère utiliser la notion de longueur d'onde dans le domaine optique plutôt que celle de fréquence. Cela revient à considérer les variations dans l'espace des ondes électromagnétiques, plutôt que leurs variations dans le temps pour les définir.

Le spectre de communication de l'optique sans fil peut se diviser en trois grandes parties suivant la valeur de la longueur d'onde considérée, comme présenté sur la figure II-1.

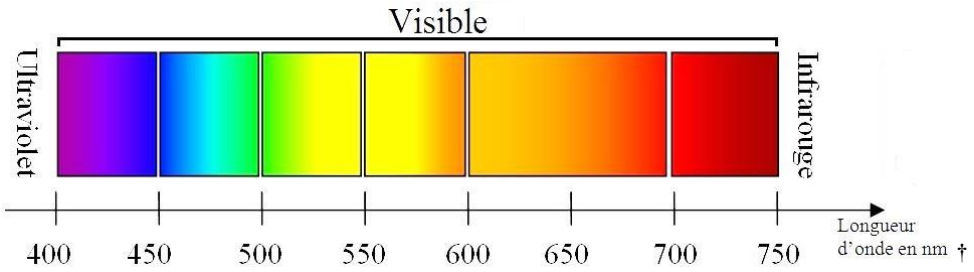


Figure II-1 : Spectre des ondes optiques

On définit le domaine des ultraviolets (UV) pour des longueurs d'ondes inférieures à 400nm. Entre 400nm et 750nm se trouvent les longueurs d'onde visibles, allant du violet au rouge. Le domaine de l'infrarouge commence pour des valeurs supérieures à 750nm. On subdivise généralement le domaine de l'infrarouge en différentes sous-parties, mais c'est l'infrarouge proche (0.75-3µm) qui est étudié pour des applications de communication. Au-delà (infrarouge moyen et lointain), il existe des effets thermiques pénalisants.

Dans ce chapitre, nous présentons le domaine des communications optiques sans fils en résumant les avantages et contraintes de cette technologie. Puis, en considérant le contexte

† Julien Bernon, spectre de la lumière blanche

(cc) BY-NC-ND

de la thèse, c'est-à-dire les réseaux de capteurs, nous détaillons les principes de fonctionnement des communications optiques sans fil en indoor, et en infrarouge. Les caractéristiques principales des émetteurs et récepteurs optiques ainsi que des techniques de modulation sont définies. Ensuite, nous détaillons les deux mécanismes de propagation en indoor (LOS et diffus) et discutons de leur application au contexte de la communication entre capteurs situés sur le corps d'une personne. Finalement, nous présentons les contraintes liées au contexte avant de conclure.

II.2 Généralités sur l'optique sans fils

Chronologiquement, les communications optiques sans fil ont d'abord été étudiées et standardisées dans le domaine de l'infrarouge proche [**37**], afin, par exemple, de permettre la transmission courte portée généralement point à point et « indoor », entre deux systèmes portables (ordinateur portable, téléphones, télécommandes, etc.), ou avec une station de base (ordinateur, télévision, etc.), appelée aussi point d'accès. On peut également citer des applications de plus grande échelle « outdoor », comme des transmissions à haut débit entre immeubles, afin de réaliser des réseaux WMAN ou bien des transmissions spatiales (terre-satellite par exemple).

Les études sur les communications optiques sans fil se sont récemment élargies au domaine du visible (VLC « Visible Light Communications »), notamment depuis le développement des diodes électroluminescentes (LED) pour l'éclairage [**38**,**39**]. En effet, du fait de la grande vitesse de commutation des LEDs, il est possible de réaliser deux fonctionnalités, l'illumination et la communication. Les applications destinées à transmettre des informations ou à localiser à partir de lampes situées dans l'environnement sont nombreuses, comme par exemple dans les bâtiments (musées, centres commerciaux, usines) et dans les lieux sensibles (hôpitaux, avions). On envisage également l'utilisation des VLC dans le domaine du transport intelligent (communications entre véhicules et signalisation) ou pour les communications sous-marines. Une autre application très étudiée depuis 2011 est le Li-Fi (Light Fidelity) qui est le terme similaire au Wi-Fi, utilisé pour les communications VLC très haut-débit. Le Li-Fi peut être complémentaire au Wi-Fi et permettre de fournir une connexion internet à des débits théoriques de 1 Gbps.

Il y a également un intérêt croissant pour les communications dans l'ultraviolet (UVC « UltraViolet Communications ») du fait de progrès récents dans le domaine des sources et

(cc) BY-NC-ND

des détecteurs fonctionnant dans le spectre 200-280 nm . Dans cette bande, le rayonnement solaire est négligeable ce qui rend possible la conception de détecteurs optiques performants avec des champs de visions importants. On peut ainsi envisager des communications « outdoor » courtes portées, en non- visibilité pour réaliser des réseaux de capteurs sans fils et des réseaux ad-hoc [**40**].

II.2.1 Avantages de l'optique sans fil

En comparaison avec les communications RF, l'optique sans fil bénéficie de certaines caractéristiques avantageuses [**37,41-50**], comme décrit ci-dessous.

Le premier élément est la bande passante offerte par l'optique sans fil, qui est très nettement supérieure à ce qu'il est possible d'obtenir en RF [**51**]. Elle s'étend sur plusieurs centaines de GHz et peut être utilisée sans restriction (pas de licence), alors que le spectre des systèmes RF est limité.

Le deuxième point concerne l'absence de transmission des rayons optiques à travers la matière opaque, comme des murs par exemple. Ainsi, pour un système optique sans fil indoor, les rayons optiques sont confinés dans l'environnement. Cela peut être un avantage, car on peut alors renforcer la sécurité des communications, puisque les transmissions ne peuvent pas être interceptées depuis l'extérieur [**46**]. De plus, cela permet de réutiliser le même système dans plusieurs environnements adjacents sans avoir d'interférences entre eux, ce qui simplifie le déploiement.

Par ailleurs, du fait des longueurs d'onde optique très petites par rapport aux dimensions des récepteurs, il n'y a pas d'évanouissements dû aux interférences entre les multiples trajets en optique, contrairement au cas RF.

Enfin, comme annoncé précédemment, les communications optiques sans fil sont insensibles à toute transmission RF environnante, et ne les perturbent pas non plus en retour. Ces avantages font de l'optique sans fil une piste intéressante pour assurer le fonctionnement d'un WBAN dans des environnements « indoor », où les communications RF peuvent poser des problématiques, notamment pour des applications médicales.

(cc) BY-NC-ND

II.2.2 Contraintes et limitations de l'optique sans fil

Afin d'étudier le potentiel de cette technologie, il est important de considérer les désavantages qu'elle peut également présenter.

Pour commencer, comme dit précédemment, les ondes optiques sont confinées en indoor. C'est donc une caractéristique qui peut être vue également comme un désavantage par rapport aux communications RF en termes de couverture.

De plus, si dans le domaine des RFs, les effets de masquage dû aux mouvements du corps et des obstacles dans l'environnement du WBAN induisent des variations de la puissance reçue, ils peuvent être bien plus problématiques en optique. En effet, les rayons optiques ne traversent pas la matière, il est donc possible qu'un effet de masquage implique une rupture du lien émetteur-récepteur.

Enfin, un autre point pénalisant est lié à l'impact sur la santé de l'optique sans fil. En effet, le risque, notamment l'effet du rayonnement infrarouge sur la rétine ou des UV sur la peau, est parfaitement connu [**52**] contrairement au cas des RF. Il existe donc des normes et des restrictions sur la puissance moyenne de transmission selon que l'on soit en UV, en VLC ou en infrarouge. C'est également un désavantage en termes de couverture. A cela s'ajoutent différentes sources de bruit : des bruits optiques (soleil, lampes à incandescence ou fluorescentes), et du bruit thermique au niveau du récepteur [**53**].

II.2.3 L'optique sans fil dans le contexte WBAN

Ces caractéristiques doivent donc être étudiées et prises en compte dans le cadre d'un WBAN, afin d'évaluer les potentialités de la technologie optique sans fil.

Pour ce faire, il est d'abord nécessaire de choisir le domaine de longueur d'onde le plus adapté au cas d'un réseau porté. Etant donné les risques pour la peau, le domaine UV est inadapté. De plus, un système exploitant le domaine du visible occasionnerait une gêne visuelle pour le porteur du réseau, ainsi que pour les autres personnes de l'environnement. Le choix le plus pertinent est donc d'utiliser la technologie infrarouge.

Dans ce contexte, concernant les transmissions infrarouges en indoor, deux types de propagation des rayons optiques peuvent être mises en œuvre afin de réaliser le lien entre

(cc) BY-NC-ND

l'émetteur et le récepteur. On peut réaliser ce que l'on appelle un lien en visibilité directe, où le trajet parcouru par les rayons optiques entre l'émetteur et le récepteur est direct (figure II-2). On peut également établir une propagation diffuse, en considérant les réflexions des rayons optiques dans l'environnement pour réaliser le lien émetteur-récepteur (figure II-2).

Les liens en visibilité directe ont fait l'objet du premier standard infrarouge (1994) appelé IrDa (IrDA 1.0). Il permettait de considérer un débit maximal de 115 Kbps pour des connexions de 1 à 3m [**54**]. En 1995 ce standard a été étendu jusqu'à 4 Mbits/s (IrDA 1.1), puis jusqu'à 16 Mbits/s en 1999. Néanmoins, peu de produits respectent actuellement ce standard, et seule la version IrDA 1.0 a réellement été utilisée. Cela peut s'expliquer car la nécessité d'un lien en visibilité directe est en contradiction avec la banalisation actuelle des appareils connectés et leur mobilité.

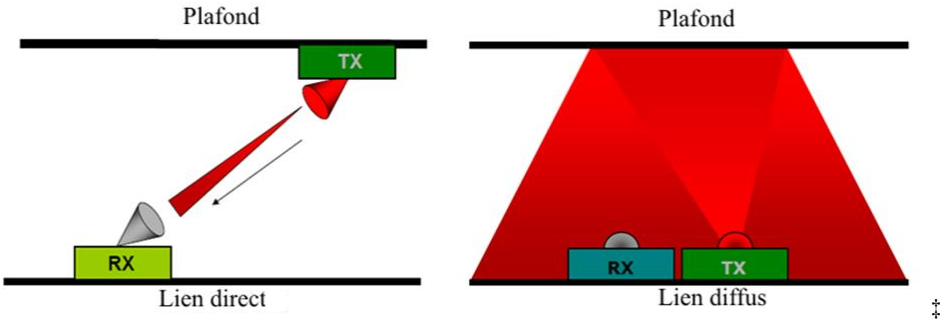


Figure II-2 : Illustration d'un lien optique direct et d'un lien optique diffus

En revanche, si l'on considère un environnement exclusivement indoor, la propagation diffuse permet d'envisager la connexion de terminaux mobiles via l'infrarouge. De précédents travaux font état de systèmes pouvant aller de 1 à 50 Mbps [**37,42**]. Cette technologie ne nécessite pas de lien direct entre l'émetteur et le récepteur, et est donc envisageable pour réaliser la communication entre des éléments mobiles.

‡ Seyed Sina Torkestani, Contribution à l'étude d'un réseau de communications optiques sans fils indoor-application à la télésurveillance en milieu hospitalier

(cc) BY-NC-ND

II.3 Chaine de communication

La plupart des systèmes optiques sans fil sont des systèmes à Modulation d'Intensité et à Détection Directe (IM/DD, « Intensity Modulation/Direct Detection »). Ils utilisent le principe de fonctionnement schématisé sur la figure II-3 [**55**].

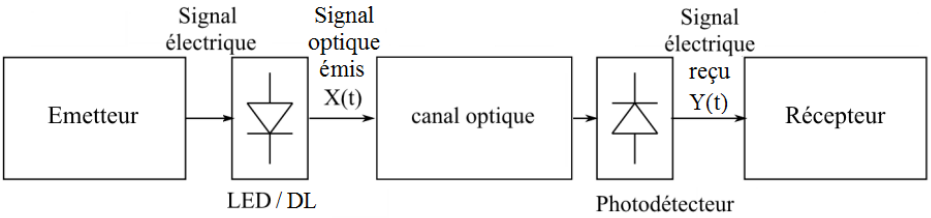


Figure II-3 : Chaine de communication IM/DD optique sans fil classique

L'émetteur génère tout d'abord le signal électrique à transmettre. Une conversion du domaine électrique vers le domaine optique est ensuite réalisée via un composant optoélectronique, qui émet une intensité optique I_s (W/sr). I_s est liée à la puissance émise P_t, par une relation qui tient compte du diagramme de rayonnement de l'émetteur $R_0(\varphi)$, ou φ est l'écart angulaire entre la direction de l'émetteur, et celle d'un rayon optique émis [**41**]:

$$I_s = P_t R_0(\varphi) \tag{6}$$

On note $X(t)$ la puissance optique instantanée en entrée du canal, nécessairement positive :

$$X(t) \geq 0 \tag{7}$$

Les contraintes sur la sécurité oculaire imposent des limites sur la puissance optique moyenne émise par le système [**52**]. On peut donc écrire mathématiquement cette contrainte sur la puissance moyenne émise P_t comme :

$$P_t = \lim_{T\to\infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^{T} X(t)dt \leq P_{max} \tag{8}$$

ou P_{max} correspond à la limité tolérée, et dépend de la longueur d'onde considérée et des caractéristiques de l'émetteur [**52**].

(cc) BY-NC-ND

A la réception, un photo-détecteur reçoit une puissance optique par unité de surface appelée irradiance (W/m²), et fournit ensuite un signal électrique (courant électrique) qui lui est proportionnel, noté $Y(t)$. A partir de l'équivalent bande de base de la chaîne de transmission le signal reçu s'écrit :

$$Y(t) = s_e.X(t) \otimes h(t) + N(t) \quad (9)$$

ou s_e représente la sensibilité du photo-détecteur (A/W), $N(t)$ un terme de bruit, $h(t)$ la réponse impulsionnelle du canal optique sans fil, et $\otimes$ le symbole représentant le produit de convolution.

Le bruit présent dans un tel système peut provenir de deux origines distinctes, le bruit ambiant, et le bruit thermique. Le premier provient de sources lumineuses parasites (soleil, lampes, néons...) alors que le second est généré par les éléments résistifs du récepteur. Comme expliqué dans le chapitre précédent, les applications médicales visées dans cette thèse ne concernent que de faibles débits (<1 Mbps). Dans ce cas, la source de bruit prédominante est le bruit ambiant, et est généralement modélisé par un bruit additif blanc gaussien (BABG) [**53**]. On parle alors de canal BABG. La densité spectrale de puissance unilatérale du bruit N_0 est reliée au photo-courant I_b (correspondant au bruit ambiant) par :

$$N_0 = 2qI_b \quad (10)$$

où q représente la charge d'électron (≈1.6×10^{-19} C). La valeur du photo-courant ambiant mesuré pour une communication infrarouge dans un environnement fortement perturbé par les sources de lumière ambiante est I_b≈200µA [**37**]. En utilisant (**10**), on obtient alors N_0 = 6.4×10^{-23} (W/Hz). C'est cette valeur qui sera utilisée pour notre étude.

II.4 Caractéristiques de l'émetteur et du récepteur

II.4.1 L'émetteur

L'élément clé de la chaine d'émission optique sans fil est le composant de conversion électrique-optique. Les plus courants sont les diodes électroluminescentes (LED «Light Emitting Diode»). Les LEDs infrarouges sont utilisées commercialement grâce à leurs très faibles coûts. La plupart des LEDs ont une grande surface d'émission ce qui est un avantage

(cc) BY-NC-ND

pour respecter les contraintes liées à la sécurité oculaire [**52**]. L'inconvénient est qu'elles ont une faible efficacité en termes de conversion électrique/optique.

Il existe également une autre catégorie de composant appelée diodes laser (DL, ou LD pour «Laser Diode ») qui présentent, à l'inverse des LEDs, une efficacité de conversion importante. Néanmoins, elles émettent des faisceaux optiques très étroits, ce qui implique d'utiliser des diffuseurs optiques afin d'éviter tout risque oculaire [**37,43,46**]. Ces composants sont donc plus couteux que les LEDs et plus difficiles à mettre en œuvre.

Par la suite, on s'intéressera dans cette thèse à l'utilisation de LEDs, qui sont plus simples à déployer que des DL.

De manière générale, le rayonnement $R_0(\varphi)$ des LEDs se modélise par ce que l'on appelle le modèle Lambertien généralisé. Ce modèle de rayonnement est caractérisé par un paramètre m, et s'écrit :

$$R_0(\varphi) = \frac{m+1}{2\pi} cos^m(\varphi) \ (m > 0) \tag{11}$$

On peut voir sur la figure II-4 l'évolution du diagramme de rayonnement de type Lambertien en fonction de m. Le cas particulier m=1 correspond à ce que l'on a l'habitude d'appeler une émission Lambertienne.

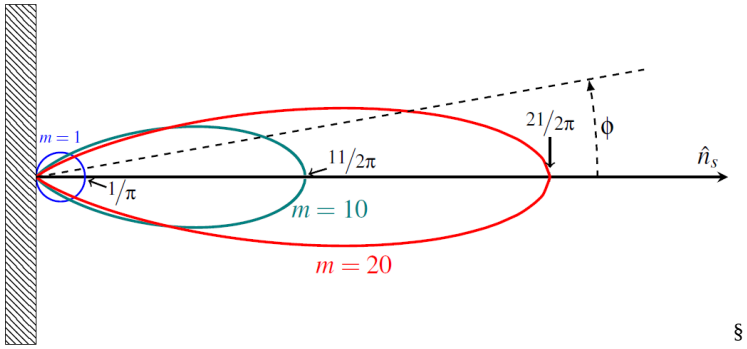
De plus, on peut remarquer que plus m est élevé, et plus le diagramme de rayonnement est directif, avec un maximum toujours localisé en φ =0. La directivité est alors caractérisée par ce que l'on appelle l'angle à mi-puissance $\varphi_{1/2}$, qui s'exprime en fonction de m. Cet angle correspond à celui pour lequel la puissance émise est égale à la moitié de la valeur maximale, c'est à dire pour φ =0. Plus l'angle à mi-puissance est faible, et plus l'on considère qu'un émetteur est directif.

En utilisant l'équation **(11)**, on peut établir :

$$m = -\frac{\ln(2)}{\ln(\cos(\varphi_{1/2}))} \tag{12}$$

On constate donc bien dans l'équation **(12)** que m décroit à mesure que $\varphi_{1/2}$ augmente.

(cc) BY-NC-ND



§

Figure II-4 : Evolution du diagramme de rayonnement selon m

II.4.2 Le récepteur

Dans un système optique sans fil à détection directe, le récepteur est une photodiode qui fournit un signal électrique $Y(t)$ proportionnel à la puissance optique reçue $X(t)$, en détectant le flux de photons incidents sur la surface du photo-détecteur **[37,51]**.

La surface des photo-détecteurs est largement supérieure à la longueur d'onde λ à laquelle le récepteur doit être sensible, comme illustré sur la figure II-5. Ainsi le champ électromagnétique est intégré sur une surface d'au moins mille fois la longueur de l'onde optique considérée. Cela rend les systèmes optiques sans fil insensibles aux effets d'évanouissement multi-trajets. De plus, pour des débits inférieurs à 10 Mbps, les distorsions multi-trajets liées aux réflexions sont négligeables [**56,57**]. Comme l'étude menée dans la thèse ne considère que des débits inférieurs à 1 Mbps, il est donc possible de modéliser la réponse impulsionnelle $h(t)$ comme une simple atténuation. On peut alors ré-écrire l'équation **(9)** comme :

$$Y(t) = s_e . H_0 . X(t) + N(t) \tag{13}$$

où H_0 représente le gain statique du canal optique sans fil, défini comme :

$$H_0 = \int_{-\infty}^{+\infty} h(t)dt \tag{14}$$

§ Seyed Sina Torkestani, Contribution à l'étude d'un réseau de communications optiques sans fils indoor-application à la télésurveillance en milieu hospitalier

(cc) BY-NC-ND

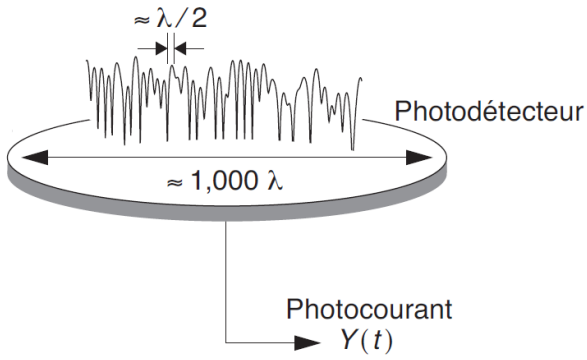


Figure II-5 : Surface d'un photorécepteur [**46**]

D'autre part, la puissance reçue dépend de la surface du récepteur, et notamment de ce que l'on appelle sa surface effective A_{eff}, liée à la surface physique du récepteur A_{phy}, et à l'angle d'incidence ψ du rayonnement reçu par rapport à l'axe du photodétecteur, comme écrit ci-dessous :

$$A_{eff}(\psi) = \begin{cases} A_{phy}\cos(\psi) & 0 \le \psi \le FOV \\ 0 & autrement \end{cases} \quad (15)$$

où FOV correspond au champ de vision (Field Of View) du récepteur. L'équation (**15**) signifie qu'en dehors du FOV, le récepteur ne détecte aucune puissance optique. Augmenter sa valeur permet donc de récupérer plus de rayons optiques incidents. En revanche, cela implique également que la quantité de bruit reçue augmente aussi. De plus, il faut noter que la surface effective peut être augmentée en utilisant des concentrateurs ou des filtres [**50,53,55**]. Une fois encore, cela implique de récupérer plus de bruit. Afin de simplifier l'étude réalisée dans cette thèse, ces dispositifs ne sont pas considérés ici.

Ensuite, le dernier paramètre important du récepteur est sa sensibilité vis à vis du spectre optique. Elle est définie ainsi [**46**]:

$$s_e(W/A) = \frac{\eta\lambda q}{hc} \approx \frac{\eta\lambda(\mu m)}{1.24} \quad (16)$$

Où h représente la constante de Plank (≈6.63×10^{-34} m²kg/s), c la célérité de la lumière (≈3×10^{8} m/s), et η représente l'efficacité quantique du photo-détecteur pour une longueur d'onde donnée.

(cc) BY-NC-ND

II.5 Modulation

Le rôle de la modulation est de mettre les données binaires à transmettre sous forme de signal. Dans le cadre de l'optique sans fil, il est nécessaire de respecter la contrainte de l'équation (**7**). Le signal créé doit donc être toujours positif ou nul, à l'inverse du cas RF où d'autres types de modulations impliquant la phase peuvent être envisagées.

Dans le cadre d'une transmission optique sans fil reposant sur un schéma IM/DD, différentes techniques de modulations peuvent être utilisés. On distingue classiquement les modulations de type Pulse Amplitude Modulation (PAM) qui modulent l'amplitude du signal optique et les modulations de type Pulse Position Modulation (PPM) qui jouent sur la position des signaux optiques.

Le choix d'une technique de modulation dépend d'un compromis entre plusieurs facteurs :

- L'efficacité spectrale : en théorie, les systèmes optiques sans fil disposent d'une bande passante très importante. Néanmoins, elle peut être limitée par la bande passante du photorécepteur, ou par de la propagation multi-trajets dans le cas de lien diffus.
- L'efficacité en puissance : étant donné les contraintes en termes de sécurité oculaire, et de durée de vie des réseaux WBAN, ce critère est également très important si l'on souhaite obtenir les meilleures performances possibles avec une puissance d'émission minimale.
- La fiabilité de la transmission : elle doit être suffisante pour satisfaire les critères en termes de probabilité d'erreur, malgré la présence de différentes sources de bruit, ou d'interférence.
- Autres facteurs : complexité et coût du système.

Les modulations d'amplitudes profitent d'une grande efficacité spectrale, au détriment de l'efficacité en puissance. A l'inverse, les modulations de positions présentent une grande efficacité en puissance, au détriment de la bande passante du système.

(cc) BY-NC-ND

La modulation la plus simple à utiliser, et souvent utilisée en tant que référence dans les études portant sur l'optique sans fil, est la modulation d'amplitude appelée OOK (On-Off Keying), qui comprend deux symboles représentés sur la figure II-6.

Chaque symbole s'étend sur une durée temporelle T, et représente un bit de donnée (1 ou 0), respectant la condition de positivité sur le signal optique à transmettre. En effet, le premier symbole n'émet aucune puissance optique pendant T, et le deuxième émet la puissance optique $2P_t$, nécessairement positive, sur la durée T. Ainsi, la puissance moyenne est égale à P_t.

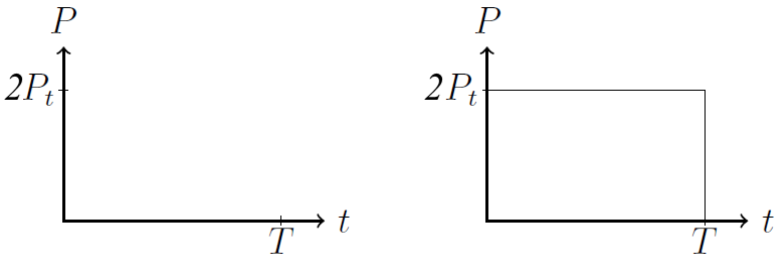


Figure II-6 : Symboles de la modulation OOK

Puisque chaque symbole OOK représente un seul bit de donnée, le débit de la transmission vaut $R_B = 1/T$. La bande de fréquence occupée par cette modulation est donc $B = R_B$. En considérant une transmission équiprobable, le rapport signal à bruit (SNR « Signal to Noise Ratio ») peut alors s'exprimer comme :

$$SNR = \frac{(\frac{1}{2}0^2 + \frac{1}{2}(2P_t)^2){s_e}^2{H_0}^2}{N_0 R_B} = \frac{2{P_t}^2{s_e}^2{H_0}^2}{N_0 R_B} \quad (17)$$

où s_e représente la sensibilité du récepteur et H_0 le gain statique du canal optique sans fil comme défini dans l'équation (**14**).

Il a précédemment été expliqué dans la section II.3 que le canal optique sans fil pouvait être considéré comme un canal BABG. La performance théorique de la modulation OOK sur ce type de canal, en termes de taux d'erreur (BER), peut s'obtenir à partir de l'expression :

(cc) BY-NC-ND

$$BER = \frac{1}{2} erfc\left(\sqrt{\frac{SNR}{2}}\right) \quad (18)$$

L'évolution du BER en fonction du SNR est illustrée sur la figure II-7. On peut remarquer que pour la valeur de BER qui nous intéresse dans le cadre des applications médicales, à savoir $\leq 10^{-10}$, le SNR correspondant doit être $\geq$16,1dB. Ces valeurs serviront de références pour estimer si les performances du canal optique sans fil pour les WBANs sont acceptables vis à vis des applications visées.

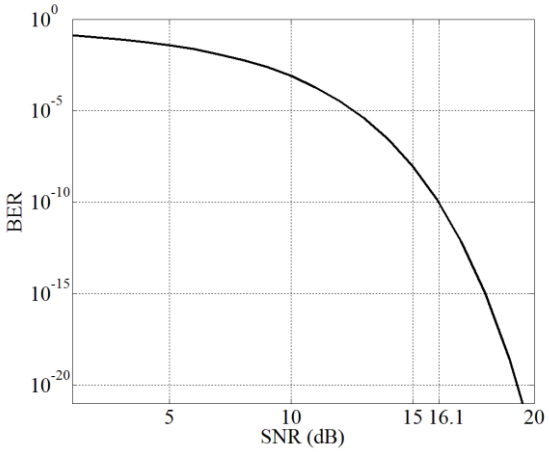


Figure II-7 : BER en fonction du SNR pour une modulation OOK

II.6 Mécanismes de propagation

Maintenant que l'on a expliqué le fonctionnement des différents constituants d'une chaine de communication optique sans fil, nous allons détailler les différentes façons de les utiliser ainsi que leurs avantages et inconvénients respectifs vis à vis d'une application WBAN.

II.6.1 Transmissions par lien direct

Les transmissions de type lien direct (LOS) sont celles qui ont été considérées dans le protocole IrDa [**54**]. Elles se subdivisent en 3 catégories :

- Les liens en visibilité directe complètement guidés (FT-LOS « Full Tracked LOS ») où les pointages respectifs de l'émetteur et du récepteurs sont guidés pour être toujours alignés.

(cc) BY-NC-ND

- Les liens en visibilité directe partiellement guidés (HT-LOS « Half Tracked LOS ») où seul un des éléments est guidé.
- les liens non guidés (NT-LOS « Non Tracked LOS »), cas le plus général.

Le cas général d'un lien NT-LOS dans le cadre d'un WBAN est illustré sur la figure II-8 dans une situation où l'émetteur est situé à la cheville, et où le récepteur est situé au poignet.

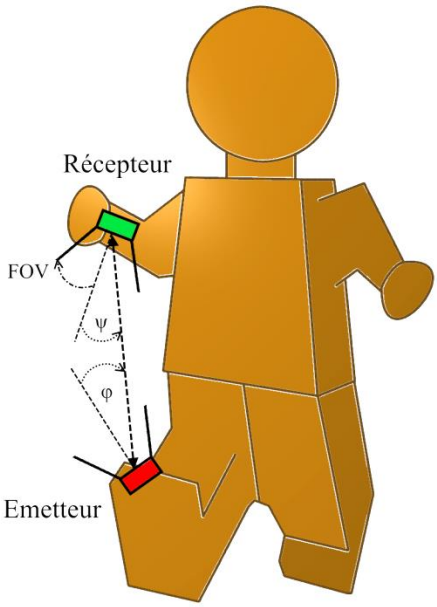


Figure II-8 : Illustration d'un lien LOS dans le cadre d'un WBAN

Afin d'exprimer le gain statique de ce type de canal de transmission, on considère que l'émetteur a une intensité de rayonnement égale à $P_t R_0(\varphi)$, comme expliqué précédemment. On exprime alors l'irradiance comme $I_r(d,\varphi) = P_t R_0(\varphi)/d^2$, avec d la distance émetteur/récepteur [**41**]. La puissance reçue P_R au niveau du récepteur vaut donc :

$$P_R = I_r(d,\varphi) A_{eff}(\psi) \tag{19}$$

Où $A_{eff}(\psi)$ est définie dans l'équation (**15**). On obtient alors, en combinant les équations (**6,11,15,19**), l'expression du gain statique H_{0_LOS} dans le cas LOS général :

$$H_{0_LOS} = \frac{A_{phy}}{2\pi d^2}(m+1).\cos^{m}(\varphi).\cos(\psi)\ (\psi \leq FOV) \tag{20}$$

(cc) BY-NC-ND

Les liens de type LOS permettent d'obtenir les plus fortes valeurs de SNR possibles dans le domaine de l'optique sans fil. Néanmoins ces solutions sont, de façon générale, très sensibles au blocage.

De plus, dans le cas des WBANs, on comprend naturellement en observant la figure II-8, que la mobilité et la morphologie du corps humain rendent très peu probable l'existence d'un lien direct entre deux éléments portés, sans utiliser des nœuds d'une grande complexité.

Considérer des liens diffus qui exploitent les réflexions des rayons optiques dans l'environnement semble être donc la solution pour établir la communication entre deux nœuds du réseau corporel.

II.6.2 Transmissions diffuses

Deux types de réflexions peuvent avoir lieu en fonction de la nature des éléments réflecteurs.

Les réflexions optiques sont dites spéculaires dans le cas où les surfaces rencontrées par les rayons optiques sont parfaitement lisses vis à vis de la longueur d'onde considérée. C'est le cas du miroir idéal en optique géométrique, où l'on considère que le rayon optique incident n'est réfléchi que suivant une seule direction.

Dans le cas où les dimensions des irrégularités des surfaces rencontrées par le rayon optique sont suffisamment importantes vis-à-vis de la longueur d'onde, les réflexions sont dites diffuses. Le rayon optique incident est alors réfléchi dans différentes directions, comme illustré sur la figure II-9 dans une situation où l'émetteur est situé à l'épaule, et où le récepteur est situé à la ceinture.

Pour déterminer le type de réflexion produit par une surface, il existe un critère, appelé critère de Rayleigh, qui dépend de la longueur d'onde λ, de la hauteur ζ des irrégularités de la surface rencontrée et de l'angle d'incidence θ_i du rayon optique sur la surface considérée :

$$\begin{cases} \zeta > \dfrac{\lambda}{8\sin(\theta_i)} & \text{diffus} \\ \zeta \leq \dfrac{\lambda}{8\sin(\theta_i)} & \text{spéculaire} \end{cases} \tag{21}$$

(cc) BY-NC-ND

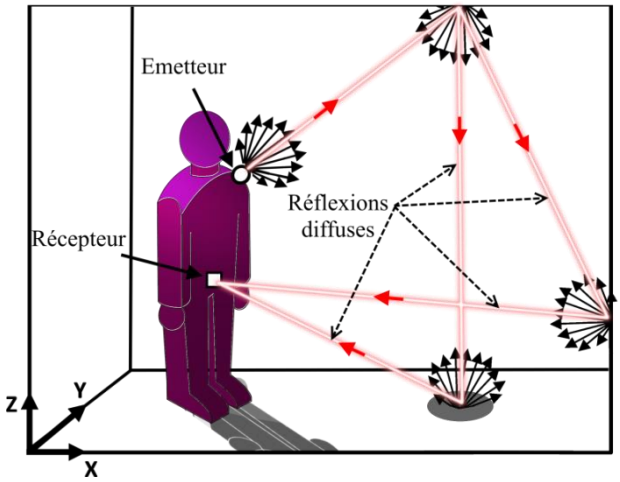


Figure II-9 : Représentation d'un lien optique diffus

Cette condition signifie que si les irrégularités de la matière sont grandes devant la longueur d'onde, les réflexions seront dites diffuses, et on parle alors de surface diffuse. Dans le cas contraire, on parle de surface lisse. A titre d'exemple, pour une longueur d'onde infrarouge de 850 nm, on considère que les surfaces sont diffuses si $\zeta \geq 0.11\mu m$, pour une incidence normale. La plupart des revêtements intérieurs des bâtiments (murs, plafond et sol) respectent le critère de Rayleigh vis-à-vis du rayonnement infrarouge [**58**].

Nous considérons ainsi des réflexions diffuses dans notre étude. Il est donc nécessaire d'associer à ces surfaces un modèle de rayonnement, ainsi qu'un coefficient de réflexion traduisant l'atténuation de la puissance optique due à la réflexion, que nous noterons ρ dans tout ce qui suit, dépendant de la longueur d'onde considérée et du matériau de la surface.

II.6.2.a Modèle de rayonnement

Parmi les différents modèles de rayonnement optiques associés aux surfaces réfléchissantes, on peut citer le modèle empirique de Phong, basé sur les observations de Bui Tuong Phong [**59**]. Ce modèle n'est donc pas exact, mais permet de prédire de manière crédible la lumière réfléchie par le point de surface étudié. Il prend en compte trois types de réflexions, à savoir :

- La réflexion dite ambiante, supposée égale en chaque point de la surface, correspondant au bruit ambiant.
- La réflexion diffuse, modélisée par un modèle Lambertien (m=1).
- La réflexion spéculaire, basée sur l'optique géométrique.

BY-NC-ND

Afin d'illustrer ces trois composantes, leur impact et la sommation de ces trois composantes sont représentés sur la figure II-10, dans le cas d'une sphère illuminée par une source lumineuse ponctuelle.

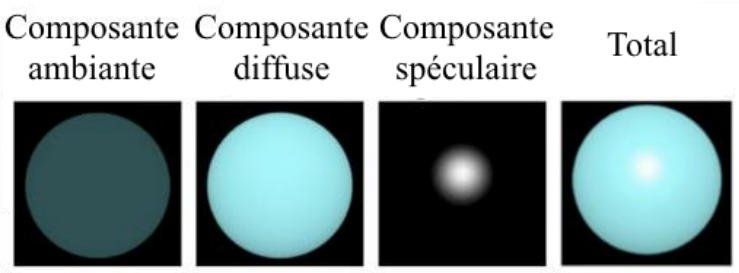


Figure II-10 : Illustration du modèle de Phong

Encore aujourd'hui, ce modèle est très utilisé, notamment pour des calculs de rendu de l'éclairage en 3 dimensions dans les jeux vidéo, images de synthèse, etc.

Comme expliqué précédemment, nous considérons des surfaces réfléchissantes exclusivement diffuses. Nous considérons donc des surfaces présentant un rayonnement Lambertien (m=1). On parle alors de surface Lambertienne.

II.6.2.b Coefficient de réflexion

Dans les études théoriques sur les performances de l'optique sans fil infrarouge, le coefficient de réflexion classiquement utilisé pour caractériser les surfaces d'une pièce est ρ=0.8 **[48]**. Néanmoins, comme on peut le voir sur la figure II-11 [**60**] dans le cas des longueurs d'onde visibles, ρ peut prendre des valeurs très différentes suivant les matériaux considérés.

Dans le domaine de l'infrarouge (λ>750nm), ρ semble atteindre une valeur limite, ce qui peut permettre d'extrapoler des valeurs pour les matériaux présents sur la figure II-11, données dans le tableau II-1 [**60**].

Tableau II-1 : Valeurs de ρ extrapolées pour l'infrarouge

Murs		**Plafond**	**Sol**
Plâtre	**Plastique**		
0.83	0.48	0.4	0.63

(cc) BY-NC-ND

Nous utiliserons ces différentes valeurs dans la partie consacrée à l'étude des performances.

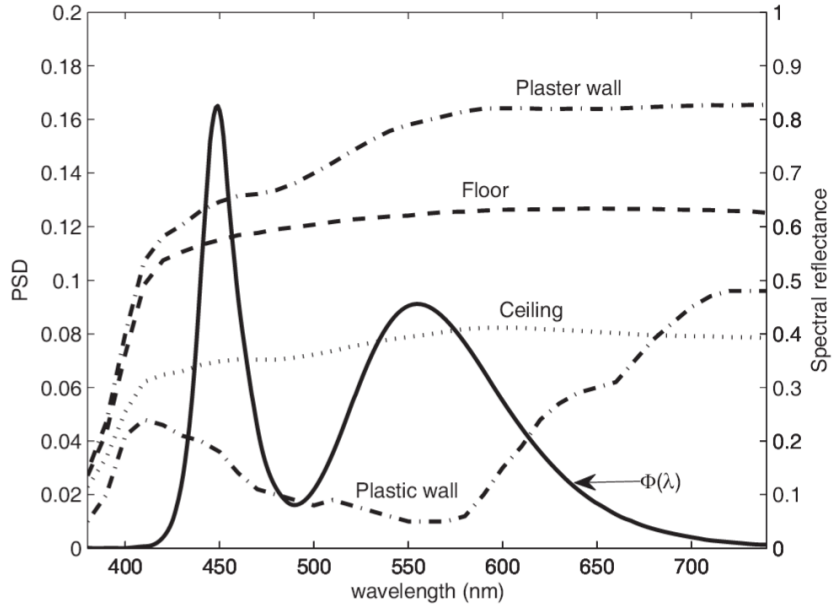


Figure II-11 : Mesures du coefficient de réflexion ρ dans le domaine visible [**60**]

II.6.2.c Remarques sur les transmissions diffuses

Afin de récupérer le plus grand nombre de rayons optiques possibles, les récepteurs utilisés dans les transmissions en diffus présentent généralement un grand FOV. Cela implique également un impact du bruit ambiant plus important que pour les solutions LOS, et donc nécessairement un SNR plus faible. En revanche, la transmission par réflexions diffuses est plus robuste aux effets de blocage, puisque tout obstacle dans l'environnement (lits, armoire, pylône, etc.) est susceptible de contribuer à la transmission.

De plus, l'absence de besoin en terme d'alignement entre émetteur et récepteur, permet de simplifier la conception des transmetteurs, et donc de réduire le coût et de faciliter le déploiement.

En optique sans fil, la technologie diffuse est donc la seule présentant un potentiel intéressant pour réaliser un WBAN. Cependant, la modélisation du canal de transmission est plus complexe que celle d'un lien de type LOS car il faut tenir compte de l'environnement. Cela demande une étude approfondie pour le cas WBAN, ce qui fait l'objet du chapitre 3 de cette thèse.

(cc) BY-NC-ND

II.7 Contraintes

L'un des principaux challenges pour la technologie diffuse consiste donc à obtenir un SNR suffisamment important pour assurer le très faible taux d'erreur requis par des applications médicales indiqué dans le tableau I-3 ($BER<10^{-10}$).

Pour répondre à cet enjeu, la puissance d'émission émise doit donc être plus importante que pour des solutions classiques de type LOS, tout en étant limitée par la contrainte de sécurité oculaire, dépendante de la longueur d'onde considérée. De plus, une trop grande puissance d'émission pénaliserait la durée de vie du système, qui doit être au moins d'une semaine comme indiqué dans le tableau I-3.

Dans ce qui suit, nous tenons compte de ces difficultés en spécifiant la longueur d'onde considérée dans cette étude, ainsi que les contraintes oculaires qui y sont associés.

II.7.1 La longueur d'onde

Comme expliqué précédemment, les longueurs d'ondes considérées sont dans le domaine de l'infrarouge proche, pour des raisons de maturité de la technologie et du bas coût des composants nécessaires à sa réalisation. Dans le détail, le spectre infrarouge proche est très large (0.75-3µm), et peut être divisé en 2 sous-catégories.

La première catégorie considère les longueurs d'onde entre 750 et 1400nm. C'est cette partie du spectre qui est couramment utilisée et pour laquelle on trouve des composants à bas coûts. Néanmoins, à ces longueurs d'onde, les rayons optiques peuvent traverser la cornée de l'œil humain, et provoquer des dégâts irréversibles sur la rétine (brûlures). La puissance moyenne d'émission pour ce type de longueur d'onde est donc limitée [**54**]. Les longueurs d'onde couramment utilisées varient généralement entre 780 et 950 nm [**37,41,43**].

La deuxième catégorie considère les longueurs d'onde supérieures à 1400nm. Dans cette partie du spectre, la cornée devient opaque vis à vis du rayonnement infrarouge, ce qui évite tout risque oculaire. Cependant, il existe peu de composants exploitant cette partie du spectre infrarouge, et leur coût est élevé [**41**].

(cc) BY-NC-ND

Notre choix se pose alors sur la première catégorie, plus représentative des longueurs d'onde couramment utilisées [**37,41,42,43,45**]. Cela implique la nécessité de connaitre précisément les contraintes qui lui sont associées.

II.7.2 La contrainte oculaire

Les standards pour la sécurité oculaire sont établis par l'IEC (International Electro-technical Commission), et imposent une borne pour la puissance optique émise par l'émetteur, ce qui limite généralement la couverture des systèmes optiques sans fil [**42,47,52**]. Les standards sont classés par catégorie, allant de la classe 1 pour les dispositifs présentant le moins de risques, jusqu'à la classe 4, pour des lasers capables de bruler la peau [**52**].

Les émetteurs à LEDs infrarouges considérés dans cette étude correspondent à la classe 1. La seule contrainte est donc une limitation de la puissance d'émission maximale, en fonction de la longueur d'onde λ, de l'angle à mi-puissance $\varphi_{1/2}$, et du diamètre de l'émetteur. Afin de se fixer une référence dans cette étude, nous considérerons un émetteur de longueur d'onde 865 nm (centre de la bande 780-950), et représenté comme une source ponctuelle. Pour ce type d'émetteur, le standard définit l'intensité rayonnée maximale I_{Smax} à 95.5 mW/Sr [**52**]. On a précédemment défini l'intensité rayonnée dans l'équation (**6**). Si l'on considère un émetteur de type Lambertien (m=1, $\varphi_{1/2} = 60°$), on peut alors écrire:

$$I_{Smax} = P_{tmax} R_0(\varphi = 0)_{[m=1]} = \frac{P_{tmax}}{\pi} \tag{22}$$

On obtient alors que, pour un émetteur Lambertien de ce type, la puissance d'émission maximale est de 300 mW. Pour un émetteur plus directif, avec $\varphi_{1/2} = 10°$ par exemple, le même raisonnement donnerait une puissance d'émission maximale de 13 mW. On voit donc que la puissance maximale tolérée diminue fortement avec l'augmentation du caractère directif de l'émetteur.

II.8 Bilan-Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté le principe d'un système de communication en optique sans fil en indoor dans le domaine infrarouge, ainsi que les divers éléments nécessaires à sa réalisation. Nous avons également discuté de l'application de cette technologie pour les communications entre capteurs portés dans le contexte des WBANs.

(cc) BY-NC-ND

Plusieurs hypothèses et choix ont été faits sur différents paramètres, et résumés dans le tableau II-2.

De plus, afin de considérer des composants de référence pour notre étude, nous considérerons dans la suite un émetteur défini comme une source ponctuelle, ainsi qu'un récepteur possédant une surface physique de 1cm², et une sensibilité s_e de 0.55A/W.

Toutes ces hypothèses nous fournissent un cadre pour étudier le canal de transmission en optique sans fil diffus pour un contexte WBAN dans le chapitre suivant.

Tableau II-2 : Résumé des hypothèses faites pour l'optique sans fil

Paramètres	**Hypothèses**	**Justification**
Débit	< 1 Mbps	Applications médicales
Réponse impulsionnelle	Modélisée par le gain statique	Pas d'évanouissement ni de distorsion multi-trajet
Longueur d'onde	Infrarouge, 865 nm	Maturité et faible coût des composants pour la bande 780-950 nm
Bruit	BABG	Bruit ambiant prépondérant
Propagation	Par réflexions diffuses	Solutions de type LOS non viables pour un WBAN
Surfaces	Lambertiennes	Critère de Rayleigh
Récepteur	Large FOV	Permet de récupérer plus de réflexions
Emission	Modèle Lambertien généralisé d'ordre m	Hypothèse classique
Puissance d'émission	≤300mW (m=1) ≤13mW (m=45)	Sécurité oculaire
Modulation	OOK	Modulation de référence

(cc) BY-NC-ND

(cc) BY-NC-ND

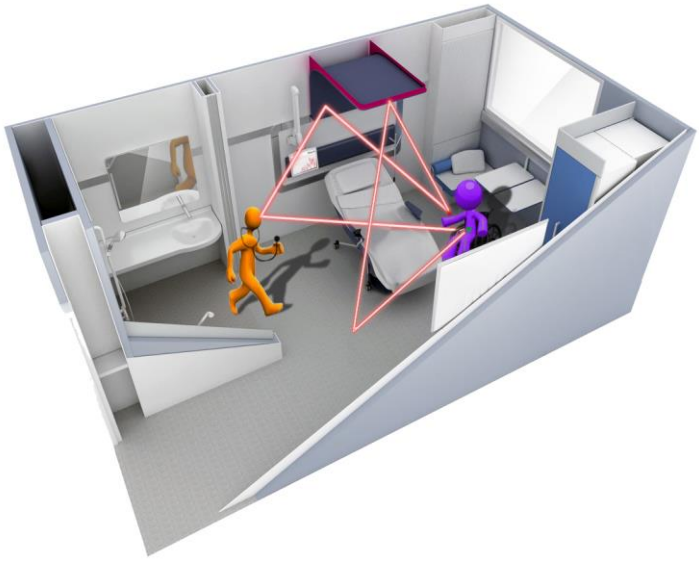
III. Modélisation du canal de communication optique sans fil diffus pour un réseau corporel

(cc) BY-NC-ND

(cc) BY-NC-ND

III.1 Introduction

Ce chapitre est consacré à l'étude et à la modélisation du canal de communication par optique sans fil diffus entre deux nœuds d'un réseau de capteurs corporels dédié à une application médicale. On considère un environnement typique, celui d'une chambre d'hôpital. Dans un tel contexte, l'étude du canal optique sans fil diffus peut rapidement devenir complexe étant donné la variété d'obstacles qui peuvent s'y trouver, et les mobilités mises en jeux, comme illustré sur la figure III-1.



[**]

Figure III-1 : Exemple d'environnement hospitalier

De plus, le corps du patient peut également jouer un rôle, puisque les éléments permettant de réaliser les transmissions sont portés. Réaliser une étude exhaustive d'un canal optique sans fil WBAN n'est donc pas aisée. Néanmoins, on cherchera dans ce chapitre à donner un aperçu des différents phénomènes en présence, ainsi que leur impact sur le canal optique.

C'est pourquoi dans un premier temps, nous décrivons les caractéristiques des scénarios étudiés dans la thèse, à savoir les paramètres liés à l'environnement (dimensions, réflectivité, obstacles), et ceux liés au corps porteur des nœuds du réseau (nature du corps, mouvements, mobilité). Ensuite, nous présentons différentes méthodologies permettant de déterminer la réponse impulsionnelle du canal de transmission entre deux nœuds du réseau

[**] CHU Lille: http://www.reseau-chu.org/article/une-chambre-concue-comme-un-soin/?tx_comments_pi1[page]=1&cHash=28b252c2c43a3e467ccec9aaee04efab

(cc) BY-NC-ND

corporel. Puis, ces méthodes sont appliquées au contexte, et les résultats sont analysés pour différents scénarios permettant d'illustrer l'impact des paramètres définis au préalable.

III.2 Description du système étudié

III.2.1 L'environnement

Dans cette étude, nous considérons deux environnements de tailles différentes, comme présenté sur la figure III-2. Le plus petit des deux (4m×3m×2.5m) représente une chambre d'hôpital pouvant accueillir deux patients, tandis que le plus grand (7m×5m×2.5) est prévu pour 4 patients, et correspond aux dimensions de l'environnement utilisé pour les mesures du canal UWB dans le cas CM3 (figure I-6).

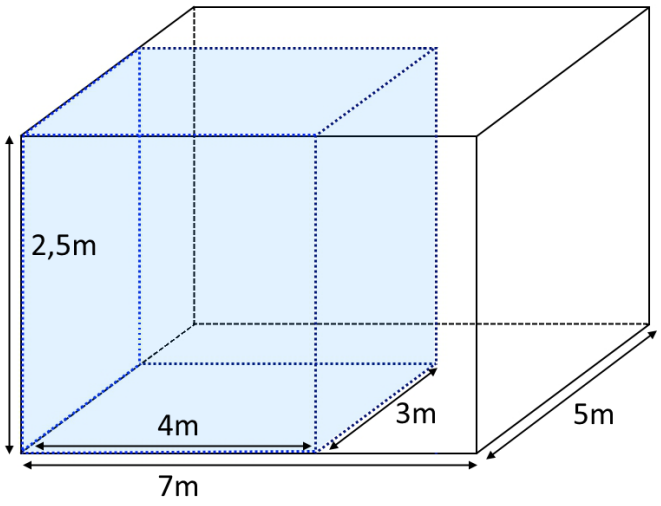


Figure III-2 : Tailles des pièces considérées

Considérer ces deux cas nous permettra d'étudier l'impact de la taille de l'environnement sur le canal optique diffus. De plus, réutiliser le même environnement que celui considéré dans le cas du canal CM3 UWB nous permettra de comparer les performances RF et optique sans fil. Il faudra donc pour cela considérer également les obstacles présentés sur la figure I-6.

III.2.2 Le porteur du WBAN

Le corps du patient joue également un rôle prépondérant dans les performances d'un WBAN. Cependant en optique sans fil, à l'inverse du cas RF, la grande variété de tissus biologiques dans le corps humain n'est pas problématique, puisque les rayons infrarouges ne

(cc) BY-NC-ND

traversent pas le corps. Une hypothèse simple est donc de considérer le corps comme bloquant vis à vis des rayons optiques infrarouges. Néanmoins, il existe toujours une difficulté pour modéliser la grande variété de morphologies.

Une approche simplificatrice consiste à représenter le corps humain comme une surface plane, dont les dimensions sont données sur la figure III-3. Ces dimensions (0.45m×1.70m) correspondent à des valeurs moyennes représentant un individu masculin. Nous considérerons alors des positions émetteur/récepteur localisés sur cette surface.

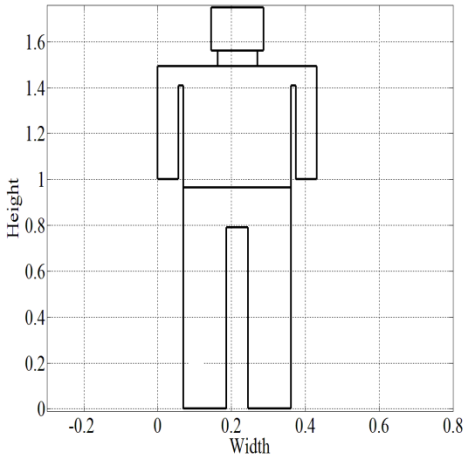


Figure III-3 : Modélisation surfacique du corps

Cette première approche sous-estimera nécessairement les effets de la présence du corps humain. Néanmoins, les résultats nous permettront de définir si le potentiel de la solution optique sans fil dans le cas des WBANs est suffisant pour justifier une étude approfondie de ces effets, via une modélisation plus fine du corps humain et/ou des mesures réelles.

III.2.3 La mobilité du corps

III.2.3.a La mobilité du corps dans son environnement

La mobilité la plus évidente à considérer est celle du patient dans sa chambre d'hôpital, puisque l'un des objectifs principaux d'un WBAN médical est de rendre à un patient sa liberté de mouvement, par rapport aux contraintes de solutions filaires.

(cc) BY-NC-ND

Dans les travaux qui ont précédé cette étude [**33,34**], concernant l'application de la technologie optique sans fil dans un cadre extra-BAN, il a été montré que les performances dépendaient du modèle de mobilité considéré. Trois modèles de mobilité ont été envisagés dans ces études, impliquant un émetteur sur le corps, et un récepteur situé au centre du plafond, dans une pièce vide :

- La mobilité uniforme, qui implique de considérer que toutes les positions possibles dans l'environnement ont la même probabilité. Cette mobilité fournit les moins bonnes performances théoriques, et constitue ce que l'on peut appeler un pire cas.
- La mobilité Gaussienne centrée au centre de la pièce, qui implique que les positions du patient ont une plus forte probabilité d'être au centre de cette pièce. Cette mobilité fournit les meilleures performances théoriques, mais n'est pas forcément réaliste.
- La mobilité Random Waypoint (RW), qui représente une mobilité plus réaliste du patient, et constitue un intermédiaire entre une mobilité uniforme et une mobilité gaussienne. Les performances obtenues sont intermédiaires vis à vis des deux cas précédents.

Dans notre étude, nous souhaitons considérer des obstacles dans l'environnement. Il est donc complexe d'établir un modèle de mobilité réaliste, surtout si l'on considère que les obstacles peuvent également être mobiles. Afin de simplifier, nous considérons donc dans notre étude une mobilité uniforme du patient, debout dans son environnement. On ajoutera également que l'orientation du corps peut varier, ce qui sera modélisé par une distribution uniforme de la valeur de l'angle μ entre la normale à la surface du corps et l'axe y, représenté sur la figure III-4. μ peut varier entre 0 et 2π.

III.2.3.b La mobilité naturelle du corps

Les performances seront également impactées par les mouvements locaux du corps humain. Une partie de ces mouvements sont conscients, tels que la rotation du poignet pour regarder une montre, ou encore la rotation de la tête pour suivre le regard. L'autre partie concerne les mouvements inconscients du corps, liés à la respiration, à des tremblements ou à des réflexes.

(cc) BY-NC-ND

Ces mouvements induisent des variations de l'orientation des nœuds de communication (émetteurs et coordinateur) positionnés sur le corps. On modélisera cet effet en considérant des variations angulaires de la direction des nœuds de transmission par rapport à la normale à la surface du corps définie précédemment, comme présenté sur la figure III-4 dans le cas d'un émetteur situé sur le poignet.

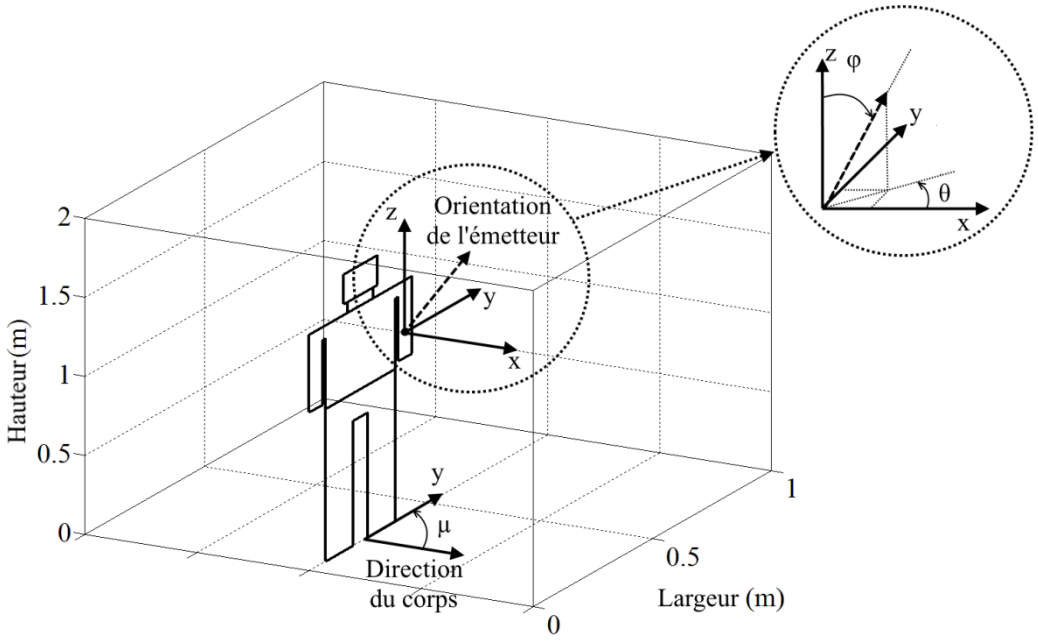


Figure III-4 : Modélisation de la mobilité naturelle du corps

Les variations angulaires de φ, respectivement θ, présentées sur la figure III-4 peuvent théoriquement varier dans l'intervalle [0,2π], respectivement [0,π]. Néanmoins, selon la position de l'émetteur sur le corps, certaines directions de l'émetteur ne sont pas exploitables, puisque le corps est supposé bloquant. Ici encore, il est difficile d'établir un modèle de variation réaliste de ces paramètres, d'autant plus que certaines variations sont dues à des mouvements inconscients, et donc imprévisibles. Nous considérerons ainsi une distribution uniforme des valeurs de φ et θ dans leurs intervalles respectifs. De plus, concernant le récepteur, nous considérons dans cette étude qu'il est fixé sur le corps, de façon à obtenir une orientation constante, aligné à la normale de la surface du corps. C'est par exemple le cas pour un dispositif qui serait fixé à la ceinture.

On peut finalement noter que la prise en compte de la mobilité dans un réseau de capteurs corporels est une tâche complexe, et ne pourra pas toujours être réalisée selon les modèles de canal décrits dans la suite.

(cc) BY-NC-ND

III.3 Modélisation du canal optique sans fil diffus d'un lien corporel

Plusieurs méthodes de classification sont généralement proposées dans le domaine de la modélisation de canal, notamment :

- Les modèles déterministes, basés généralement sur les principes physiques de propagation. Ils nécessitent de décrire l'environnement et ses caractéristiques, et requièrent la mise en œuvre d'algorithmes complexes, afin d'obtenir la réponse impulsionnelle du canal. Ces modèles sont souvent pénalisés par un temps de calcul très important.
- Les modèles statistiques, basés sur des mesures pour différentes configurations des émetteurs et des récepteurs. Par exemple, le modèle du canal CM3 présenté dans le chapitre I appartient à cette catégorie. Même si les calculs nécessaires sont souvent immédiats, leur fiabilité dépend néanmoins de l'environnement de mesure considéré.
- Les modèles dits hybrides, qui sont généralement des modèles statistiques issus de modèles déterministes.

Concernant le domaine de l'optique sans fil diffus, la première étude du canal de transmission a été réalisée en 1979 par Gfeller et Bapst [**37**]. Ils décrivent un modèle déterministe, considérant une réflexion par rayon optique, et des surfaces Lambertiennes. Leurs travaux ont permis de montrer la faisabilité des communications infrarouges en optique diffuse, en proposant un prototype au débit de 125 kbps. Suite à ces travaux, de nombreuses études ont été menées afin de caractériser le canal diffus de manière plus réaliste.

(cc) BY-NC-ND

III.3.1 Les travaux de J.R. Barry et J.M. Khan

En 1993, grâce aux travaux de J.R. Barry et J.M. Khan dans le cas d'une pièce vide [**56**], la première solution permettant d'obtenir une réponse impulsionnelle prenant en compte un grand nombre de réflexions par rayon optique est établie. Afin de calculer l'atténuation et le retard de propagation de chaque trajet optique, un algorithme de lancer de rayon a été utilisé, et la réponse totale est obtenue par sommation des contributions de tous les trajets. Dans tout ce qui suit, on note k le nombre de réflexions considérées pour chaque rayon, ou ordre k.

Les travaux de J.R. Barry et J.M. Khan ont montré que les réflexions d'ordre k dépendaient de celles d'ordre k-1. On peut ainsi obtenir par récursivité la réponse impulsionnelle totale, et ce quel que soit k, à partir de l'étude du cas à une réflexion (k=1).

Néanmoins, l'algorithme développé dans [**56**] est difficilement exploitable pour des valeurs de k élevées. En effet, le temps de calcul varie exponentiellement avec k. Considérant les moyens informatiques de l'époque, un ordre k=3 nécessitait environ 24 heures de calcul, tandis qu'un ordre k=4 aurait nécessité plus de 7 années de calcul.

A partir de comparaison avec l'expérimentation [**56**], J.R. Barry et J.M. Khan montrent que pour des transmissions optiques sans fil indoor, considérer uniquement trois réflexions par rayon optique permet d'obtenir une estimation fiable de la puissance reçue par le récepteur. Par exemple, pour la configuration présentée sur la figure III-5 (scène A dans [**56**]), ces travaux reportent la réponse impulsionnelle en fonction de l'ordre des réflexions des rayons optiques, comme présentés sur la figure III-6.

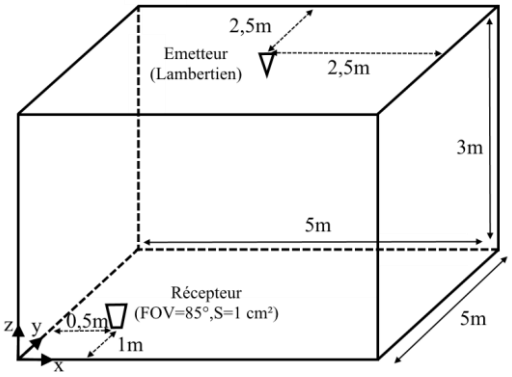


Figure III-5 : Représentation de la scène A dans [**56**]

(cc) BY-NC-ND

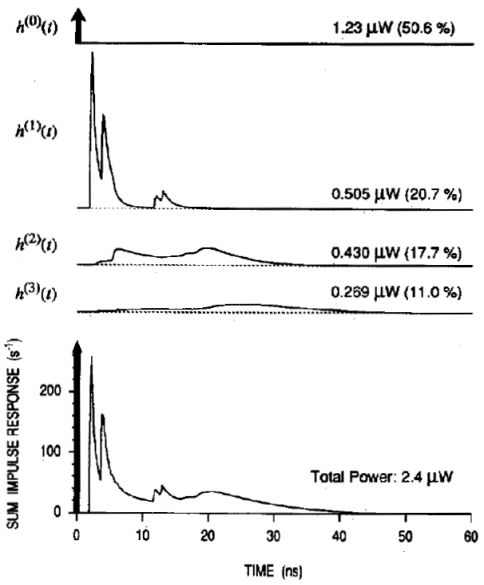


Figure III-6 : Réponse impulsionnelle obtenue dans [**56**]

On peut observer sur la figure III-6 que plus de 70 % de la puissance reçue est contenue dans les trajets d'ordre 0 et 1. Ainsi, pour limiter les temps de calcul, les études sont souvent limitées au cas $k \in \{0,1\}$ [**38,45,46,53**]. Par abus de langage, le cas $k \in \{0,1\}$ est nommé modèle à une réflexion.

Malgré l'absence d'obstacle dans tous ces travaux, ils constituent une référence dans le domaine de l'optique sans fil diffuse, et sont souvent utilisés pour valider des méthodes de modélisation du canal diffus.

III.3.2 Evolution des travaux de J.R. Barry et J.M. Khan

Les travaux de J.R. Barry et J.M. Khan ont ouvert la voie à des modèles plus complets et plus rapides.

Parmi toutes les évolutions réalisées, on peut noter dans un premier temps les travaux de M. Abtahi et H. Hashemi [**61**], qui modifient l'algorithme de Barry et Khan afin de prendre en compte les effets induits par la présence d'obstacles et de personnes dans une pièce. Ensuite, on peut citer les travaux présentés en 2000 dans [**62**], qui permettent d'améliorer l'efficacité des simulations, en termes de temps de calcul. De même en 2001, les travaux de M.R. Pakravan et de M. Kavehrad augment encore la vitesse de calcul de l'algorithme de J.R. Barry et J.M. Khan [**63**].

(cc) BY-NC-ND

En parallèle de ces évolutions, on peut également noter les travaux de F.J. López-Hernández et M.J. Betancor [**64**], où un algorithme a été développé en se basant sur différentes échelles de temps, plutôt que sur différents ordres de réflexion.

La plupart des travaux réalisés se basent sur des algorithmes de lancer de rayons, s'appuyant sur des méthodes de Monte-Carlo [**62,65-69**], ainsi que sur une modélisation Lambertienne de la réflectivité des surfaces. Ainsi, même si le principe du lancer de rayon repose sur des équations physiques, les moyens de résolution des équations obtenues sont eux statistiques. Les modèles déterministes de base ont donc évolués vers des modèles hybrides.

De plus, les travaux cités précédemment indiquent que les méthodes de lancer de rayons représentent une référence dans le domaine de la modélisation du canal optique diffus. Leur utilisation semble donc être nécessaire dans l'étude menée dans cette thèse.

Pour ce faire, nous disposons d'un logiciel nommé RapSor, développé au sein du laboratoire XLIM-SIC de l'université de Poitiers [**70,71**], qui utilise aussi la méthode de Monte Carlo associée à la technique de lancer de rayons, ainsi qu'une modélisation Lambertienne de la réflectivité des surfaces.

Ce logiciel inclut des méthodes de réduction de la variance vis-à-vis de la résolution des équations de type Monte Carlo, et permet d'utiliser deux algorithmes de lancer de rayons différents, à savoir le « ray-shooting », et le « ray-gathering » [**70,71**]. L'algorithme de « ray-shooting » permet de simuler un lancer de rayons optiques issus de l'émetteur, tandis celui de « ray-gathering » considère des rayons issus du récepteur.

La méthode « ray-gathering » est intéressante pour des applications de type MISO (« Multiple Input Single Output ») où plusieurs émetteurs et un seul récepteur sont considérés, ce qui correspond au cas des WBANs. Là où le « ray-shooting » nécessite de réaliser la simulation pour chaque émetteur, l'algorithme « ray-gathering » permet de ne le faire qu'une seule fois.

Il a été montré que les résultats obtenus par les deux algorithmes convergeaient [**70,71**]. De plus, l'algorithme ray-gathering présente des temps de calculs plus faibles. Cela est dû au nombre moins important de rayons nécessaires pour faire converger les calculs (100 fois moins). Nous considérons dans la suite un nombre de rayons optiques simulés dans RapSor égal à 40000, et l'utilisation de la méthode ray-gathering.

(cc) BY-NC-ND

Pour valider l'utilisation de RapSor, la scène A décrite dans [**56**], et présentée sur la figure III-5 a été simulée. Les résultats obtenus sont reportés sur la figure III-7. Les méthodes employées pour configurer et exploiter les simulations issues de RapSor sont fournies en Annexe 3.

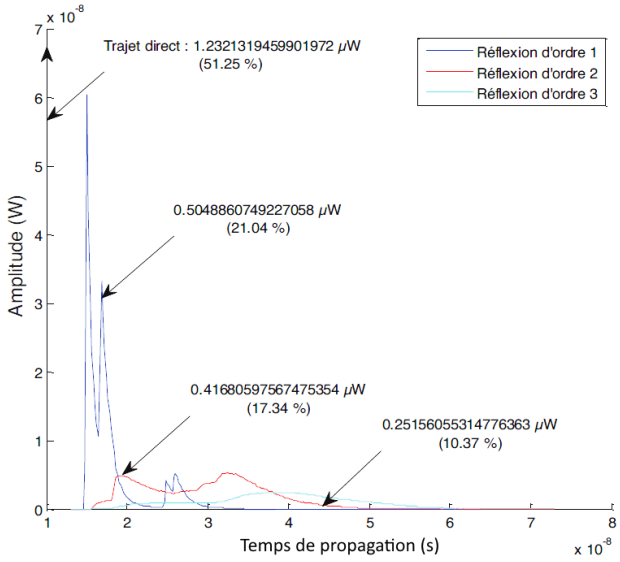


Figure III-7 : Puissance reçue en fonction du temps, obtenue pour la scène A dans [**56**] avec RapSor

On peut observer sur la figure III-7 des résultats identiques à ceux de la figure III-6, ce qui valide l'utilisation du logiciel RapSor dans notre étude. Nous utiliserons ce logiciel comme référence dans l'étude du canal diffus WBAN.

Dans ce qui suit, nous nous intéressons aux modèles de type purement statistiques, qui ont l'avantage de présenter des temps de calculs très faibles.

III.3.3 Méthodes statistiques

Dans cette catégorie, le modèle le plus souvent utilisé est celui de J.B. Carruthers et J.M. Khan [**65**], appelé « Ceiling Bounce Model ». C'est un modèle issu d'expérimentations qui considère que l'émetteur et le récepteur sont localisés dans des plans parallèles au sol, et orientés vers le plafond.

Dans ce modèle, le canal n'est caractérisé que par deux paramètres, à savoir l'atténuation, et la valeur RMS (« Root Mean Squared ») de la distribution des retards de propagation D_{rms}. La réponse impulsionnelle $h(t)$ s'obtient alors ainsi :

(cc) BY-NC-ND

$$h(t,a) = H_0 \frac{6a^6}{(t+a)^7} u(t) \tag{23}$$

où $u(t)$ est la fonction échelon, H_0 défini dans l'équation (**14**), et $a = 2H_c/c$. Le paramètre H_c représente la distance entre le plafond et le plan du couple émetteur/récepteur, et c la vitesse de la lumière. Le paramètre a est lié à D_{rms} par :

$$D_{rms}(h(t,a)) = \frac{a}{12}\sqrt{\frac{13}{11}} \tag{24}$$

Pour une modélisation plus réaliste, prenant en compte des phénomènes de multiples réflexions, le paramètre a peut être modifié ainsi, selon que l'on considère des effets de masquage ou non :

$$a_{sans\ masquage} = 12\sqrt{\frac{11}{13}}(2.1 - 5.0s + 20.8s^2)\, D_{rms}(h_1(t)) \tag{25}$$

$$a_{avec\ masquage} = 12\sqrt{\frac{11}{13}}(2.1 + 9.4s)\, D_{rms}(h_1(t)) \tag{26}$$

où $h_1(t)$ est la réponse impulsionnelle correspondant au cas à une réflexion, et s défini comme le rapport entre la projection horizontale de la distance émetteur/récepteur, et la distance absolue émetteur/récepteur.

Ensuite, on peut également citer les utilisations combinées du modèle de Hayasaka-Ito [**72**], et du modèle sphérique [**73**]. Ils modélisent les réflexions d'ordre 1 par une fonction de densité de probabilité de type gamma, et les réflexions d'ordre supérieur par une fonction de densité de probabilité de type exponentielle.

Ces méthodes ont été validées dans le contexte des travaux de J.R. Barry et J.M. Khan, et sont trop restreintes pour être appliquées à l'étude du canal WBAN, notamment vis-à-vis de la mobilité du réseau, et de la prise en compte des obstacles. Elles ne seront donc pas considérées dans cette étude.

(cc) BY-NC-ND

III.3.4 Bilan

Dans notre contexte, à savoir un lien optique sans fil diffus entre deux éléments portés, nous avons vu précédemment que les méthodes basées sur le lancer de rayons représentent la solution de référence. Elles présentent plusieurs avantages :

- Ces méthodes permettent de simuler un grand nombre de réflexions par rayon optique.
- Puisque le nombre de réflexions par rayons optique n'est à priori pas limité, elles fournissent des valeurs réalistes de puissance reçue par le récepteur.
- Il est possible via ces techniques de modéliser tout type d'environnement indoor, avec divers obstacles, ouvertures dans les murs, etc.

Comme expliqué précédemment, nous considérons le logiciel de lancer de rayon RapSor en tant que référence pour l'étude du canal optique sans fil diffus WBAN.

Dans ce qui suit, nous appliquons le logiciel RapSor au contexte WBAN pour étudier l'impact du nombre de réflexions k sur le modèle du canal. En particulier, nous considérons les limites liées à la prise en compte d'une seule réflexion.

III.4 Limitations d'un modèle à une réflexion pour un lien corporel

Afin d'estimer l'impact de l'hypothèse simplificatrice k=1 dans le cas où aucun lien LOS (k=0) n'est possible, nous utilisons ici le logiciel RapSor, afin d'étudier l'impact du nombre de réflexions k sur le canal corporel diffus. Pour cela, nous considérons la scène présentée sur la figure III-8, ainsi que les paramètres donnés dans le tableau III-1.

Tableau III-1 : Paramètres de validation du modèle à une réflexion

<table>
<tr><th>Récepteur</th><th>Emetteur</th><th>Corps</th><th>Environnement</th></tr>
<tr><td>FOV = 70°</td><td>m=1</td><td>Modèle surfacique (figure III-3)</td><td rowspan="3">Pièce vide (4m×3m×2.5m)</td></tr>
<tr><td>Positionné à la ceinture (figure III-8)</td><td rowspan="2">100 positions distribuées uniformément sur le corps</td><td rowspan="2">1000 positions distribuées uniformément dans la pièce</td></tr>
<tr><td>A_{phy}=1cm²</td></tr>
<tr><td>Orientation normale à S_1(figure III-8)</td><td>Orientation normale à S_1 (figure III-3)</td><td>Orientation normale à S_1 (figure III-8)</td><td>ρ=0.8</td></tr>
</table>

(cc) BY-NC-ND

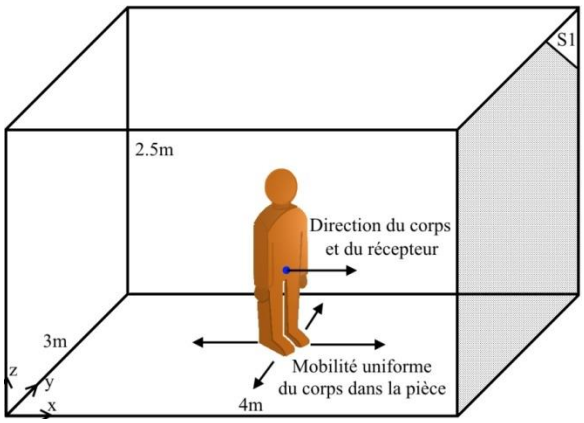


Figure III-8 : Scène de validation du modèle à une réflexion

Chacune des positions simulées fournit une valeur différente du gain statique H_0 du lien entre émetteur et récepteur sur le corps. En considérant toutes les valeurs, on obtient alors une distribution du gain statique, présentée sur la figure III-9 pour k=1 et k=3.

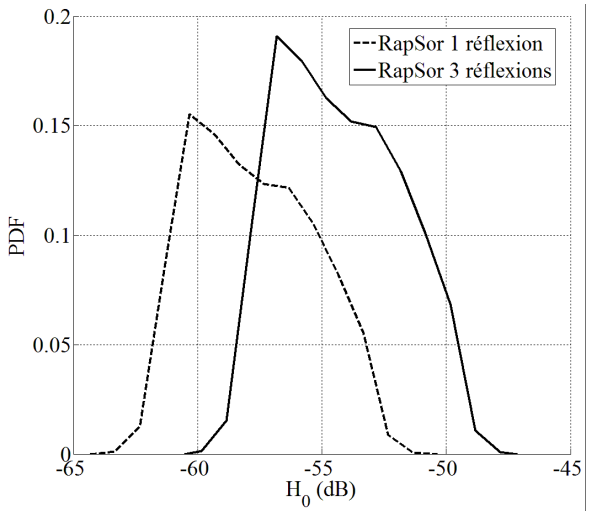


Figure III-9 : Distribution du gain optique pour 1 et 3 réflexions

On observe sur la figure III-9 que les deux distributions ont une allure similaire, décalées de 3.5 dB. On peut également noter que dans le cas à 3 réflexions, la PDF est moins large de 0.6 dB.

On voit donc que pour le cas d'un WBAN, le cas à une réflexion sous-estime le gain du canal, et donc la puissance reçue au niveau du récepteur.

En revanche, on peut également constater que, en termes de calcul de probabilité, les deux distributions fournissent des résultats similaires. Par exemple, si l'on cherche à

(cc) BY-NC-ND

déterminer la probabilité d'avoir un gain supérieur au gain correspondant au pic des PDFs, c'est à dire -60.3 dB pour le cas à 1 réflexion et -56.8 dB pour le cas à 3 réflexions, on obtient respectivement 73% et 74%. Le cas à une réflexion peut donc être utilisé pour estimer des variations de performances.

Ainsi, si l'hypothèse k=1 sous-estime fortement le gain du canal diffus, elle reste une solution pertinente pour observer les variations de performances que peuvent induire différents paramètres. C'est un résultat intéressant, car il permet de limiter la complexité et le temps de calcul pour une étude paramétrique, comparativement aux méthodes de lancer de rayon. Dans la suite, nous utilisons ce modèle simple, puis nous l'adaptons pour tenir compte de la présence d'un obstacle.

III.5 Adaptation du modèle à une seule réflexion pour les obstacles

III.5.1 Principe du modèle à une réflexion simple

Le modèle à une réflexion se base sur le cas général LOS, et permet d'estimer la contribution d'une surface plane réfléchissante S en terme de gain statique $H_0 = P_t/P_r$, avec P_t la puissance d'émission, et P_r la puissance reçue. Le principe de ce modèle peut être séparé en trois étapes.

La première étape est d'associer à la surface considérée un maillage. Cela consiste à diviser la surface S en plusieurs éléments de surface dS_i, comme illustré sur la figure III-10.

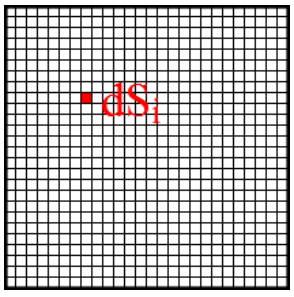


Figure III-10 : Exemple de maillage d'une surface S

La deuxième étape consiste à d'abord considérer l'élément de surface dS_i comme un récepteur. Ainsi, suivant l'équation (**20**), on peut écrire la puissance reçue par cet élément de surface dP_{rdS_i} ainsi :

(cc) BY-NC-ND

$$dP_{rdS_i} = \frac{P_t dS_i}{2\pi {d_{1i}}^2}(m+1) \times \cos^{m}(\phi_i) \times \cos(\alpha_i) \quad (27)$$

où P_t représente la puissance d'émission de l'émetteur. ϕ_i et α_i sont définis comme présenté sur la figure III-11.

Ensuite, afin d'estimer la puissance reçue par le récepteur, il faut considérer l'élément de surface dS_i comme un émetteur. Cet émetteur émet une puissance de transmission P_{tdS_i} qui correspond à la fraction de P_{rdS_i} diffusée dans l'environnement, et s'écrit :

$$dP_{tdS_i} = \rho \times dP_{rdS_i} \quad (28)$$

où ρ est le coefficient de réflexion de la surface diffuse S.

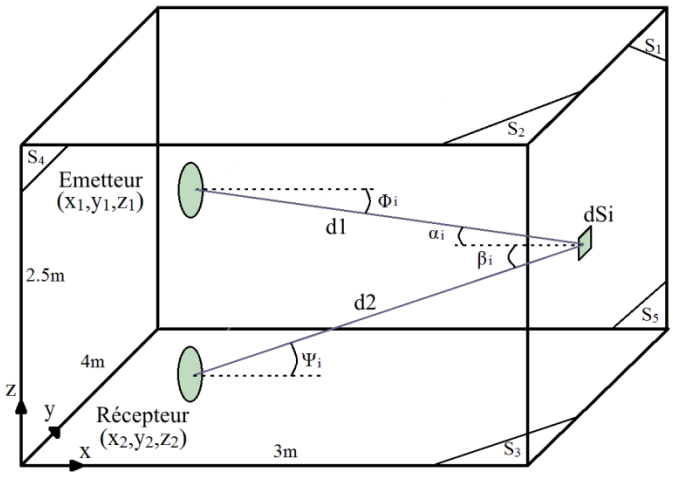


Figure III-11 : Exemple de cas d'application du modèle à une réflexion

En utilisant à nouveau l'équation (**20**), et en considérant que S est une surface Lambertienne (m=1), on peut écrire la fraction de puissance reçue par le récepteur dP_r depuis l'élément de surface dS_i comme :

$$dP_r = \frac{P_{tdS_i} A_{phy}}{\pi {d_{2i}}^2} . \cos(\beta_i) . \cos(\psi_i) \quad (29)$$

où A_{phy} correspond à la surface physique du récepteur. On a donc comme équation finale :

$$dP_r = \frac{(m+1)\rho P_t dS_i A_{phy}}{2\pi {d_{2i}}^2 {d_{1i}}^2} . \cos^{m}(\phi_i) . \cos(\alpha_i) . \cos(\beta_i) . \cos(\psi_i) \quad (30)$$

(cc) BY-NC-ND

On peut ajouter que la durée du trajet du rayon optique [émetteur → élément de surface dS_i → récepteur] vaut alors :

$$t_i = \frac{d_{1i} + d_{2i}}{c} \tag{31}$$

où c représente la vitesse de la lumière.

Enfin, la troisième et dernière étape consiste à réitérer ce calcul pour chaque élément de la surface S, afin de calculer la puissance totale reçue par le récepteur, issue de la surface S. Cette puissance totale reçue P_{rS} vaut alors :

$$P_{rS} = \frac{(m+1)A_{phy}\rho P_t}{2\pi^2} \iint_{surface\ S} \frac{1}{{d_{2i}}^2 {d_{1i}}^2} . \cos^{\mathrm{m}}(\phi_i) . \cos(\alpha_i) . \cos(\beta_i) \times \cos(\psi_i)\, dS_i \tag{32}$$

On peut en déduire l'expression du gain statique H_{0S} issu des réflexions d'ordre 1 sur la surface S:

$$H_{0S}(\rho) = \frac{P_{rS}}{P_t} = \frac{(m+1)A_{phy}\rho}{2\pi^2} \iint_S \frac{\cos(\alpha_i) . \cos(\beta_i) . \cos(\psi_i) . cos^m(\phi_i)}{{d_{2i}}^2 {d_{1i}}^2} dS_i \tag{33}$$

Ce calcul doit ensuite être effectué pour chaque surface réfléchissante présente dans la pièce (murs, sol, plafond) afin d'estimer la puissance totale reçue par le récepteur P_r.

Dans cette thèse, le terme $H_{0S}(\rho)$ de l'équation (**33**) est déterminé numériquement, en utilisant la formule ci-dessous :

$$H_{0S}(\rho, N) = \frac{(m+1)A_{phy}\rho}{2\pi^2} \sum_{i=1}^{N} \frac{cos(\alpha_i) . cos(\beta_i) . cos(\psi_i) . cos^m(\phi_i)}{{d_{2i}}^2 {d_{1i}}^2} dS_i \tag{34}$$

où N représente le nombre d'éléments dS_i utilisés pour réaliser le maillage présenté sur la figure III-10. Pour que le calcul de $H_{0S}(\rho, N)$ converge vers $H_{0S}(\rho)$, il faut que N soit suffisamment grand (dS_i suffisamment petit). Cet aspect est étudié dans ce qui suit.

(cc) BY-NC-ND

Un programme a été réalisé sous Matlab, afin de déterminer le gain $H_{0S}(\rho, N)$ à partir de l'équation (**34**). Il est fourni en Annexe 4, pour la surface S_1. Afin d'étudier la convergence de l'équation (**34**), la configuration présentée sur la figure III-8, suivant les paramètres donnés dans le tableau III-1 est utilisée.

La distribution totale du gain est obtenue en considérant chaque surface, pour des valeurs de N variant de 10 à 6.10^4. Pour déterminer un critère de convergence, nous calculons l'erreur quadratique moyenne (MSE pour « Mean Squared Error ») entre chacune de ces distributions et celle obtenue pour N=1.10^5. Les résultats sont présentés sur la figure III-12.

On constate que l'erreur quadratique moyenne atteint une valeur limite à partir de N=3.10^4. Nous utiliserons donc cette valeur dans ce qui suit.

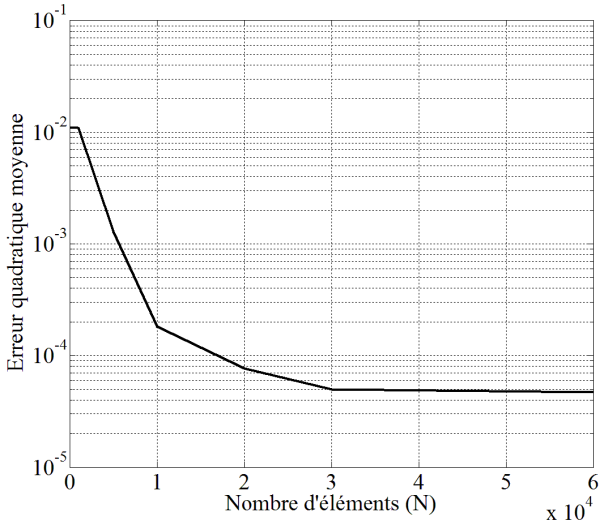


Figure III-12 : Convergence du modèle à une réflexion

III.5.2 Illustration du modèle à une réflexion dans le cas WBAN

Afin de valider les résultats obtenus avec le programme, la scène présentée sur la figure III-8 a également été simulée avec RapSor pour k=1, suivant les paramètres donnés dans le tableau III-1. Les résultats vis-à-vis de la distribution du gain du canal sont présentés sur la figure III-13.

(cc) BY-NC-ND

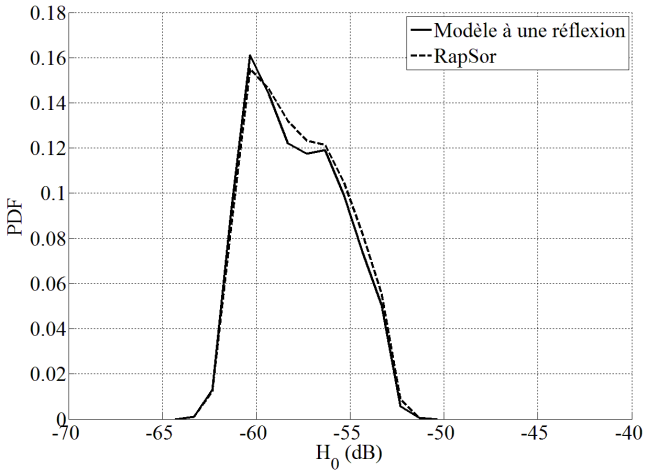


Figure III-13 : Distribution du gain optique pour chaque modèle

Les résultats obtenus étant quasi-identiques, cela permet de valider le modèle à une réflexion simulé par notre programme Matlab.

Dans la suite, nous utilisons le programme du « modèle à une réflexion » pour étudier plus rapidement qu'avec RapSor l'impact des obstacles.

III.5.3 Prise en compte des obstacles

Afin de prendre en compte l'impact des obstacles avec le modèle à une réflexion, on va dans un premier temps faire des hypothèses simplificatrices, et les valider. Nous détaillerons ensuite le principe du modèle adapté.

III.5.3.a Hypothèses simplificatrices

Comme expliqué précédemment, le but du modèle à une réflexion est uniquement d'observer les variations du gain du canal optique sans fil. Pour évaluer l'impact de la présence d'obstacles, on peut donc dans un premier temps simplifier les modèles de mobilité précédemment établis, puisque l'on ne cherche plus des valeurs réalistes, mais des variations. Les modèles de mobilité complets présentés précédemment seront traités via des simulations utilisant RapSor.

Nous supposons donc que les directions du corps et des nœuds de communication (émetteurs et récepteur) sont fixes, et toujours orientées vers une surface donnée, à savoir la surface S_1 présentée sur la figure III-8, qui est la surface la plus contributive en termes de réflexions, car elle est face aux nœuds.

(cc) BY-NC-ND

Afin de vérifier cela, on présente sur la figure III-14 la distribution du gain statique $H_{0,S1}$ issue du calcul ne considérant que la surface S_1, et celle du gain statique H_{0total} prenant en compte toutes les surfaces de la pièce, suivant les paramètres indiqués dans le tableau III-2, en utilisant le modèle à une réflexion.

On observe sur la figure III-14 que les deux distributions présente des valeurs moyennes du même ordre de grandeur (-57.6dB avec toutes les surfaces, et -58.2dB avec uniquement S_1). De plus, la même étude avec les autres surfaces de l'environnement donnes des valeurs moyennes toutes inférieures à -67dB. Cela confirme que S_1 est bien la surface la plus contributive vis à vis du gain statique. On peut ainsi valider cette hypothèse simplificatrice, et adapter le modèle à une réflexion afin de prendre en compte l'impact d'obstacles.

Tableau III-2 : Paramètres pour la validation de l'hypothèse simplificatrice

Récepteur	**Emetteur**	**Corps**	**Environnement**
FOV = 70°	m=1	Modèle surfacique (figure III-3)	Pièce vide (4m×3m×2.5m)
Positionné à la ceinture (figure III-8)	100 positions distribuées uniformément sur le corps	1000 positions distribuées uniformément dans la pièce	
A_{phy}=1cm²			
Orientation normale au corps (figure III-8)	Orientation normale au corps (figure III-8)	Orientation normale au corps (figure III-8)	ρ=0.8

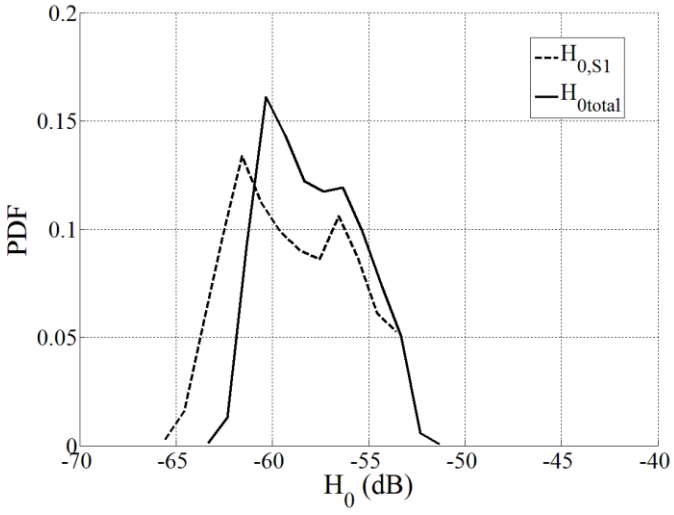


Figure III-14 : Comparaison des contributions des surfaces réflectives

(cc) BY-NC-ND

III.5.3.b Adaptation du modèle à une réflexion

Comme expliqué précédemment, le modèle à une réflexion ne traite que des surfaces planes. Nous modéliserons donc les obstacles comme des surfaces planes, comme illustré sur la figure III-15.

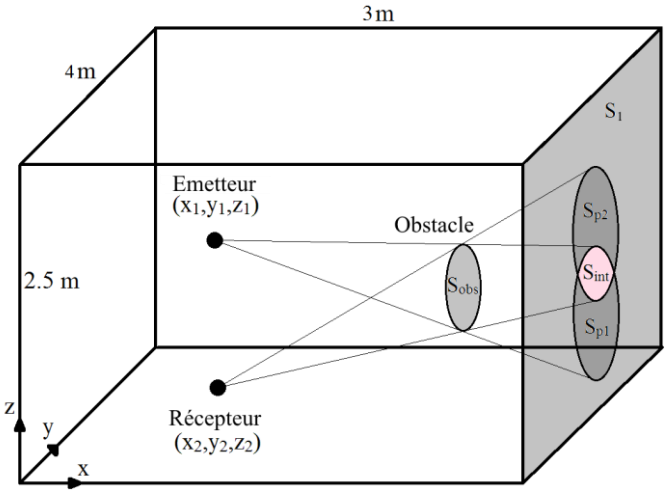


Figure III-15 : Illustration du modèle à une réflexion adapté à un obstacle

Afin de prendre en compte l'impact d'un obstacle, nous effectuons la projection géométrique de l'obstacle de surface S_{obs} sur la surface considérée S_1, depuis l'émetteur et le récepteur. On obtient alors les surfaces suivantes : S_{p1}, issue de l'émetteur, S_{p2}, issue du récepteur, et S_{int}, l'intersection des surfaces S_{p1} et S_{p2}.

Les surfaces S_{p1} et S_{p2} représentent les parties de S_1 situées dans l'ombre de l'obstacle, qui ne peuvent plus contribuer aux réflexions des rayons optiques émis depuis l'émetteur. Si on note H_{S_1}, H_{Sobs}, H_{Sp1}, H_{Sp2} et H_{Sint} les gains obtenus par le modèle à une réflexion en considérant séparément les surfaces S_1, S_{obs}, S_{p1}, S_{p2} et S_{int}, on peut écrire le gain total H_0 comme :

$$H_0 = H_{S_1} + H_{Sobs} - \left(H_{Sp1} + H_{Sp2} - H_{Sint}\right) \quad (35)$$

Le terme $\left(H_{Sp1} + H_{Sp2} - H_{Sint}\right)$ correspond au gain statique provenant de la partie de S_1 qui serait contributive si l'obstacle n'était pas présent. C'est pourquoi il faut les soustraire à la contribution totale. Tous ces termes peuvent être calculés de la façon suivante, en utilisant l'équation (**34**) :

(cc) BY-NC-ND

$$H_{S_1} = H_{0S_1}(\rho)$$

$$H_{Sobs} = H_{0S_{obs}}(\rho_{obs})$$

$$H_{S1} = H_{0S_{p1}}(\rho) \quad (36)$$

$$H_{S2} = H_{0S_{p2}}(\rho)$$

$$H_{Sint} = H_{0S_{int}}(\rho)$$

où ρ représente le coefficient de réflexion des surfaces de la pièce, et ρ_{obs} le coefficient de réflexion de l'obstacle.

III.5.3.c Validation du modèle à une réflexion adapté aux obstacles

Le modèle adapté est validé en utilisant RapSor. En considérant les paramètres donnés dans le tableau III-3, on présente sur la figure III-16 la distribution des gains statiques obtenus avec RapSor pour k=1 ($H_{0RapSor}$) et avec le modèle adapté ($H_{0adapté}$), à partir de l'équation (**36**), pour un obstacle modélisé par une surface rectangulaire.

Tableau III-3 : Paramètres pour la validation du modèle à une réflexion adapté aux obstacles

<table>
<tr><th>Récepteur</th><th>Emetteur</th><th>Corps</th><th>Environnement</th><th>Obstacle</th></tr>
<tr><td>FOV = 70°</td><td>m=1</td><td>Modèle surfacique (figure III-3)</td><td rowspan="3">Pièce vide (4m×3m×2.5m)</td><td>Surface rectangulaire (0.5m×1.7m)</td></tr>
<tr><td>Positionné à la ceinture (figure III-8)</td><td rowspan="2">100 positions distribuées uniformément sur le corps</td><td rowspan="2">Statique, centré en (x_{corps}= 1m ; y_{corps}= 1.5m)</td><td>ρ_{obs}=0.8</td></tr>
<tr><td>A_{phy}=1cm²</td><td rowspan="2">Centré en (x_{obs}= 2m ; y_{obs}= 1.5m)</td></tr>
<tr><td>Orientation normale au corps (figure III-8)</td><td>Orientation normale au corps (figure III-8)</td><td>Orientation normale à S_1 (figure III-8)</td><td>ρ=0.8</td></tr>
</table>

(cc) BY-NC-ND

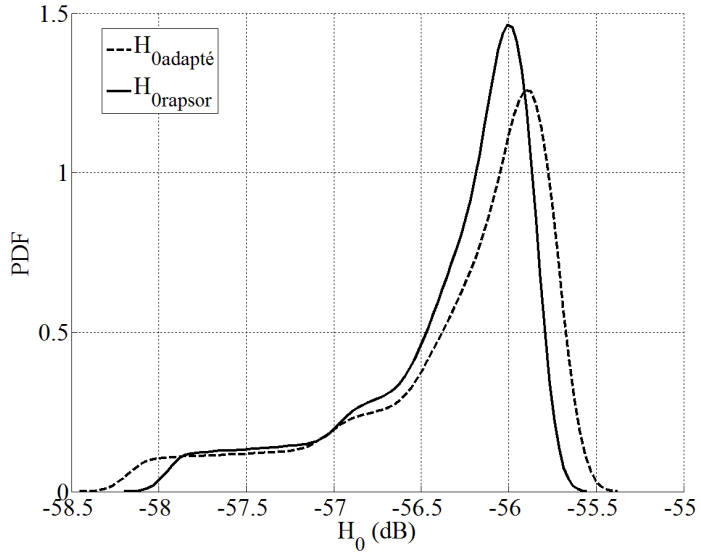


Figure III-16 : Validation du modèle à une réflexion adapté aux obstacles

On observe que les deux distributions sont quasi-identiques, avec une erreur quadratique moyenne de 8.10^{-3}, ce qui permet de valider l'approche géométrique détaillée précédemment, et le modèle adapté. De plus, on peut également noter que le temps de calcul nécessaire avec le modèle à une réflexion adapté a été 20 fois plus rapide qu'avec RapSor. Bien que limité à des études de variations des performances, ce modèle adapté remplit les deux conditions voulues, à savoir des temps de simulation rapides, et la prise en compte des obstacles.

III.6 Bilan sur la modélisation du canal optique sans fil

Comme nous venons de le voir, chaque type de modèle présente ses propres avantages et désavantages. On peut en déduire que le choix du modèle utilisé dépend de l'usage que l'on souhaite en faire.

Si l'on souhaite avoir rapidement un aperçu des variations du gain du canal optique sans fil, notamment en présence d'obstacles, on choisira d'utiliser le modèle à une réflexion détaillé précédemment, qui permet de réaliser facilement et en peu de temps ce type d'étude.

Si l'on souhaite déterminer de façon plus réaliste les performances du canal optique sans fil, notamment en termes de puissance, de débit, de taux d'erreur, etc., on choisira d'utiliser un modèle de lancer de rayons (RapSor), avec au moins k=3 réflexions, au prix d'un temps de calcul plus élevé.

(cc) BY-NC-ND

Dans la suite, nous illustrons l'impact des différents paramètres, présentés dans la section III.2, sur le gain du canal optique diffus WBAN. Nous utilisons RapSor car ces résultats seront appliqués dans la suite pour déterminer les performances.

III.7 Impact des différents paramètres sur le canal d'un lien corporel

Nous présentons dans cette partie l'impact des différents paramètres, tels que la taille de l'environnement, le coefficient de réflexion des surfaces, la mobilité du corps, ou encore la position des nœuds sur le corps, sur le canal diffus d'un lien corporel.

III.7.1 Impact de la taille de l'environnement

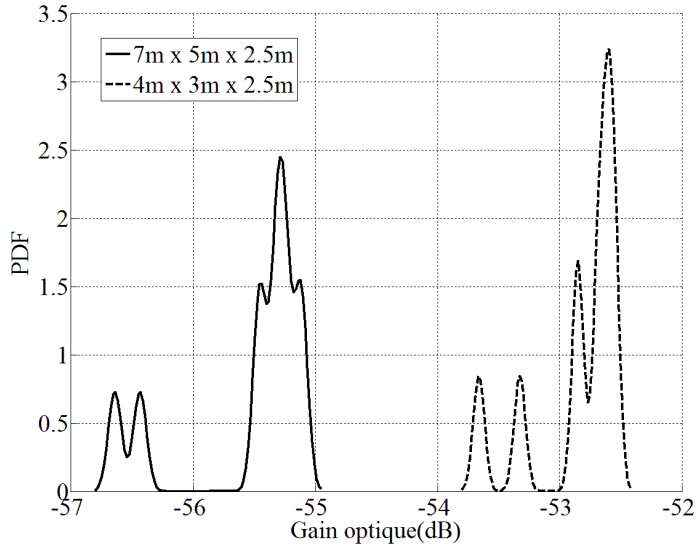
A partir des réponses impulsionnelles obtenues avec RapSor, suivant les paramètres donnés dans le tableau III-4, les distributions du gain et de l'étalement temporel (temps écoulé entre le premier et le dernier rayon optique reçu) du canal diffus d'un lien corporel sont déterminées et présentées sur les figures III-17a et III-17b, pour les deux tailles de pièces décrites dans la section III.2.

Tableau III-4 : Paramètres de simulation pour l'impact de la taille de l'environnement

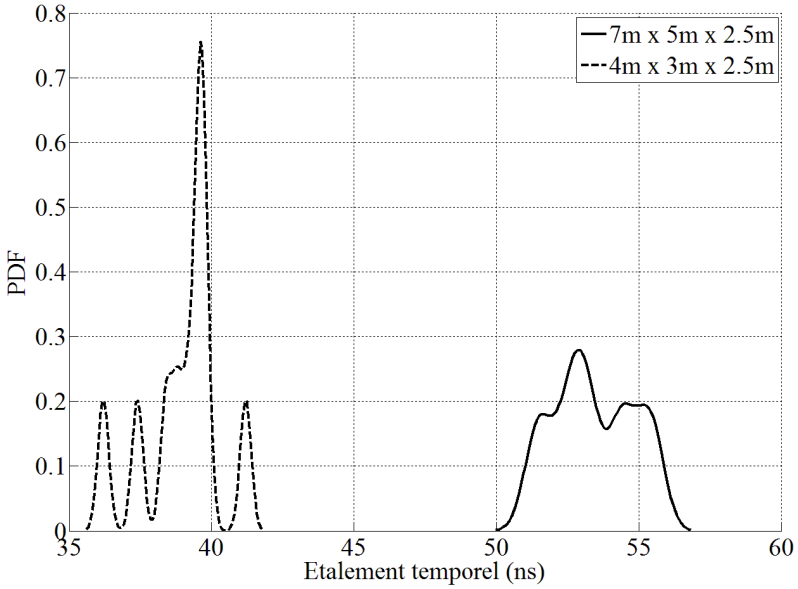
<table>
<tr><th>Récepteur</th><th>Emetteur</th><th>Corps</th><th>Environnement</th></tr>
<tr><td>FOV = 70°</td><td>m=1</td><td>Modèle surfacique (figure III-3), bloquant</td><td rowspan="3">Pièces vides (4m×3m×2.5m) et (7m×5m×2.5m)</td></tr>
<tr><td>Positionné à la ceinture (figure III-8)</td><td>100 positions distribuées uniformément sur le corps</td><td>Corps situé au centre de la pièce</td></tr>
<tr><td>A_{phy}=1cm²</td><td rowspan="2">Distribution uniforme de 100 orientations, décrites dans la section III.2.3.b</td><td rowspan="2">Orientation normale à S_1 (figure III-8)</td></tr>
<tr><td>Orientation normale au corps (figure III-8)</td><td>ρ=0.8</td></tr>
</table>

Sur la figure III-17a, on peut noter que la valeur moyenne du gain dans la plus petite pièce (-52.8 dB) est plus importante que celle obtenue dans la grande pièce (-55.5 dB), avec un écart de 2.7 dB. Ce résultat est cohérent, puisque l'atténuation augmente avec la taille de l'environnement. On peut également observer sur la figure III-17a, que la largeur de la distribution du gain augmente avec la taille de l'environnement. Dans les deux environnements simulés, on observe ainsi une augmentation de 28% de cette largeur.

(cc) BY-NC-ND



(a)



(b)

Figure III-17 : Impact de la taille de l'environnement sur le gain optique (a) et l'étalement temporel (b)

Sur la figure III-17b, comme attendu, on constate que dans le cas de la plus petite pièce, l'étalement temporel du canal est plus faible vis-à-vis de la grande pièce. Notamment, la valeur maximale de l'étalement temporel est de 42 ns dans la petite pièce, et de 56.8 ns dans la grande. Cela s'explique par les trajets parcourus par les rayons optiques, dont les longueurs diminuent avec la taille de la pièce.

(cc) BY-NC-ND

Les résultats présentés confirment que la taille de l'environnement joue un rôle prépondérant sur le canal optique sans fil diffus. Son impact sur les performances d'un lien corporel est étudié dans le chapitre suivant.

III.7.2 Impact du coefficient de réflexion des surfaces

Afin d'illustrer l'impact du coefficient de réflexion des surfaces de l'environnement, nous allons réutiliser les paramètres fournis dans le tableau III-4, concernant le corps, l'émetteur et le récepteur ; pour l'environnement, nous nous plaçons dans le cas de la plus petite pièce (4m×3m×2.5m). On présente sur la figure III-18 la distribution du gain optique, et dans le tableau III-5 les caractéristiques des distributions de l'étalement temporel, obtenues pour différentes valeurs du coefficient ρ.

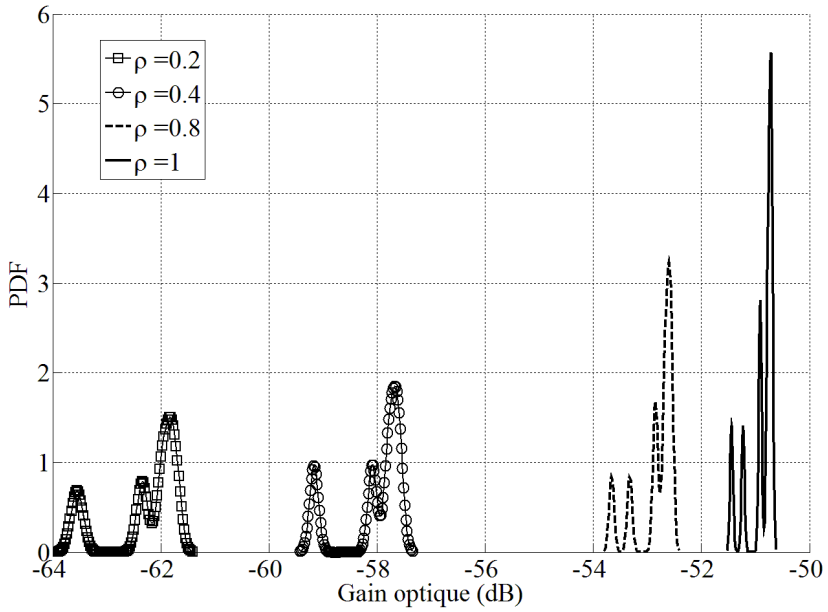


Figure III-18 : Impact de ρ sur le gain optique

Tableau III-5 : Impact de ρ sur la distribution de l'étalement temporel optique

ρ	Valeur moyenne	Valeur maximale
0.2	39 ns	42.2 ns
0.4	39.1 ns	42 ns
0.8	38.9 ns	42 ns
1	39 ns	41.8 ns

Comme attendu, les valeurs du gain du canal augmentent avec la valeur de ρ. En effet, augmenter la valeur de ρ des surfaces signifie augmenter la quantité de puissance qu'elles réfléchissent. On peut également observer que cette augmentation n'est pas linéaire puisque

(cc) BY-NC-ND

l'on observe un écart de 4.1 dB entre ρ=0.2 et ρ=0.4, alors qu'il n'est plus que de 2 dB entre ρ=0.8 et ρ=1.

On peut également noter que l'augmentation de ρ induit également une diminution de la largeur de la distribution du gain optique, avec par exemple un écart de 63% entre les cas ρ=0.2 et ρ=1.

Enfin, concernant l'impact de ρ sur l'étalement temporel du canal, on constate qu'il est non significatif. Les très faibles variations des valeurs présentées dans le tableau III-5, sont dues au fait que les directions d'émission des rayons optiques simulés dans RapSor sont choisies aléatoirement à chaque simulation, et peuvent donc être différentes. Néanmoins, on observe bien dans le tableau III-5 que cet effet est négligeable.

III.7.3 Impact de la mobilité du corps dans l'environnement

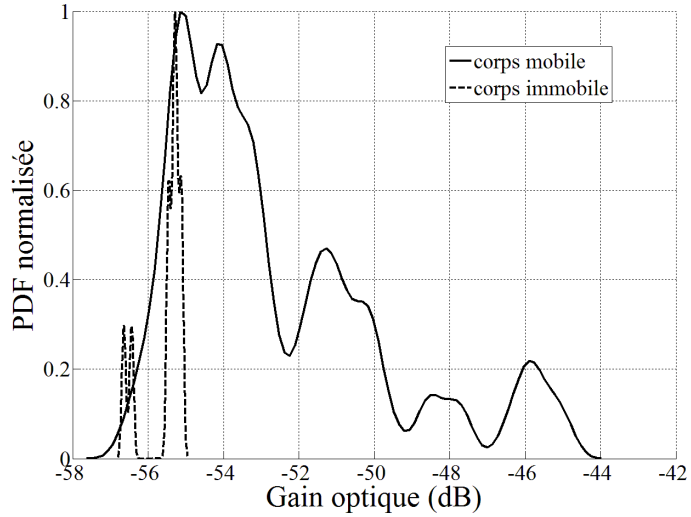
Afin d'illustrer l'impact de cette mobilité, nous comparons ici le cas d'un corps immobile, mais en tenant compte des mouvements de respiration et des mouvements involontaires (mobilité naturelle) comme décrits précédemment, avec le cas où le corps se déplace dans son environnement (mobilité complète), comme décrit dans la section III.2.3.

Nous considérons donc ici, pour la mobilité du corps, une distribution uniforme de 1000 positions dans l'environnement de taille (7m×5m×2.5m), ainsi qu'une distribution uniforme de 10 orientations du corps. Concernant les autres paramètres, nous utilisons ceux fournis dans le tableau III-4. Les distributions du gain optique sont présentées sur la figure III-19a, et normalisées vis-à-vis de leurs valeurs maximales respectives. Les distributions de l'étalement temporel sont présentées sur la figure III-19b.

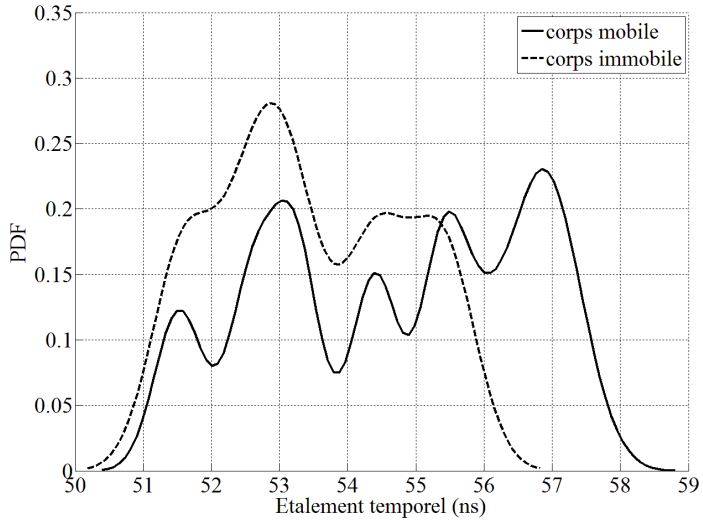
On observe sur la figure III-19a que la largeur de la distribution du gain optique dans le cas de la mobilité complète (13.8 dB) est presque 8 fois plus grande que dans le cas de la mobilité naturelle seule (1.8 dB).

Pour continuer, on obtient un gain optique moyen en mobilité de -53.5dB, soit 2dB de plus que dans le cas statique. Ce résultat s'explique car la mobilité du porteur implique des configurations de réflexions des rayons optiques, qui parcourent un trajet plus faible, et présentent donc une atténuation moins importantes, comparé au cas statique.

(cc) BY-NC-ND



(a)



(b)

Figure III-19 : Impact de la mobilité sur le canal optique

Ensuite, on observe sur la figure III-19b, que la mobilité du corps dans son environnement induit une augmentation de la valeur maximale de l'étalement temporel du canal de transmission, qui passe de 56.8 ns à 58.8 ns.

De plus, on constate qu'avec la mobilité du corps, l'étalement temporel ne dépasse pas 59 ns. Cela signifie que les phénomènes d'IES peuvent être négligés pour des débits inférieurs à 17 Mbps. Comme présenté dans le tableau I-3, les débits requis par les applications médicales envisagées dans cette étude sont inférieurs à 1 Mbps. Nous négligeons donc les phénomènes d'IES dans tout ce qui suit.

(cc) BY-NC-ND

Enfin, ces résultats montrent que la mobilité du corps dans l'environnement impacte fortement le canal de transmission, et ce de manière bien plus significative que la mobilité naturelle dans le cas du corps immobile. Ce résultat est logique, puisque dans le cas immobile, la distance parcourue par les rayons optiques varie peu. La variation du gain statique suit donc le même comportement. En revanche, les valeurs de gain obtenues pourraient être plus faibles, si une morphologie réaliste du corps était considérée.

III.7.4 Impact de la position des nœuds sur le corps

Pour terminer cette partie illustrative, on s'intéresse ici à l'impact de la position de l'émetteur optique sur le corps. On considère dans cette partie trois positions différentes pour l'émetteur (cheville, poignet et épaule), ainsi que les différents paramètres fournis dans le tableau III-6. On présente la distribution du gain optique pour chacune des positions de l'émetteur sur la figure III-20. Leurs caractéristiques respectives sont résumées dans le tableau III-7.

Dans un premier temps, on constate que les distributions de gain correspondant aux positions épaule et poignet présentent des allures similaires. Cela s'explique car leurs positions sur le corps sont proches. Néanmoins, on note dans le cas du poignet une valeur moyenne plus élevée, ainsi qu'une largeur de la distribution plus importante. Cela s'explique par le corps bloquant, qui pénalise plus l'émetteur situé à l'épaule.

Ensuite, concernant l'émetteur situé à la cheville, la distribution du gain optique se distingue nettement des deux autres par son allure, et sa valeur moyenne nettement plus élevée. Cela s'explique par la proximité de cette position avec le sol. Les réflexions optiques issues de cette surface sont alors plus importantes.

On constate donc que la position de l'émetteur peut modifier significativement le canal de transmission. Dans le cadre d'un réseau WBAN complet, il faut donc s'attendre à des disparités de performances entre les différents nœuds de transmission.

L'impact des différents paramètres définis au début du chapitre ayant été observé, on va maintenant comparer le canal optique diffus corporel, au canal CM3 décrit dans le chapitre I.

(cc) BY-NC-ND

Tableau III-6 : Paramètres de simulation avec 3 positions de l'émetteur

Récepteur	Emetteur	Corps	Environnement
FOV = 70°	m=1	Modèle surfacique (figure III-3), bloquant	Pièce vide (7m×5m×2.5m)
Positionné à la ceinture (figure III-8)	3 positions (cheville, poignet, épaule)	Mobilité dans l'environnement (1000 positions et 10 orientations)	
A_{phy}=1cm²	Distribution uniforme de 100 orientations, décrites dans la section III.2.3.b		
Orientation normale au corps (figure III-8)			ρ=0.8

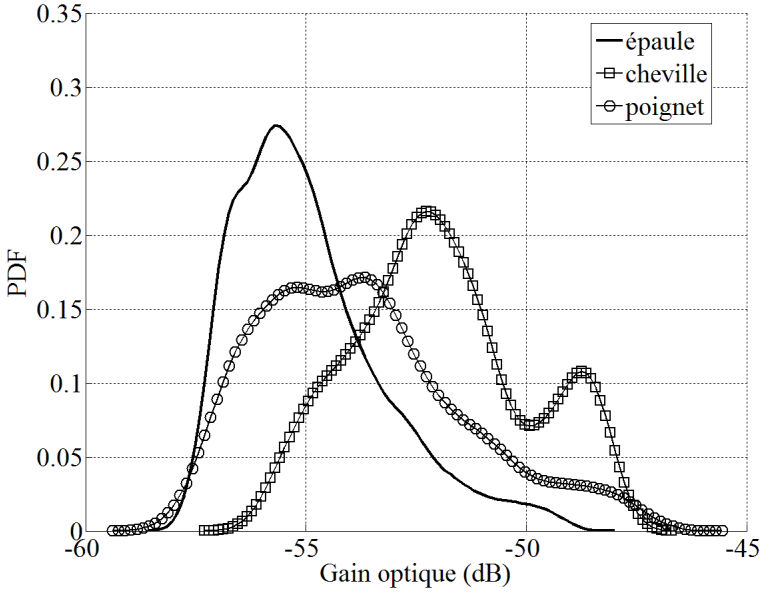


Figure III-20 : Impact de la position de l'émetteur sur le gain optique

Tableau III-7 : Caractéristiques de la PDF du gain optique pour chaque émetteur

Emetteur	Valeur moyenne	Largeur de la PDF
Epaule	-56 dB	7.9 dB
Poignet	-55.2 dB	10.1 dB
Cheville	-52.1 dB	7.3 dB

(cc) BY-NC-ND

III.8 Comparaison avec le canal CM3 UWB

Nous considérons ici l'environnement présenté sur la figure I-6, dans le cas où le corps est allongé sur le lit. Afin d'obtenir la distribution du gain H_{0CM3} du canal CM3 présenté dans la section I.4.3, nous utilisons le modèle de l'atténuation donné par l'équation (**1**), ainsi que le modèle de la PDP donné par l'équation (**2**).

Le gain H_{0CM3} est alors déterminé pour chaque position de l'émetteur en utilisant la formule suivante :

$$H_{0CM3} = G_{0CM3} - PL(d) \tag{37}$$

où $PL(d)$ est défini par l'équation (**1**), d la distance émetteur/récepteur en mm, et G_{0CM3} le gain présenté par la PDP. On considère une distribution uniforme de 100 positions de l'émetteur sur le corps, le récepteur étant positionné comme présenté sur la figure I-6 (point G).

Le modèle utilisé étant un modèle statistique, il est nécessaire de réaliser les calculs précédents un grand nombre de fois, afin de couvrir toutes les possibilités. La pratique a montré qu'une centaine de réalisations permet d'avoir des résultats similaires entre chaque simulation. Nous considérons ici 500 réalisations du canal. Concernant le canal optique diffus, nous considérons les paramètres fournis dans le tableau III-8. Les distributions du gain H_{0CM3} et du gain optique diffus $H_{0optique}$ sont reportées sur la figure III-21.

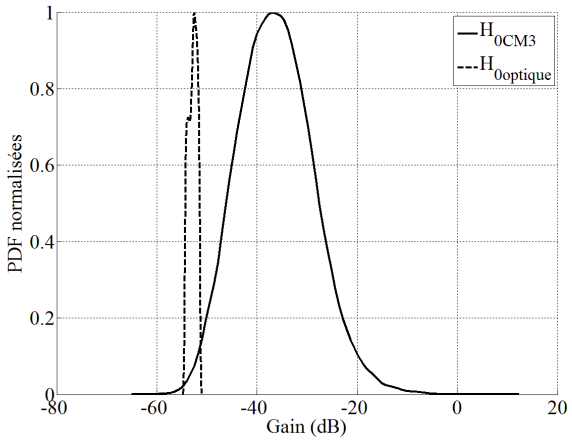


Figure III-21 : Comparaison des distributions du gain dans le cas RF (CM3) et dans le cas optique

(cc) BY-NC-ND

Tableau III-8 : Paramètres de simulation pour la comparaison RF/optique

<table>
<tr><th>Récepteur</th><th>Emetteur</th><th>Corps</th><th>Environnement</th></tr>
<tr><td>FOV = 70°</td><td>m=1</td><td>Modèle surfacique (figure III-3), bloquant</td><td rowspan="2">Pièce décrite sur la figure I-6 (7m×5m×2.5m)</td></tr>
<tr><td>Positionné à la ceinture (figure III-8)</td><td>100 positions distribuées uniformément sur le corps</td><td rowspan="3">Allongé sur le lit, orienté vers le plafond</td></tr>
<tr><td>A_{phy}=1cm²</td><td rowspan="2">Distribution uniforme de 100 orientations, décrites dans la section III.2.3.b</td></tr>
<tr><td>Orientation normale au corps (figure III-8)</td><td>ρ=0.8 pour toutes les surfaces réflectives</td></tr>
</table>

On constate sur la figure III-21 que la largeur de la distribution du gain RF H_{0CM3} (77.4 dB) est nettement plus grande que pour le cas optique (3.7 dB). Cela s'explique par deux raisons :

- Dans le domaine optique, le lien entre l'émetteur et le récepteur est réalisé via les réflexions dans l'environnement, avec des trajets parcourus ayant des longueurs du même ordre de grandeur pour chaque position de l'émetteur. Cela induit donc de faibles variations de l'atténuation.
- Dans le domaine RF, l'atténuation dépend directement de la distance émetteur/récepteur. Etant donné le modèle surfacique du corps considéré (figure III-3), cette distance varie de 1mm à 1200 mm. Cela induit une distribution de l'atténuation $PL(d)$ beaucoup plus étalée, comme présentée sur la figure III-22.

De plus, on observe que le gain RF H_{0CM3} présente une valeur moyenne bien plus grande que pour le gain optique, avec un écart de 14 dB. Cependant, on peut remarquer que la puissance maximale pouvant être transmise en RF (puissance rayonnée inférieure à 1mW) est nettement plus faible qu'en optique diffus (300mW). Il faut donc étudier les performances en fonction de la puissance, ce que nous présentons dans le chapitre IV.

(cc) BY-NC-ND

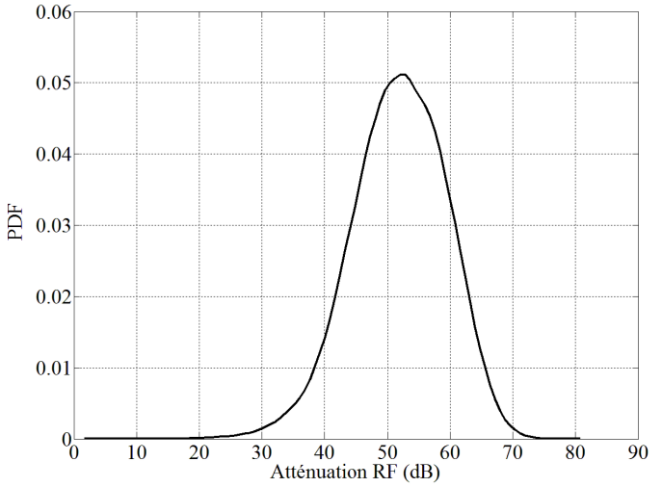


Figure III-22 : Distribution de l'atténuation dans le cas du canal CM3 UWB

III.9 Conclusion

Parmi les méthodes utilisées dans la littérature pour modéliser un lien en optique sans fil, nous avons considéré dans ce chapitre deux approches applicables au cas d'un lien corporel réalisé par transmission diffuse.

La première approche est un modèle considérant une seule réflexion sur les surfaces de l'environnement, qui présente l'avantage de la simplicité et d'un temps de calcul très court pour la détermination de la réponse impulsionnelle. Ce modèle à une réflexion a été adapté pour déterminer simplement l'impact d'un obstacle. C'est un outil permettant d'estimer de manière rapide les variations de performances induites par un obstacle, vis-à-vis de sa taille, de sa mobilité, ou encore de son coefficient de réflexion.

La deuxième approche est basée sur la technique de lancer de rayons, utilisée pour déterminer de façon réaliste le gain du canal optique sans fil diffus WBAN. Cela permet d'obtenir des performances plus fiables, et donc de déterminer si les critères d'un WBAN médical peuvent être respectés.

Ensuite, les différents paramètres pouvant impacter le canal optique sans fil diffus WBAN (environnement, mobilité, coefficient de réflexion, position des émetteurs sur le corps) ont été étudiés pour différents scénario, afin de mettre en évidence leur importance.

Concernant l'impact de l'environnement, on a montré que la taille de l'environnement, ainsi que le coefficient de réflexion des surfaces induisent de fortes variations du gain statique

(cc) BY-NC-ND

du canal. De plus, l'augmentation de la taille de l'environnement induit également une augmentation de l'étalement temporel de la réponse du canal. Malgré cette augmentation, nous avons montré que, étant donné les faibles débits requis par les applications médicales envisagées dans cette étude, les phénomènes d'IES peuvent être négligés.

Pour ce qui est de l'impact du corps, on a montré que sa mobilité dans l'environnement induit également de fortes variations du gain statique du canal, qui prédominent sur celles induites par sa mobilité naturelle (respiration, mouvements inconscients etc.). On a également montré que le gain statique du canal dépend de la position de l'émetteur sur le corps, ce qui peut induire des différences de performances entre les différents liens de transmission d'un WBAN.

Enfin, une comparaison entre le canal de transmission optique sans fil diffus, et le canal CM3 UWB a été réalisée. On a montré que le canal optique diffus a un comportement différent de celui du canal BAN UWB, car il est beaucoup moins dépendant de la distance entre les nœuds sur le corps.

Dans le chapitre suivant, les performances sont étudiées en termes de probabilité de rupture en fonction de la puissance émise, et pour une application médicale avec un débit maximal de 1 Mbps. On considèrera une modulation OOK sans IES.

(cc) BY-NC-ND

(cc) BY-NC-ND

IV. Performances d'un lien corporel en optique sans fil

(cc) BY-NC-ND

(cc) BY-NC-ND

IV.1 Introduction

Les modèles établis précédemment permettent de caractériser le canal optique sans fil d'un lien corporel, et d'obtenir la distribution du gain statique dans une configuration donnée. En utilisant l'équation (**17**), on peut en déduire la distribution du SNR en fonction de la puissance d'émission P_t et du débit, pour la modulation OOK.

Pour évaluer les performances, l'indicateur classiquement utilisé est le BER. Néanmoins, il est valable dans le cas où les variations du canal sont très rapides par rapport au débit [**74**]. Quand les variations du canal sont lentes par rapport au débit, ce critère n'est pas suffisant pour représenter les performances. Ceci est le cas de notre étude puisque les variations du canal sont dues à la mobilité du patient. En effet, même si le débit binaire de l'application est très faible, par exemple 10 kbps, c'est-à-dire un temps bit de 10ms, il est évident que par rapport au déplacement d'une personne durant cette durée (1cm pour une vitesse de 1m/s), le canal n'expérimente pas plusieurs états sur un temps bit. Les variations du canal sont alors très lentes et on parle de canal quasi stationnaire [**75**]. Le critère employé pour évaluer les performances dans ce cas est la probabilité de rupture [**74-77**], notée P_{out} dans la suite.

On définit la probabilité de rupture P_{out} comme étant la probabilité que la capacité C du canal devienne inférieure à un débit donné R_{B0}. On peut donc l'exprimer ainsi :

$$P_{out} = p(C < R_{B0}) \tag{38}$$

La capacité d'un canal BABG, avec des entrées binaires est une fonction monotone en SNR. L'équation (**38**) peut donc être réécrite ainsi :

$$P_{out}(SNR) = p(C(SNR) < R_{B0}) = p(SNR < C^{-1}(R_{B0})) \tag{39}$$

Le terme $C^{-1}(R_{B0})$ représente un rapport signal à bruit que nous noterons dans la suite SNR_0. Il correspond à la qualité de service désirée. Par exemple, on a vu dans le chapitre 2 que la valeur correspondant à un BER de 10^{-10} pour la modulation OOK sur un canal BABG était SNR_0=16.1 dB. On a donc finalement :

$$P_{out}(SNR) = p(SNR < SNR_0) \tag{40}$$

(cc) BY-NC-ND

Dans ce chapitre, nous utilisons la distribution du SNR et la notion de probabilité de rupture afin d'analyser les performances de l'optique sans fil pour les liens corporels dans différents scénarios. Nous considérons dans la suite un débit égal au débit maximal nécessaire à des applications médicales sans implant, à savoir 1 Mbps (tableau I-3), ainsi qu'une valeur de P_{out} de 10^{-3} qui correspond à une valeur donnée de qualité de service.

IV.2 Performances pour une pièce vide

Le cas de la pièce vide a pour but de servir de référence dans cette étude. Afin de déterminer le gain du canal optique sans fil pour ce cas, nous utiliserons RapSor, car on cherche à obtenir la valeur de la puissance d'émission de référence P_{tref} permettant d'assurer une P_{out} de 10^{-3} pour un SNR_0 de 16.1 dB. On prendra en compte 3 réflexions par rayon optique. C'est de plus un environnement neutre qui permet d'évaluer l'impact de différents paramètres de façon indépendante. Nous considérerons pour cela les deux tailles de pièce définies dans le chapitre précédent.

IV.2.1 Scénario 1 : corps statique

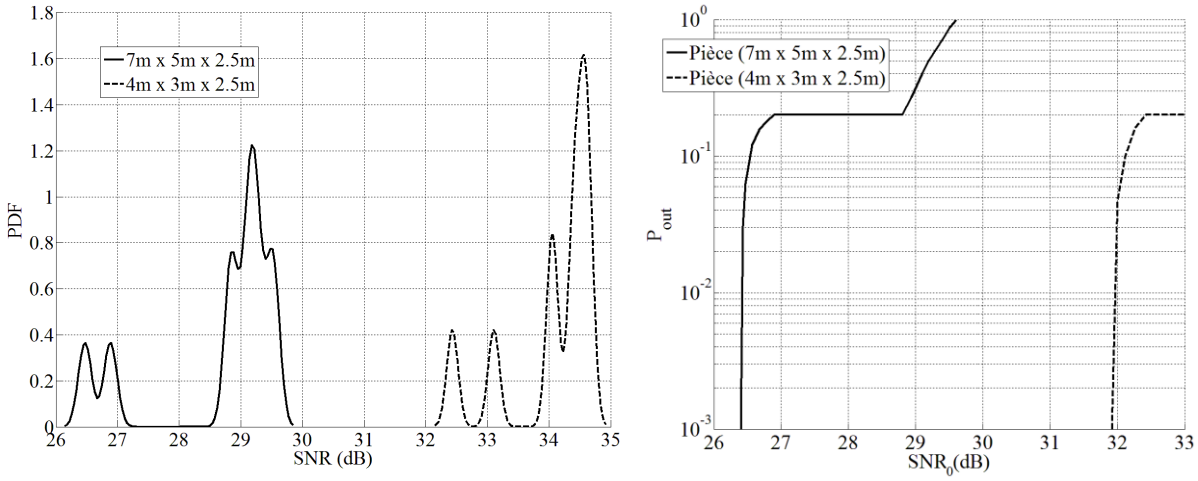
Dans un premier temps, nous considérons le cas d'un corps statique dans l'environnement (avec néanmoins la mobilité naturelle du corps, définie dans la section III.2.3.b). Nous utilisons pour cela la configuration résumée dans le tableau IV-1. A partir des réponses impulsionnelles obtenues avec RapSor, on peut déduire la fonction de densité de probabilité du SNR reportée sur la figure IV-1a, ainsi que l'évolution de P_{out} en fonction du SNR_0 sur la figure IV-1b, pour une puissance de 100 mW (à titre d'exemple).

Concernant la distribution du SNR dans chaque pièce (figure IV-1a), on constate que dans la plus petite pièce, les valeurs de SNR sont plus importantes. Cela s'explique par le trajet moins long effectué par les rayons optiques, et donc une atténuation moins importante. On constate également une distribution plus large de 1dB pour la plus grande pièce. Ces effets se traduisent par un écart de 5.5dB sur la figure IV-1b pour les valeurs de SNR_0 correspondant à P_{out} =10^{-3}.

(cc) BY-NC-ND

Tableau IV-1 : Paramètres de simulation dans le cas du corps statique

Récepteur	Emetteur	Corps	Environnement
FOV = 70°	m=1	Modèle surfacique (figure III-3), bloquant	Pièces vides (4m×3m×2.5m) et (7m×5m×2.5m)
Positionné à la ceinture (figure III-8)	100 positions distribuées uniformément sur le corps	Corps situé au centre de la pièce	
A_{phy}=1cm²	Distribution uniforme de 100 orientations, décrites dans la section III.2.3.b	Corps orienté vers le mur en x_{max}.	
Orientation normale au corps			ρ=0.8



(a) (b)

Figure IV-1 : Distribution du SNR dans le cas statique (a) et évolutions de P_{out} en fonction du SNR_0 (b) pour P_t=100mW et R_B=1 Mbps

Afin de déterminer la valeur de P_{tref} dans le cas statique, notée $P_{tref_statique}$ dans la suite, on trace sur la figure IV-2 la valeur de SNR_0 correspondant à P_{out} =10^{-3}en fonction de P_t.

(cc) BY-NC-ND

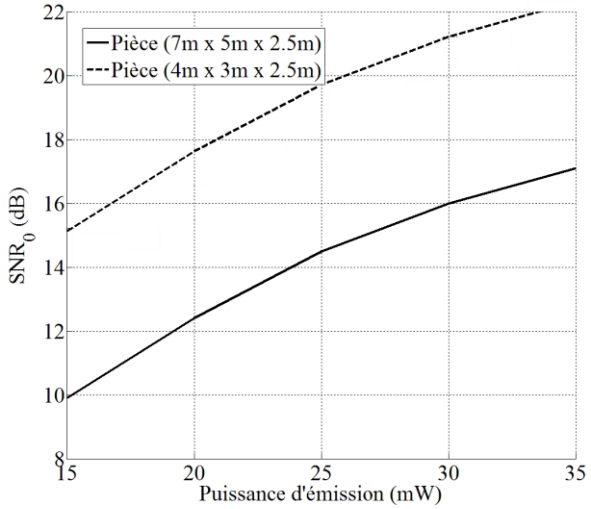


Figure IV-2 : SNR_0 correspondant à P_{out}=10^{-3} en fonction de P_t pour le cas statique et R_B=1 Mbps

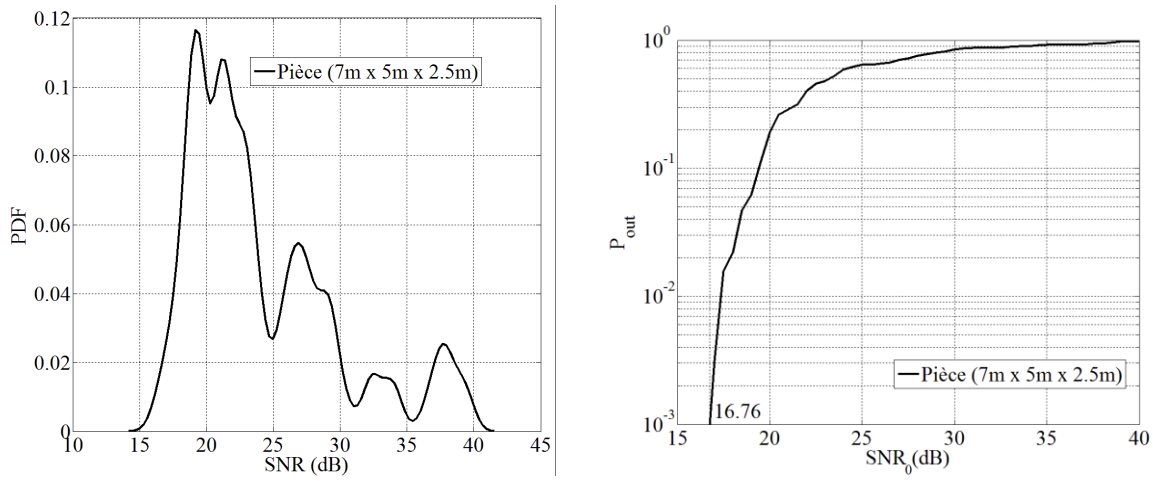
On voit que pour SNR_0=16.1dB, on obtient $P_{tref_statique}$= 17.1mW pour la pièce (4m×3m×2.5m), et $P_{tref_statique}$= 30.5mW pour la pièce (5m×7m×2.5m). Par comparaison avec la valeur maximale tolérée vis-à-vis de la sécurité oculaire, P_{tmax}=300mW (pour m=1 et donc $\varphi_{1/2}$=60°), on constate que les résultats sont très inférieurs, ce qui est encourageant vis à vis du potentiel de l'optique sans fil pour les WBANs.

IV.2.2 Scénario 2 : Corps mobile

Nous considérons maintenant le cas du corps mobile dans la pièce (mobilité dans l'environnement, et mobilité naturelle du corps) comme défini dans la section III.2.3, en considérant 1000 positions du corps dans la pièce. Concernant les autres paramètres, on considère les mêmes que ceux présentés dans le tableau 20, pour la pièce de taille (7m×5m×2.5m). On trace dans un premier temps la distribution du SNR (figure IV-3a) ainsi que l'évolution de P_{out} en fonction du SNR_0 (figure IV-3b) pour P_t=$P_{tref_statique}$= 30.5mW.

On observe sur la figure IV-3a, par rapport à la figure IV-1a, que la distribution du SNR dans le cas d'un corps mobile est nettement plus large que pour le cas du corps statique (27.3 dB ici au lieu de 3.7 dB précédemment). De plus, on peut noter sur la figure IV-3b, que pour P_t=$P_{tref_statique}$= 30.5mW, le SNR_0 correspondant est de 16.76 dB au lieu de 16.1 dB dans le cas statique.

(cc) BY-NC-ND



(a) (b)

Figure IV-3 : Distribution du SNR (a) et évolution de P_{out} en fonction du SNR_0 (b) pour le cas mobile et R_B=1 Mbps

On illustre cet écart en présentant sur la figure IV-4, le SNR_0 en fonction de P_t, dans le cas du corps mobile, et dans le cas du corps statique, pour une P_{out}=10^{-3}.

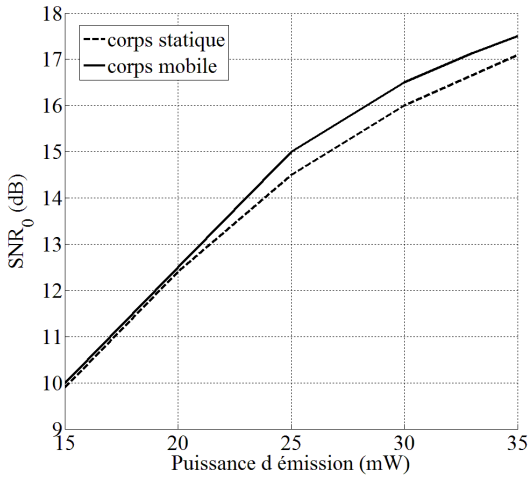


Figure IV-4 : SNR_0 correspondant à P_{out}=10^{-3}en fonction de P_t pour chaque cas

On obtient alors, pour un SNR_0 de 16.1dB, P_{tref_mobile}= 28.7mW, soit environ 2mW de moins que dans le cas statique. Ce résultat est cohérent car la mobilité du porteur implique des configurations de réflexions des signaux optiques qui contribuent à améliorer la puissance reçue.

(cc) BY-NC-ND

Maintenant que le cas de la mobilité du corps a été traité, on va étudier séparément l'influence des différents paramètres du système, à savoir la position du récepteur, ainsi que l'impact du FOV du récepteur, et de la directivité de l'émetteur.

IV.2.3 Influence des différents paramètres

IV.2.3.a Position du récepteur

On cherche à déterminer la position optimale du récepteur sur le corps. Pour cela, on ne peut pas faire comme pour les positions de l'émetteur, distribuées uniformément sur la surface du corps. En effet, le récepteur présente une complexité supérieure à celle de l'émetteur puisqu'il doit pouvoir gérer le multi-accès, décoder les données transmises par chaque émetteur, et être capable de les transmettre vers l'extérieur, tout en étant porté sans aucune gêne pour le patient. On va donc considérer quatre positions envisageables en pratique, à savoir sur l'épaule, au poignet, à la cheville, et sur la ceinture, comme illustré sur la figure IV-5, ainsi que les paramètres donnés dans le tableau IV-2.

On a représenté sur la figure IV-6 le SNR_0 correspondant à P_{out}=10^{-3}, en fonction de P_t, pour chaque position du récepteur. On constate que les récepteurs positionnés à la ceinture et au poignet présentent des résultats presque identiques, et que lorsque le récepteur est à la cheville, il faut une puissance nettement supérieure que pour les autres positions. De plus, le récepteur positionné sur l'épaule fournit les meilleures performances. En effet, si l'on vise un SNR_0 de 16.1 dB, les puissances d'émission nécessaires pour l'épaule, la ceinture, le poignet et la cheville sont respectivement $P_{tref_épaule}$=25.4mW, $P_{tref_ceinture}$=28.6mW, $P_{tref_poignet}$=28.7mW et $P_{tref_cheville}$=35mW.

Tableau IV-2 : Paramètres de simulation pour l'étude de la position du récepteur

<table>
<tr><th>Récepteur</th><th>Emetteur</th><th>Corps</th><th>Environnement</th></tr>
<tr><td>FOV = 70°</td><td>m=1</td><td>Modèle surfacique (figure III-8), bloquant</td><td rowspan="3">Pièce vide (7m×5m×2.5m)</td></tr>
<tr><td>Quatre positions différentes</td><td rowspan="2">100 positions distribuées uniformément sur le corps</td><td rowspan="2">Mobilité du corps dans l'environnement</td></tr>
<tr><td>A_{phy}=1cm²</td></tr>
<tr><td>Orientation normale au corps</td><td>Distribution uniforme de 100 orientations, décrites dans la section III.2.3.b</td><td>Mobilité naturelle du corps</td><td>ρ=0.8</td></tr>
</table>

(cc) BY-NC-ND

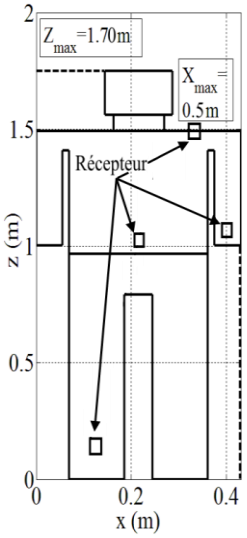


Figure IV-5 : Différentes positions du récepteur

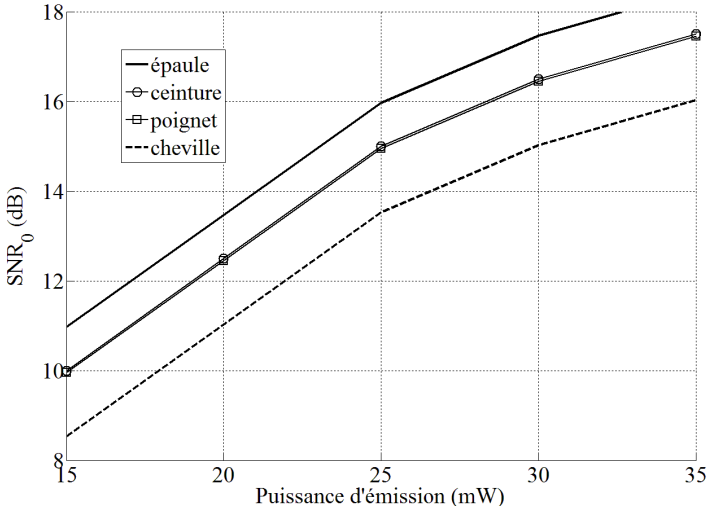


Figure IV-6 : SNR_0 correspondant à P_{out}=10^{-3} en fonction de P_t pour chaque récepteur

Lors de l'évaluation d'un cas réaliste, on considérera donc un récepteur situé sur l'épaule.

Pour compléter cette étude, on s'intéresse également au cas d'un réseau WBAN, où chaque nœud de transmission communiquerait avec un récepteur localisé dans l'environnement, au lieu d'être porté.

Afin d'évaluer cette possibilité, on va comparer le cas avec le récepteur situé sur l'épaule, et le cas où un récepteur serait centré au plafond de la pièce. En termes de paramètres, la seule différence ici est que le récepteur localisé au centre du plafond est

(cc) BY-NC-ND

constamment dirigé vers le sol, et immobile. On présente sur la figure IV-7, l'évolution du SNR_0 pour P_{out}=10^{-3} en fonction de P_t correspondant à chacun des cas, en utilisant les paramètres présentés dans le tableau IV-2.

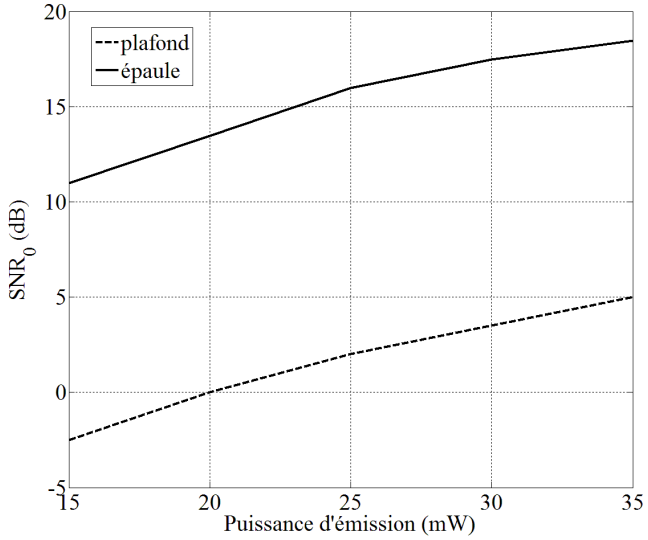


Figure IV-7 : Comparaison entre un récepteur localisé à l'épaule et au plafond

On observe sur la figure IV-7 des performances nettement moins bonnes dans le cas où le récepteur est situé au plafond, avec une diminution du SNR_0 de l'ordre de 13 dB. Cela s'explique par la mobilité du corps dans la pièce. En effet, selon les positions du corps, la majorité des rayons optiques issus des réflexions d'ordre 1, les plus contributives dans un cas purement diffus, arrivent au niveau du récepteur avec un angle incident supérieur à son FOV. Ils ne peuvent donc plus contribuer autant que dans le cas du récepteur porté.

Cette étude n'est pas complète puisque généralement, lorsque l'on considère que le récepteur est placé dans l'environnement, rien n'écarte la possibilité d'en avoir plusieurs. De plus nous n'avons pas cherché ici à déterminer la position optimale du récepteur dans l'environnement. Néanmoins, dans le cas de l'intra-BAN, afin de respecter une certaine cohérence avec les systèmes RF existants, nous considérons donc dans tout ce qui suit que le récepteur est porté sur l'épaule.

(cc) BY-NC-ND

IV.2.3.b Coefficients de réflexion des surfaces

Comme vu précédemment dans la section II.5.2.b, les valeurs du coefficient de réflexions ρ peuvent fortement varier, en fonction des matériaux considérés.

Ainsi, pour observer l'impact de la variation de ρ sur les performances, nous reprenons les paramètres donnés dans le tableau IV-2, en faisant varier ρ de 0.1 à 1, et en considérant le récepteur positionné à l'épaule. On trace alors sur la figure IV-8, l'évolution du SNR_0 correspondant à P_{out}=10^{-3}, en fonction de ρ, pour P_t=$P_{tref_épaule}$= 25.4mW.

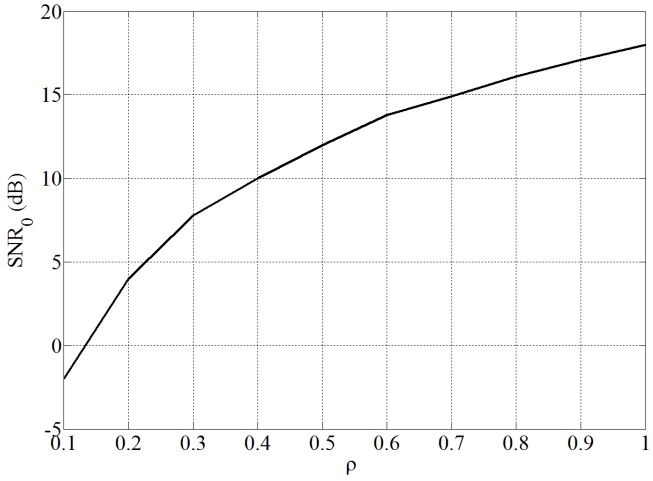


Figure IV-8 : Evolution du SNR_0 en fonction de ρ

Dans un premier temps, on peut observer que le SNR_0 augmente avec ρ. Ce comportement est logique, puisque plus ρ est élevé, plus les surfaces réfléchissent la puissance. Ensuite, on peut observer que l'impact de la valeur de ρ est très important, puisque entre les deux valeurs extrêmes (0.1 et 1), le SNR_0 varie de 20dB. Cela signifie qu'il est très important de connaitre les matériaux utilisés, afin de dimensionner un WBAN infrarouge.

Ainsi, dans le cas de simulations réalistes, nous utiliserons les coefficients de réflexion pour les murs, le plafond et le sol, présentés dans le tableau IV-3 et issus du tableau II-1.

Tableau IV-3 : Valeurs de ρ réalistes

Murs en plâtre	**Plafond**	**Sol**
0.83	0.4	0.63

(cc) BY-NC-ND

IV.2.3.c Directivité de l'émetteur et FOV du récepteur

Les deux derniers paramètres à étudier dans le cas d'une pièce vide sont le FOV du récepteur, et la directivité de l'émetteur caractérisée par le paramètre m (modèle Lambertien). Afin de limiter le nombre de simulations, nous considérons ici deux valeurs extrêmes de m, 1 et 45, correspondant respectivement à un émetteur diffus et un émetteur très directif, et deux valeurs du FOV, 70° et 45°. On obtient ainsi 4 couples {FOV, m} différents : {45°,1}, {45°,45}, {70°,1} et {70°,45}. Pour chaque couple, on trace sur la figure IV-9 les valeurs respectives de SNR_0 correspondant à P_{out}=10^{-3} en fonction de P_t, pour les paramètres donnés dans le tableau IV-4.

Tableau IV-4: Paramètres de simulation pour évaluer l'impact du FOV et de m.

<table>
<tr><th>Récepteur</th><th>Emetteur</th><th>Corps</th><th>Environnement</th></tr>
<tr><td>FOV Є [45°,70°]</td><td>m Є [1,45]</td><td>Modèle surfacique (figure III-3), bloquant</td><td rowspan="3">Pièce vide (7m×5m×2.5m)</td></tr>
<tr><td>Positionné à l'épaule</td><td>100 positions distribuées uniformément sur le corps</td><td rowspan="3">Mobilité dans l'environnement (1000 positions et 10 orientations)</td></tr>
<tr><td>A_{phy}=1cm²</td><td rowspan="2">Distribution uniforme de 100 orientations, décrites dans la section III.2.3.b</td></tr>
<tr><td>Orientation normale au corps</td><td>ρ =0.8</td></tr>
</table>

Dans un premier temps, si l'on considère le cas du FOV, la figure IV-9 permet de confirmer que pour des transmissions optiques sans fil diffuses, il vaut mieux avoir un large FOV. En effet, si l'on regarde les courbes à m égal, {45°,1} et {70°,1} par exemple, on constate une amélioration d'environ 7 dB dans le cas FOV=70° par rapport au cas FOV=45°.

Ensuite, si l'on se place à FOV égal, {70°,1} et {70°,45} par exemple, on constate, de manière évidente puisque la pièce est vide, qu'il vaut mieux avoir un émetteur directif. En effet, il y a entre ces deux couples un écart d'environ 7 dB également. On fait le même constat pour les couples {45°,1} et {45°,45}.

(cc) BY-NC-ND

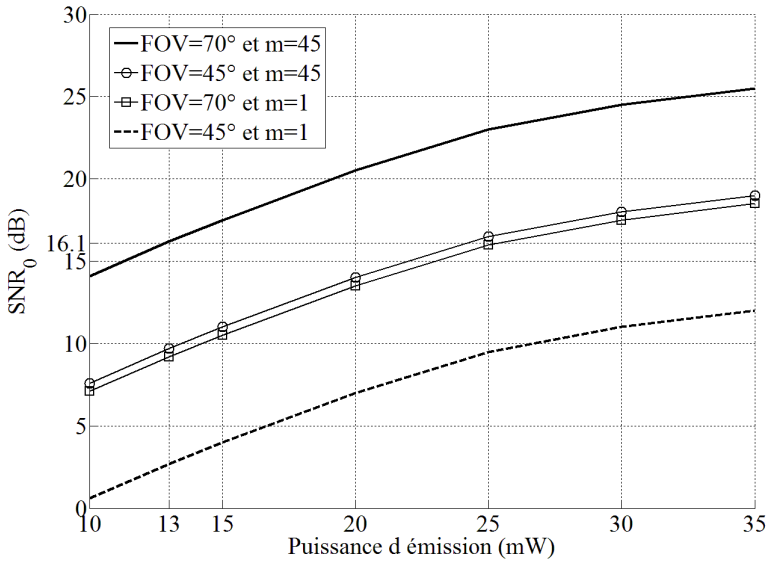


Figure IV-9 : SNR_0 correspondant à P_{out}=10^{-3} en fonction de P_t pour chaque couple {FOV, m}.

Néanmoins, même si le couple {70°,45} permet d'obtenir les meilleurs performances, on constate que la puissance d'émission nécessaire pour obtenir un SNR_0 de 16.1 dB (12.9 mW) est trop proche de la limite imposée par la sécurité oculaire (13mW pour m=45).

D'un autre côté, le couple {70°,1} permet, comme déjà montré dans l'étude de la position du récepteur, de satisfaire SNR_0=16.1 dB, avec une puissance d'émission de 25.4mW, soit presque 2 fois plus que pour le couple {70°,45}. Cependant, la limite imposée par la sécurité oculaire dans le cas m=1 est de 300mW, soit une puissance presque 12 fois plus grande que celle nécessaire (25.4mW). Le cas m=1 présente donc une marge de sécurité beaucoup plus grande que le cas m=45.

Pour résumer, augmenter les valeurs du FOV du récepteur et de la directivité de l'émetteur permet de diminuer la puissance d'émission nécessaire. Néanmoins, les contraintes de sécurité oculaire peuvent présenter un facteur limitant à cette solution, et il y a donc un compromis performances/sécurité à considérer.

Maintenant que l'on a étudié le cas de la pièce vide, on va évaluer l'impact de la présence d'obstacles dans l'environnement du WBAN.

(cc) BY-NC-ND

IV.3 Prise en compte des obstacles

Dans cette partie, nous considérons des obstacles qui peuvent être mobiles, et pouvant présenter des tailles et des coefficients de réflexions variables. On va donc ici utiliser le modèle à une réflexion adapté aux obstacles présenté dans la section III.5.3b, afin d'évaluer les variations de performances dues à la présence d'obstacles, mais pas pour déterminer des valeurs exactes de puissance. Pour tous les résultats qui suivent, nous considérons les paramètres donnés dans le tableau IV-5.

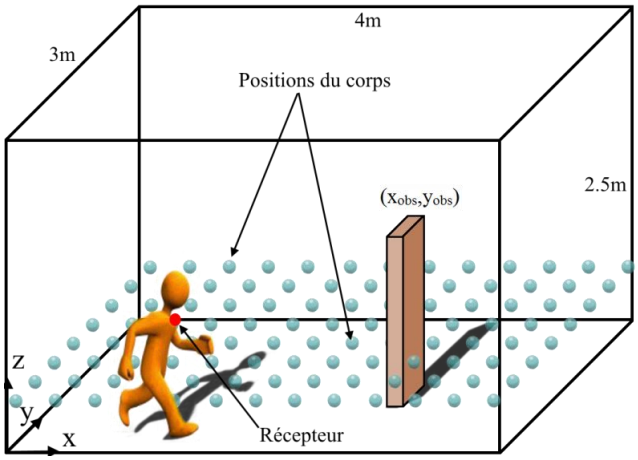


Figure IV-10 : Scène avec obstacle

Comme défini dans la section III.5.3b, les obstacles sont modélisés par une surface plane dans ce modèle. Nous considérons donc dans un premier temps la configuration présentée sur la figure IV-10. La taille et les coordonnées de l'obstacle (x_{obs} et y_{obs}) seront définies pour chaque cas étudié.

Tableau IV-5 : Paramètres de simulation avec obstacle

<table>
<tr><th>Récepteur</th><th>Emetteur</th><th>Corps</th><th>Obstacle</th><th>Environnement</th></tr>
<tr><td>FOV = 70°</td><td>m=1</td><td>Modèle surfacique (figure III-3)</td><td rowspan="3">Surface rectangulaire (taille et coefficients de réflexions variables)</td><td rowspan="2">Pièce vide (4m×3m×2.5m)</td></tr>
<tr><td>Localisé à l'épaule (figure IV-5)
A_{phy}=1cm²</td><td>100 positions distribuées uniformément sur le corps</td><td>1000 positions distribuées uniformément dans la pièce</td></tr>
<tr><td>Orienté perpendiculairement au corps</td><td>Orienté perpendiculairement à S1 (figure III-8)</td><td>Orienté perpendiculairement à S1 (figure III-8)</td><td>ρ =0.8</td></tr>
</table>

(cc) BY-NC-ND

IV.3.1 Variations du coefficient de réflexion et de la taille de l'obstacle

On va dans un premier temps observer l'impact du coefficient de réflexion de l'obstacle ρ_{obs}. Pour ce faire, nous considérons les paramètres présentés dans le tableau IV-5, la configuration présentée sur la figure IV-10, et un obstacle centré en x_{obs}=1.5m et en y_{obs}=2m de taille 0.5m×1.70m. Cela peut correspondre à une présence humaine dans la pièce.

On présente sur la figure IV-11 l'évolution de P_{out} en fonction du SNR_0 pour deux valeurs extrêmes de ρ_{obs} (0.1 et 1), et ce pour plusieurs valeurs de la puissance d'émission P_t, en présence de l'obstacle, et dans la pièce vide.

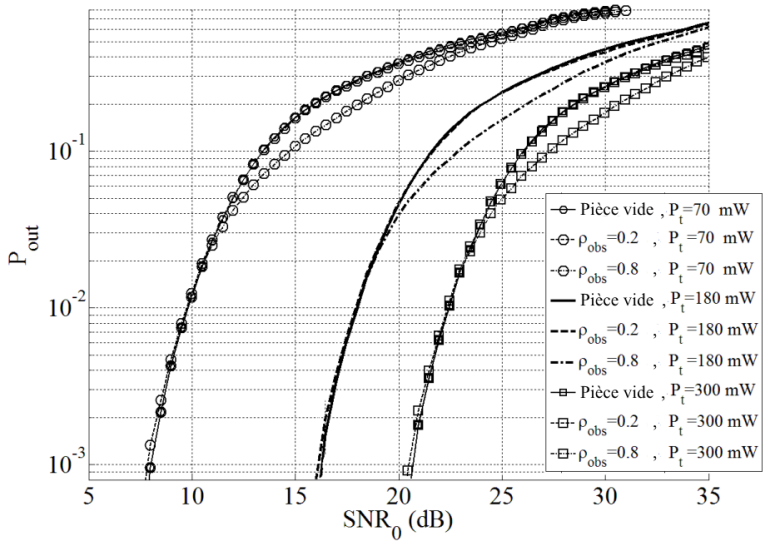


Figure IV-11 : P_{out} en fonction du SNR_0 en présence d'un obstacle

On peut voir sur la figure IV-11 que la puissance minimale pour obtenir une valeur de P_{out} de 10^{-3} avec un SNR_0 de 16.1dB dans le cas de la pièce vide est ici de P_{t_1ref}=180mW. Cela illustre bien ce qui a été expliqué dans la section III.4, à savoir que les modèles à une réflexion sous-estiment fortement le gain d'un canal optique sans fil exclusivement diffus. Néanmoins, cette valeur de puissance nous servira de référence pour cette étude.

Ensuite, on observe que, quelle que soit la valeur de ρ_{obs}, les performances ne sont que faiblement affectées par la présence de l'obstacle, surtout si l'on regarde les valeurs proches de P_{out}=10^{-3}.

(cc) BY-NC-ND

Cela s'explique d'abord par la mobilité du patient. En effet, si l'on regarde la figure IV-10, on voit que pour la plupart des positions du corps, l'obstacle n'est pas directement en face du patient. De plus, on peut également penser que la taille de l'obstacle est trop faible dans ce cas d'étude. Pour vérifier cela, on fait donc varier la largeur de l'obstacle dans l'intervalle [0.5m,2.5m][††], et on présente sur la figure IV-12 la valeur du SNR_0 (pour une P_{out} de 10^{-3}) en fonction de la taille de l'obstacle, pour plusieurs valeurs de ρ_{obs} et pour $P_t = P_{t_1ref}$=180mW.

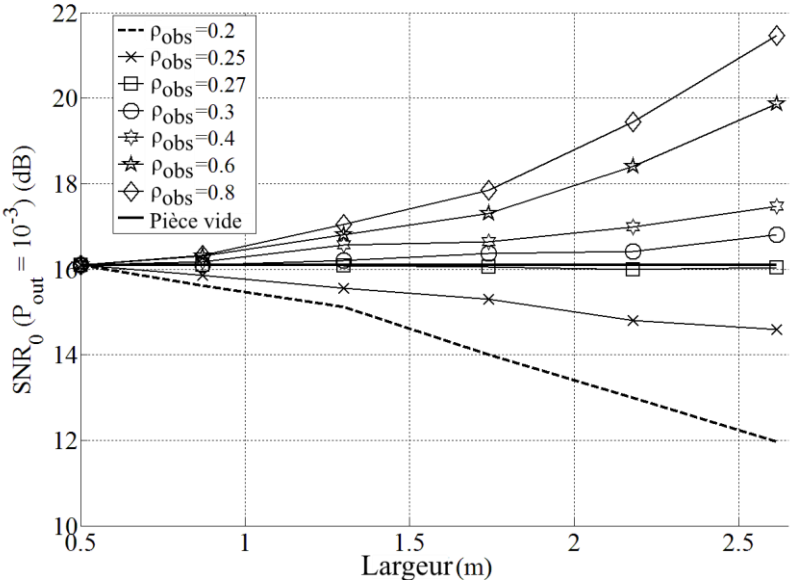


Figure IV-12 : Impact de la taille d'un obstacle

Comme attendu, on observe sur la figure IV-12 que l'impact de l'obstacle augmente avec sa taille. De plus, on peut noter que en fonction de la valeur de ρ_{obs}, cet impact peut être positif, à savoir un SNR_0 plus grand que celui obtenu dans la pièce vide, ou encore négatif. Par exemple, pour ρ_{obs}=0.8, et une largeur d'obstacle de 1.5m, on observe une amélioration de 11% du SNR_0 par rapport au cas de la pièce vide. En revanche, c'est l'effet inverse dans le cas ρ_{obs}=0.2, où on observe une dégradation de 15.5% du SNR_0.

De plus, on peut noter dans le cas présenté ici, l'existence d'un coefficient de réflexion limite ρ_{obs_lim}=0.27, pour lequel les performances en présence de l'obstacle sont les mêmes que dans la pièce vide. Cela montre que même pour une valeur de ρ_{obs} faible comparée à la valeur 0.8 classiquement utilisée pour les communications infrarouges, un obstacle peut

[††] A noter que la valeur maximale de 2.5m n'a pas pour but ici d'être réaliste, mais uniquement d'observer l'impact de la taille de l'obstacle.

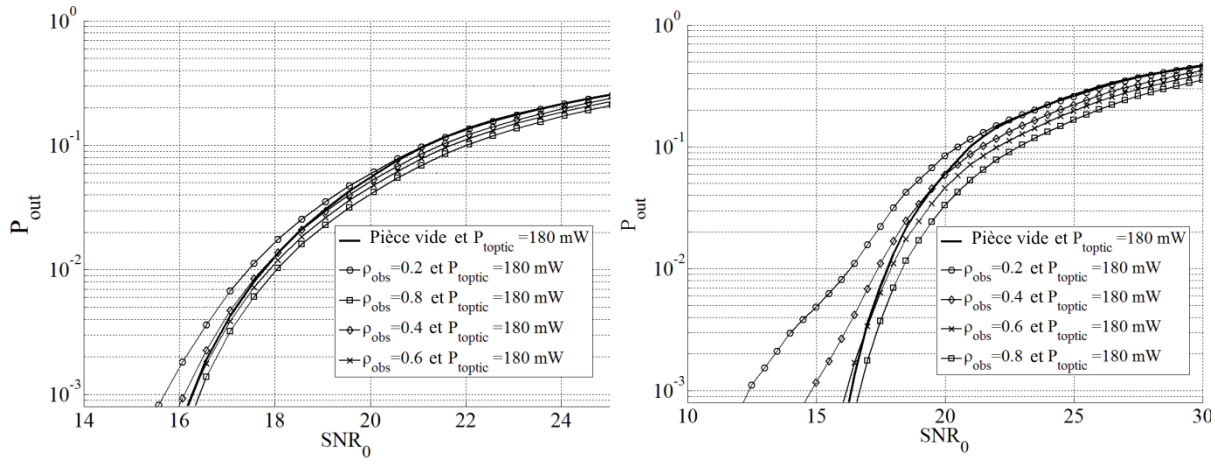
(cc) BY-NC-ND

potentiellement contribuer à la transmission. Cela illustre encore une fois le potentiel de cette technologie pour des applications WBAN. Néanmoins, ce constat n'est pour le moment valable que dans le cas d'un obstacle statique. Nous allons donc dans la suite observer ce qu'il se passe dans le cas d'un obstacle mobile.

IV.3.2 Mobilité de l'obstacle

Nous considérons toujours l'environnement présenté sur la figure IV-10, ainsi que les paramètres donnés dans le tableau IV-5 et une puissance d'émission $P_t = P_{t_1ref}$=180mW. En ce qui concerne l'obstacle, on représente sa mobilité par une distribution uniforme de ses positons (x_{obs}et y_{obs}) dans l'environnement. On notera que l'orientation de l'obstacle est fixe, et toujours suivant l'axe y, comme présenté sur la figure IV-10.

Nous avons vu précédemment que l'impact de l'obstacle dépendait de son coefficient de réflexion ρ_{obs}, et de sa taille. Nous faisons donc ici varier ρ_{obs} de 0.2 à 0.8, et considérons deux tailles différentes pour l'obstacle, à savoir (0.5m×1.70m) et (1.5m×1.70m). La première correspond à ce qui pourrait être une autre personne présente, et la deuxième peut correspondre à un chariot médical complètement équipé. On obtient alors pour chacune de ces tailles les valeurs de P_{out} correspondantes en fonction du SNR_0, pour plusieurs valeurs de ρ_{obs}. Ces courbes sont présentées sur les figures IV-13a (largeur de 0.5m) et IV-13b (largeur de 1.5m).



(a) (b)

Figure IV-13 : Impact de la mobilité d'un obstacle de taille (0.5m×1.70m)(a) et (1.5m×1.70m)(b)

(cc) BY-NC-ND

On peut tout d'abord observer que pour le cas (0.5m×1.70m), la mobilité de l'obstacle induit de faibles variations du SNR_0 (pour P_{out}=10^{-3}), contrairement au cas où l'obstacle est statique. Par exemple, pour ρ_{obs}=0.2, on observe une légère dégradation du SNR_0 de 0.6 dB par rapport au cas où la pièce est vide. On peut également noter que pour ρ_{obs}=0.8, on observe quasiment les mêmes performances que pour la pièce vide. Néanmoins, ces variations sont toujours faibles, étant donné la taille de l'obstacle.

Ensuite, dans le cas (1.5m×1.70m), on observe d'importantes variations du SNR_0 (pour P_{out}=10^{-3}), comme on pouvait s'y attendre étant donné l'étude précédente. On note ainsi une dégradation du SNR_0 de 4 dB pour ρ_{obs}=0.2, et une augmentation de 0.3dB pour ρ_{obs}=0.8.

Si on s'intéresse à la valeur limite ρ_{obs_lim} comme pour le cas statique, on s'aperçoit qu'avec la mobilité de l'obstacle, il faut au moins ρ_{obs_lim}=0.6 pour égaler les performances de la pièce vide. Toutes ces constatations montrent que non seulement la mobilité d'un obstacle induit de plus fortes variations des performances, mais que en plus, l'amélioration du SNR_0 (pour P_{out}=10^{-3}) pour des valeurs de ρ_{obs} élevées est faible, vis à vis de la forte dégradation induite par de faibles valeurs de ρ_{obs}.

Finalement, malgré la simplicité et les limites du modèle utilisé, on peut quand même en conclure que la présence d'un obstacle dans l'environnement d'un WBAN n'est pas nécessairement un problème majeur, comme c'est le cas pour des solutions de type LOS par exemple. Il semble même qu'il soit possible de profiter des obstacles statiques afin d'améliorer le gain de la transmission, et que les éventuelles dégradations dues à des obstacles mobiles puissent être limitées si leurs coefficients de réflexion ne sont pas trop faibles.

IV.4 Performances en situation réaliste

Pour terminer cette partie, on s'intéresse maintenant au cas de l'environnement considéré lors des mesures du canal CM3 en UWB. Cet environnement est représenté sur la figure IV-14, avec la zone de mobilité du patient représentée en zone hachurée.

(cc) BY-NC-ND

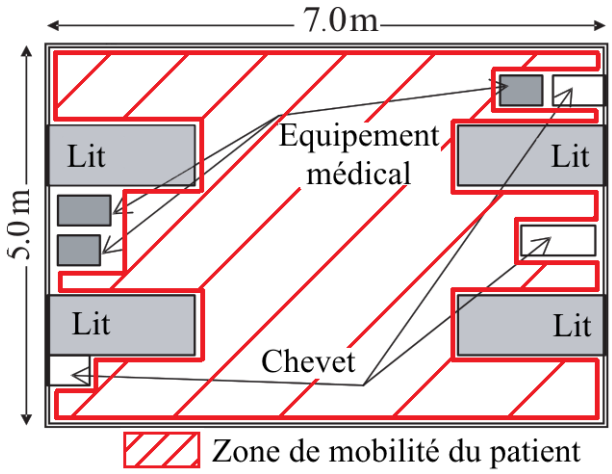


Figure IV-14 : Environnement réaliste

Pour déterminer les performances, on utilise RapSor afin d'avoir la meilleure estimation possible. De plus, nous allons utiliser des coefficients de réflexions réalistes, présentés dans le tableau IV-3.

Concernant les obstacles présents dans l'environnement de la figure IV-14, leurs coefficients de réflexions ne sont pas connus. Etant donné que pour des communications infrarouges, les coefficients de réflexions varient de 0.1 à 1 [**60**], nous attribuons ici aux obstacles un coefficient de réflexion moyen de 0.5. Les autres paramètres utilisés sont résumés dans le tableau IV-6.

Tableau IV-6 : Paramètres de simulation pour le cas réaliste

<table>
<tr><th>Récepteur</th><th>Emetteur</th><th>Corps</th></tr>
<tr><td>FOV =70°</td><td>m =45</td><td rowspan="2">Modèle surfacique (figure III-3), bloquant</td></tr>
<tr><td>Positionné à l'épaule</td><td rowspan="2">100 positions distribuées uniformément sur le corps</td></tr>
<tr><td rowspan="2">A_{phy}=1cm²</td><td rowspan="2">Mobilité dans l'environnement (1000 positions et 10 orientations)</td></tr>
<tr><td>Orientation normale au corps</td><td>Distribution uniforme de 100 orientations, décrites dans la section III.2.3.b</td></tr>
</table>

On présente sur la figure IV-15 les valeurs de SNR_0 correspondant à P_{out}=10^{-3} en fonction de P_t, dans le cas de l'environnement réaliste, de celui d'une pièce vide de mêmes dimensions avec le coefficient classique de 0.8 pour toutes les surfaces [**48**] et celui d'une pièce vide de mêmes dimensions avec les coefficients réalistes du tableau IV-3 [**60**].

(cc) BY-NC-ND

On constate tout d'abord que lorsque le coefficient de réflexion de la pièce vide est pris à 0.8 pour toutes les surfaces, les performances sont, de manière évidente, meilleures que lorsque l'on considère les valeurs réalistes du tableau IV-3.

En comparant les résultats pour des coefficients réalistes entre la pièce vide et la pièce avec obstacles, on voit que pour des SNR_0 supérieurs à 12 dB, la présence d'obstacles est bénéfique et contribue à améliorer le SNR_0. C'est cohérent avec les résultats précédents, puisque l'on avait montré que pour $\rho_{obs} \geq 0.27$, les réflexions sur les obstacles étaient contributives.

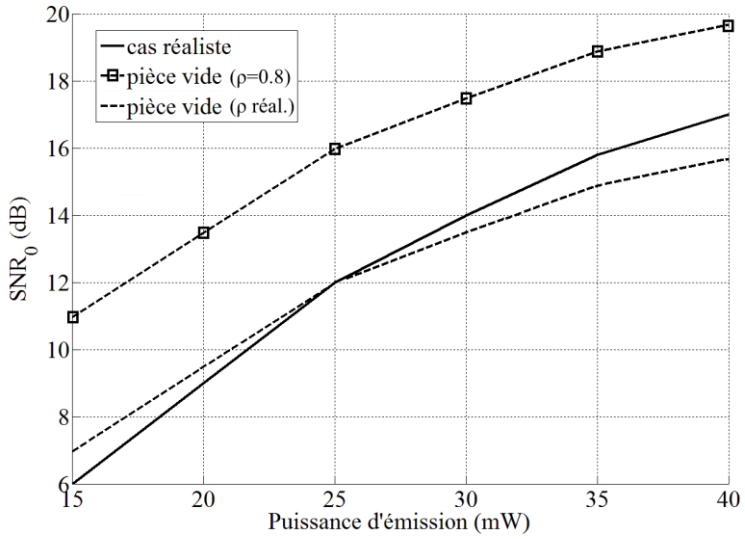


Figure IV-15 : SNR_0 correspondant à P_{out}=10^{-3} en fonction de P_t pour le cas réaliste, et pour la pièce vide

Cependant, si l'on examine la puissance correspondant à SNR_0=16.1 dB, on remarque que la valeur obtenue (36.2mW) est très supérieure à la valeur maximale tolérée, imposée par les contraintes de sécurité oculaire (13 mW pour m=45). Pour réaliser le compromis entre la puissance maximale admissible et les performances, on va donc dans la suite considérer un émetteur avec m=1, pour relâcher la contrainte en termes de puissance maximale. Ce choix sous-estimera les capacités du système WBAN envisagé dans la suite, et sera donc considéré comme une borne. En revanche, nous profiterons de la large puissance de transmission tolérée dans ce cas, à savoir 300 mW.

(cc) BY-NC-ND

IV.5 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons estimé l'impact de différents paramètres sur les performances des transmissions diffuses infrarouges pour un lien corporel, en termes de probabilité de rupture, en considérant un débit maximal de 1 Mbps. Nous avons considéré la qualité de service suivante : une probabilité de rupture maximale de 10^{-3} pour un SNR_0 de 16.1 dB (correspond à un BER de 10^{-10} pour une modulation OOK sur un canal BABG)

Pour cela, nous avons d'abord étudié le cas d'une pièce vide. Nous avons montré que la mobilité du corps dans son environnement implique des configurations de réflexions des signaux optiques qui contribuent à améliorer la puissance reçue vis-à-vis du cas où le corps est statique. Ensuite, nous avons étudié l'impact de la position du récepteur, qu'il soit sur le corps ou localisé dans l'environnement. Nous avons conclu que le positionnement le plus optimal du récepteur est sur l'épaule.

De plus, nous avons vérifié qu'il est important d'avoir une valeur réaliste du coefficient de réflexion ρ des surfaces réfléchissantes de la pièce, et montré que les performances s'améliorent avec l'augmentation de ρ. Enfin, nous avons déterminé les performances pour des valeurs extrêmes du FOV du récepteur (45° et 70°) et de la directivité de l'émetteur (m=1 et m=45). Nous en avons déduit qu'augmenter la directivité de l'émetteur, ainsi que la valeur du FOV permet d'améliorer les performances, avec un compromis lié à la contrainte de sécurité oculaire.

Pour continuer, nous avons évalué l'impact de la présence d'un obstacle sur les performances, vis-à-vis de sa taille, de son coefficient de réflexion ρ_{obs}, et de sa mobilité. Une constatation intéressante est que pour des valeurs de ρ_{obs} suffisamment élevées, un obstacle peut avoir un impact positif sur les performances. Néanmoins, pour de faibles valeurs de ρ_{obs}, les performances sont dégradées, notamment pour un obstacle mobile.

Pour terminer, nous avons considéré un environnement réaliste, correspondant à une chambre d'hôpital. Nous avons montré que pour le cas d'un émetteur très directif, la puissance de transmission nécessaire pour respecter la qualité de service dépasse la limite imposée par la sécurité oculaire. Pour la suite de l'étude, nous choisissons de considérer un émetteur diffus (m=1), afin de relâcher cette contrainte. Ce choix sous-estime les capacités

(cc) BY-NC-ND

d’un WBAN en optique sans fil diffus, et constitue une borne inférieure vis-à-vis des performances.

Dans le chapitre suivant, nous étudions le moyen de gérer l’accès multiple au sein d’un WBAN médical, en considérant les choix issus de l’étude des performances du canal optique sans fil diffus, résumés dans le tableau IV-7.

Tableau IV-7 : Choix issus de l’étude des performances du canal optique sans fil diffus

Environnement	Chambre d’hôpital, représentée sur la figure I-6.
Coefficients de réflexion	Valeurs réalistes (tableau IV-3) pour les murs, le plafond et le sol. Fixé à 0.5 pour les obstacles
Récepteur	Positionné à l’épaule, avec un FOV de 70°
Emetteur	Directivité caractérisée par m=1.

(cc) BY-NC-ND

V. Etude d’un réseau corporel

(cc) BY-NC-ND

(cc) BY-NC-ND

V.1 Introduction

Nous avons présenté dans le chapitre précédent les performances de la transmission en optique sans fil diffus entre deux nœuds portés. Dans un WBAN, plus précisément dans la partie intra-BAN, plusieurs capteurs sont positionnés sur le corps et transmettent des données à un seul récepteur, également porté. Donc, chaque émetteur (Tx) établit un lien avec le récepteur (Rx), comme présenté dans la figure V-1. Suivant la position du nœud d'émission sur le corps, le canal de transmission (Tx/Rx) est donc différent.

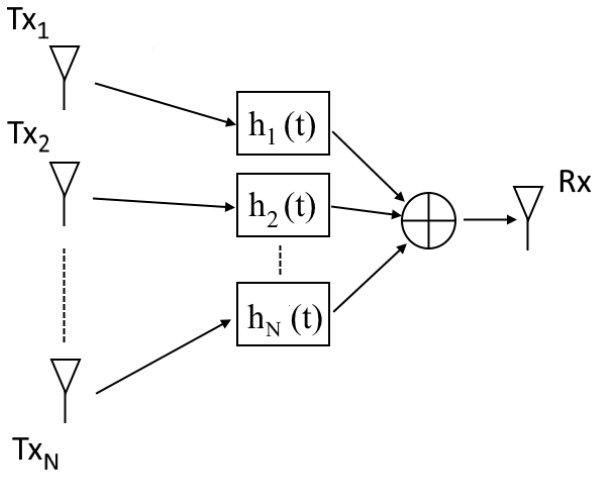


Figure V-1 : Illustration de l'accès multiple

Puisque le récepteur reçoit simultanément les données de tous les émetteurs, on parle alors de système à accès multiple. Dans ce type de système, chaque émetteur est une source d'interférence pour les autres. Pour traiter ce problème, il est donc nécessaire d'employer ce que l'on appelle des techniques d'accès multiples.

Ainsi dans ce chapitre, nous décrivons dans un premier temps les différentes techniques d'accès multiple existantes. Dans le contexte du WBAN utilisant la technologie optique sans fil diffuse, nous présentons la technique retenue qui est l'accès par répartition de codes optiques (AMRC optique, ou OCDMA pour « Optical Code Division Multiple Access »). Les performances théoriques d'un WBAN basé sur le CDMA optique sont ensuite établies en termes de probabilité d'erreur, en considérant une configuration de réseau donnée. Puis, les performances sont exploitées en fonction de différents paramètres (nombre d'émetteurs, débit des données, puissance d'émission, etc.).

(cc) BY-NC-ND

V.2 Les différentes techniques d'accès multiple

Afin de distinguer les émetteurs d'un réseau, il est nécessaire d'attribuer à chacun d'entre eux une caractéristique unique, connue au niveau du récepteur. Parmi toutes les solutions possibles, on peut distinguer trois paramètres classiquement utilisés : la fréquence ; la fenêtre temporelle d'émission ; et l'attribution d'un code spécifique à chaque émetteur. Il existe également des solutions alternatives, comme présenté dans ce qui suit.

V.2.1 Répartition via la fréquence

La première technique d'accès multiple à avoir été utilisée, en 1920 pour des transmissions radio, est l'accès multiple par répartition de fréquence (AMRF, ou FDMA pour « Frequency Division Multiple Access ») [**78**]. Cette technique consiste à attribuer à chaque émetteur une bande de fréquence définie, comme illustré sur la figure V-2a. En réception, on utilise alors des filtres adaptés afin de sélectionner la bande de fréquence correspondant à l'émetteur désiré. En pratique, le filtrage réalisé en réception n'est pas parfait. On attribue alors souvent des intervalles de garde entre chaque utilisateur, afin d'éviter des phénomènes d'interférence d'accès multiple (IAM, ou MAI pour « Multiple Access Interference »).

Dans le domaine des fibres optiques, cette technique est largement utilisée, et on parle alors d'accès multiple par répartition de longueur d'onde (WDMA, pour « Wavelength Division Multiple Access ») [**78**]. Dans ce cas, on alloue à chaque utilisateur une bande autour d'une longueur d'onde.

V.2.2 Répartition temporelle

L'accès multiple par répartition de temps (AMRT, ou TDMA pour « Time Division Multiple Access »), consiste à affecter à chaque émetteur une fenêtre temporelle d'émission, comme illustré sur la figure V-2b. En réception, seul le créneau temporel désiré est alors détecté [**78**]. Cette technique a notamment été utilisée dans la norme des téléphones mobiles de deuxième génération (GSM pour « Global System for Mobile Communications »), en association avec la technique FDMA.

Le principal défaut de cette technique est la lié à la difficulté de réalisation de la synchronisation entre les émetteurs et le récepteur. Afin de limiter l'IAM, créée par

(cc) BY-NC-ND

d'éventuelles désynchronisations, on insère généralement des intervalles de garde entre les différents créneaux temporels, ce qui réduit le débit global du réseau.

V.2.3 Répartition de code

Le CDMA, basé sur la technique d'étalement de spectre, permet à plusieurs émetteurs d'utiliser simultanément la même bande de fréquence. La technique consiste à attribuer à chaque émetteur un code spécifique, permettant au récepteur de les identifier, comme illustré sur la figure V-2c. La puissance est étalée sur une large bande de fréquence, ce qui permet de mieux résister aux effets d'évanouissements sélectifs en fréquence, et rend le signal transmis difficilement détectable.

Cette technique, initialement destinée aux applications militaires, a notamment été utilisée dans le domaine de la téléphonie mobile de troisième génération (UMTS pour « Universal Mobile Telecommunications System) [**79**].

Les codes CDMA doivent permettre de transmettre les informations de l'utilisateur en évitant les phénomènes d'IAM. Ils sont donc généralement construits à partir de séquences de code orthogonales [**80**].

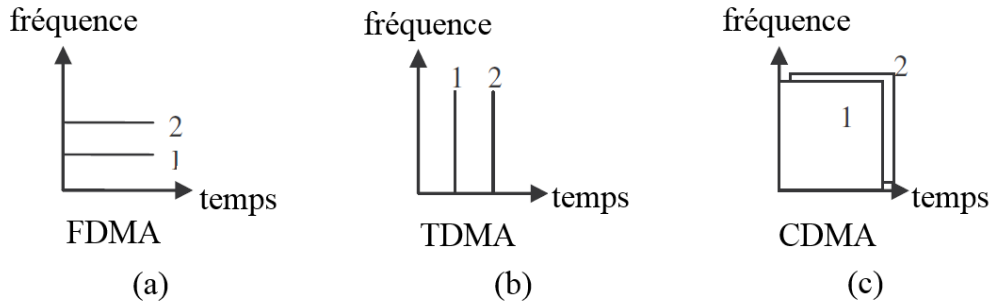


Figure V-2 : Représentation en temps et en fréquence du FDMA (a), du TDMA (b), et du CDMA (b)

La technique CDMA s'utilise classiquement de deux manières différentes, comme illustré sur la figure V-3. La première, définie comme le CDMA direct, regroupe le CDMA à séquence directe (DS-CDMA), le CDMA à saut de fréquence (FH-CDMA) lent ou rapide, et le CDMA à saut de temps (TH-CDMA). La deuxième manière d'utiliser le CDMA, dite hybride, consiste à associer au CDMA d'autres techniques d'accès multiple, comme le FDMA ou le TDMA. L'inconvénient des techniques hybrides, est qu'elles cumulent les désavantages

(cc) BY-NC-ND

de chaque technique. Néanmoins, elles permettent de renforcer la gestion de l'accès multiple des différents nœuds de communication.

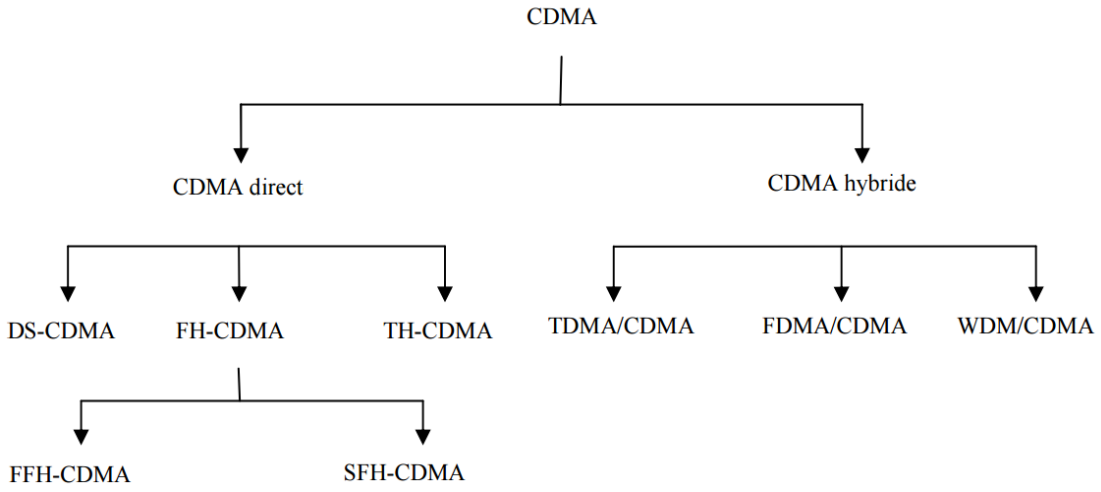


Figure V-3 : Différentes utilisations du CDMA

Le CDMA a été proposé dans le cas des systèmes de communications par fibre optique depuis 1989 [**81**], car cette technique présente de multiples avantages, liés à la sécurité, à l'asynchronisme, à la flexibilité et à la topologie. On parle alors de CDMA optique.

Comme les systèmes optiques sans fil sont très similaires aux systèmes sur fibre optique, le CDMA optique a également été intensivement étudié pour ce type de technologie, et les concepts développés pour les fibres ont été étendus au cas sans fil, notamment dans le cas de réseaux LAN infrarouge [**82-88**].

V.2.4 Techniques alternatives

Comme alternatives aux techniques présentées précédemment, on peut citer des techniques comme l'accès multiple par répartition spatiale (AMRS ou SDMA pour « Spatial Division Multiple Access ») ou l'accès multiple par écoute d'un support (CSMA pour « Carrier-Sense Multiple Access ») [**80**].

Le SDMA est utilisé dans le cas de réseau de grande envergure, et différencie les émetteurs via leur direction d'émission. Cela nécessite donc d'utiliser des antennes directives, dans le cadre d'un réseau longue portée. Classiquement, le SDMA est utilisé en parallèle d'autres techniques, comme celles présentées précédemment [**80**].

(cc) BY-NC-ND

Dans le cas du CSMA, chaque émetteur détecte si un autre émetteur est déjà en train de transmettre des données sur le canal de transmission, et retarde alors la communication de ses données si besoin [**80**]. Ce type de technique ne fonctionne que si les émetteurs sont capables de détecter toutes les autres sources d'émission, et si le temps de propagation des données sur le canal de transmission est court.

V.2.5 Choix d'une technique d'accès multiple pour un réseau corporel en optique sans fil

Concernant le WDMA, il nécessite un récepteur accordable en longueur d'onde. Dans le cadre d'un réseau utilisant l'optique sans fil porté, la complexité d'un tel récepteur représente un net désavantage. Pour ce qui est du TDMA, son utilisation demande une synchronisation temporelle parfaite entre le récepteur et les émetteurs, ce qui est également désavantageux. Le SDMA semble également difficilement applicable pour un WBAN, puisque tous les nœuds de communications sont mobiles (voir chapitre III).

Enfin, le CSMA est difficile à envisager. En effet, cela nécessiterait de complexifier les émetteurs, pour qu'ils soient capables de détecter les transmissions environnantes. De plus, dans notre étude, centrée sur les applications médicales, nous avons vu dans le tableau I-3 qu'il était nécessaire de garder une latence inférieure à 250ms. Nous éviterons donc d'utiliser une méthode qui ajoute des retards sur la transmission des données.

En revanche, le CDMA présente plusieurs avantages dans notre cas d'étude :

- Il peut être utilisé de manière asynchrone, et évite ainsi l'utilisation d'un système d'horloge. Néanmoins, si dans le cas synchrone obtenir des séquences de code orthogonales ne posent pas de difficultés, le cas asynchrone rend cela compliqué, et peut donc induire de l'IAM.
- Puisque chaque transmission est codée, il est plus difficile de les intercepter. Les transmissions CDMA induisent donc naturellement une sécurisation des données.

Nous choisissons donc dans cette étude de considérer la technique du CDMA optique (OCDMA), dans le cadre d'un WBAN.

(cc) BY-NC-ND

V.3 CDMA Optique appliqué à un réseau corporel optique sans fil

V.3.1 OCDMA cohérent/non-cohérent

Il est possible de distinguer deux approches du CDMA. Une première, dite cohérente, et une seconde, appelée non-cohérente.

L'OCDMA dit cohérent, considère à la fois l'amplitude et la phase des signaux pouvant donc être négatifs ou positifs, et utilise des codes dits bipolaires (codes de Gold, de Hadamart, etc.) [**89**]. Cette technique consiste à faire varier le signal autour d'un offset, pour respecter la contrainte de positivité (équation **12**).

L'OCDMA non-cohérent ne tient compte que de la puissance du signal reçu, et utilise des codes dits unipolaires, constitués de 0 et de 1, comme par exemple les codes optiques orthogonaux (OOC) ou les Primes Codes (PC) [**90,91**]. Généralement, les codes unipolaires ne sont pas parfaitement orthogonaux mais permettent, dans une certaine mesure, de contrôler les interférences induites par l'accès multiple.

Nous avons considéré dans le chapitre II une chaine de communication à modulation d'intensité (positive ou nulle) et à détection directe, ainsi qu'une modulation de type OOK. Dans ces conditions, l'utilisation de l'OCDMA non-cohérent est donc privilégiée. Pour cela, nous considèrerons l'utilisation des codes OOC, qui sont classiquement utilisés dans les travaux sur l'OCDMA [**82-88,90**].

V.3.2 Présentation des OOC

Les OOCs sont les premiers codes à avoir été étudiés pour l'OCDMA, dans les travaux de J. Salehi [**90**]. Ils sont définis par quatre paramètres, à savoir la longueur F, le poids W, ainsi que les valeurs d'auto/inter-corrélation maximales (h_a et h_c). Un code OOC est donc défini par sa famille (F,W,h_a,h_c), et peut s'écrire sous forme vectorielle c_i=[$c_{i,1}, c_{i,2}, \dots, c_{i,F}$], où les $c_{i,j} \in \{0,1\}$.

L'auto-corrélation maximale h_a d'une famille de code donnée, traduit le degré de ressemblance entre un code issu de cette famille avec ses versions décalées. Si on note l le décalage subit par c_i, h_a peut-être définie ainsi :

(cc) BY-NC-ND

$$\forall l \epsilon [1, F-1], h_a \geq \left| \sum_{j=1}^{F} c_{i,j} c_{i,j+l} \right| \quad (41)$$

Plus h_a est faible, plus il est facile de différencier le code c_i de ses versions décalées.

L'inter-corrélation maximale h_c d'une famille de code donnée, traduit le degré de ressemblance entre un code issu de cette famille et les autres codes de la même famille. Le paramètre h_c peut être défini ainsi :

$$\forall l \epsilon [1, F-1], h_c \geq \left| \sum_{j=1}^{F} c_{i,j} c_{k,j+l} \right| \quad (42)$$

Afin que le récepteur puisse identifier une source d'émission de données particulière parmi tous les signaux qu'il reçoit simultanément, il utilise chacun des codes comme une signature. Pour cette raison, les codes utilisés doivent présenter un faible niveau d'inter-corrélation. Ainsi, dans le cas des OOC, nous considérerons les valeurs limites h_a=h_c=1 **[90]**. Cela signifie que les codes OOC ne sont pas parfaitement orthogonaux, et qu'il faudra évaluer l'IAM. Nous caractérisons dans la suite les familles de codes OOC par le couple (F,W).

Le temps symbole T (modulation OOK, voir section II.4) est divisé en F intervalles, appelés temps chip T_c, ou chips. Pour chaque code OOC, il existe W chips à 1, et F-W chips à 0. Pour h_a=h_c=1, il est possible de montrer que le nombre maximal d'utilisateurs N_{max} (émetteurs dans notre cas) est [**90**] :

$$N_{max} = \left\lfloor \frac{F-1}{W(W-1)} \right\rfloor \quad (43)$$

La probabilité q que deux codes d'une même famille (F,W) aient un chip en commun est donnée par [**90**] :

$$q = \frac{W^2}{2F} \quad (44)$$

Ainsi, si l'on considère un réseau comprenant N émetteurs, la transmission de chaque émetteur peut être perturbée par un nombre d'interférents maximal égal à N-1. Le nombre d'interférents L perturbant une transmission, appartient donc à l'intervalle [0,N-1]. On peut

(cc) BY-NC-ND

aussi montrer que la probabilité $P_{R/OOC}(L)$ d'avoir exactement L nœuds interférents s'écrit [**92**] :

$$P_{R/OOC}(L) = \binom{N-1}{L} q^L (1-q)^{N-1-L} \quad (45)$$

La construction des codes OOC s'effectue par différentes méthodes, qui peuvent être classées en deux types :

- Le premier, dit méthode systématique, permet de fixer arbitrairement les paramètres F,W,h_a, et h_c, selon les besoins recherchés. Le principe est, dans un premier temps, de générer tous les codes possibles de la famille (F,W). On teste ensuite tous les codes, jusqu'à obtenir les N codes nécessaires, satisfaisant les critères sur h_a, et h_c. Cette méthode est exhaustive, c'est-à-dire qu'elle permet de savoir si une famille de taille N, et respectant les critères définis existe. Néanmoins, elle nécessite des temps de calcul importants quand F et W augmentent.
- Le deuxième type correspond aux méthodes de construction dites non-exhaustives, qui présentent l'avantage d'avoir des temps de calcul rapides. On peut citer pour exemple la méthode « greedy algorithm » [**93**], ou encore la méthode « Balance Incomplete Block Design (BIBD)» [**94**].

V.3.3 Schéma d'émission

Afin de simplifier cette étude, nous considérons que tous les émetteurs du réseau fonctionnent au même débit.

De plus, nous considérons qu'il n'y a pas d'IES au temps chip T_c, ce qui est une hypothèse acceptable si T_c est plus grand que l'étalement temporel maximal du canal de transmission, à savoir T_{cmin} =59ns comme présenté dans le chapitre III. Cela signifie que, pour un débit D donné, la longueur F et le poids W des familles de codes utilisés doivent respecter la condition suivante, vis-à-vis du débit maximal D_{max} sans IES (17 Mbps) :

$$F \times D < D_{max} \quad (46)$$

(cc) BY-NC-ND

On considère alors le schéma de transmission présenté sur la figure V-4.

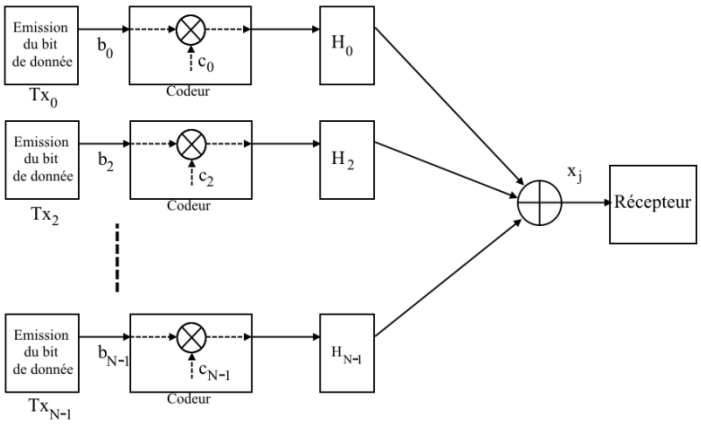


Figure V-4 : Schéma d'émission OCDMA

A l'émission, chaque bit de donné b_i est multiplié par le code binaire correspondant c_i avant d'être envoyé à travers le canal. Le signal optique x_j sur chaque T_c peut-être exprimé comme:

$$x_j = \sum_{i=0}^{N-1} b_i c_{i,j} H_i P_{ti} \tag{47}$$

avec $c_{i,j}$ la valeur du code c_i dans le $j^{ième}$ chip (0 ou 1), b_i le bit émis par le nœud i, P_{ti} la puissance émise par le nœud i dans le temps chip, et N le nombre de nœuds.

Contrairement au cas de l'OCDMA pour l'accès multiple dans une fibre optique, on peut remarquer que chaque utilisateur (émetteur) est affecté par une atténuation (H_i) différente.

V.3.4 Schéma de réception

En réception, le récepteur reçoit la somme des signaux issus des différents émetteurs, et doit être capable d'identifier les données de l'utilisateur désiré. La différence principale entre le CDMA optique dans la fibre et en espace libre est liée au fait que pour un système sans fil, toutes les opérations de seuillage et de corrélation ne sont pas réalisées en optique, mais après la photo détection.

(cc) BY-NC-ND

Un des schémas de réception les plus efficaces est le récepteur au temps chip [**95**]. En considérant un bruit constant sur le $j^{ième}$ chip, le signal électrique y_j sur chaque T_c fourni par le photo-détecteur, peut-être exprimé comme:

$$y_j = s_e . \sum_{i=0}^{N-1} b_i c_{i,j} H_i P_{ti} + n_j = d_j + A_j + n_j \tag{48}$$

avec n_j le bruit sur le $j^{ième}$ temps chip, d_j la contribution du nœud visé, et A_j représente la contribution de l'IAM dans le $j^{ième}$ temps T_c. Enfin, s_e représente la sensibilité du photodétecteur, prise à 1 dans ce chapitre.

Pour traiter ce signal électrique, on utilise classiquement un récepteur conventionnel par corrélation (CCR, pour « Conventional Correlation Receiver »), comme présenté sur la figure V-5a [**95**]. Son principe est d'effectuer tout d'abord une corrélation entre le signal électrique reçu après photo-détection, et le code de l'émetteur visé. Un comparateur à seuil permet ensuite de décider de la valeur du bit de donnée associé. Pour cela, il compare la puissance totale Z sur un temps bit à une valeur de seuil V. La valeur du bit décodé $\widehat{b_0}$ pour l'émetteur ciblé (d'indice 0 par exemple) est alors déterminée ainsi :

$$\begin{cases} \widehat{b_0} = 1 \; si \; Z \geq V \\ \widehat{b_0} = 0 \; si \; Z < V \end{cases} \tag{49}$$

Avec :

$$Z = \sum_{j=1}^{F} y_j c_{0,j} \tag{50}$$

Puisque les codes utilisés ne sont pas strictement orthogonaux, des phénomènes d'IAM dégradent les performances. Il est donc nécessaire de renforcer la gestion de l'accès multiple. Il est montré dans [**95**] qu'il est possible de réduire les phénomènes d'IAM en utilisant un dispositif appelé limiteur, fonctionnant au temps chip, situé entre le photo-détecteur, et l'étage de corrélation comme illustré sur la figure V-5b. Le limiteur prend une décision sur chaque T_c, basé sur un seuil s_c. Ainsi, le signal électrique z_j en sortie du limiteur est défini par :

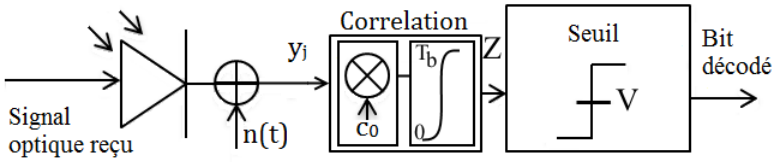
(cc) BY-NC-ND

$$\begin{cases} z_j = 0 \; si \; y_j < s_c \\ z_j = 1 \; si \; y_j \geq s_c \end{cases} \tag{51}$$

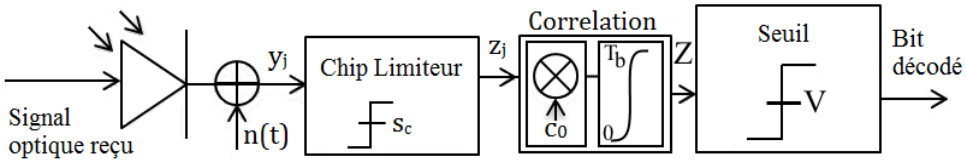
On peut alors réécrire la variable Z définie précédemment dans l'équation (**50**) comme :

$$Z = \sum_{j=1}^{F} z_j c_{0,j} \tag{52}$$

A noter que, comme $z_j \in \{0,1\}$ et que c_0 est un code de poids W, Z est une variable aléatoire entière, telle que $Z \in [0,W]$. La décision est finalement prise à l'étage du CCR, suivant l'équation (**49**).



(a)



(b)

Figure V-5 : Systèmes de réception CDMA, CCR (a), et CCR avec limiteur (b) [**95**]

V.4 Probabilité d'erreur d'un réseau corporel OCDMA sans fil

Dans cette partie, on va chercher à déterminer de manière analytique la probabilité d'erreur présente sur un lien de transmission, au sein d'un réseau corporel. Le but est d'éviter d'utiliser des simulations basées sur des méthodes de Monte-Carlo, qui nécessitent des temps de calculs importants.

De plus, contrairement au cas classique d'utilisation de l'OCDMA (pour la fibre, atténuation globale du signal), la particularité du WBAN est que la contribution de chaque nœud subit une atténuation différente. C'est pourquoi un développement analytique

(cc) BY-NC-ND

spécifique est développé dans cette thèse. De plus, on se concentrera sur le schéma de réception avec le limiteur, puisqu'il fournit de meilleures performances.

En considérant la variable décisionnelle Z décrite par l'équation (**52**), et la règle de décision de l'équation (**49**), la probabilité d'erreur par bit P_e peut alors s'exprimer :

$$\begin{aligned} Pe &= \frac{1}{2}Pe_0 + \frac{1}{2}Pe_1 = \frac{1}{2}p\left(\widehat{b_0} = 1 \middle| b_0 = 0\right) + \frac{1}{2}p\left(\widehat{b_0} = 0 \middle| b_0 = 1\right) \\ &= \frac{1}{2}p(Z \geq V | b_0 = 0) + \frac{1}{2}p(Z < V | b_0 = 1) \end{aligned} \tag{53}$$

Comme Z est une variable aléatoire entière, qui peut prendre des valeurs entre 0 et W, on écrit P_e ainsi :

$$Pe = \frac{1}{2}\sum_{i=\lceil V \rceil}^{W} p(Z = i |\, b_0 = 0) + \frac{1}{2}\sum_{i=0}^{\lfloor V \rfloor} p(Z = i |\, b_0 = 1) \tag{54}$$

Afin de calculer P_e, il est donc nécessaire de déterminer le terme $p(Z = i |\, b_0 = x)$, où x∈{0,1}. Il faut alors s'intéresser aux conditions qui peuvent amener à obtenir Z=i.

Comme le montre l'équation (**52**), la valeur de Z est liée aux W chips non nuls du code c_0, et aux décisions chips z_j en sortie du limiteur. Par exemple, les cas conduisant à Z=2 correspondent à des cas où uniquement deux produits $z_j c_{0,j}$ sont non nuls, avec j∈[0,F]. Comme il n'y a que W valeurs de $c_{0,j}$ non nulles, cela signifie que parmi les W valeurs de y_j correspondantes, il y en a 2 qui ont satisfait la condition $y_j \geq s_c$, de sorte à obtenir z_j=1.

On comprend donc que les erreurs sur la valeur de Z sont dues à celles faites au niveau du limiteur, sur les décisions z_j. Ces erreurs de décisions dépendent de la valeur de l'IAM et du bruit dans un temps chip. Le bruit a précédemment été défini comme un bruit blanc gaussien de variance σ^2=N_0/2, constant sur le temps chip. Il reste à traduire la présence de l'IAM dans les W temps chips ciblés.

Pour cela, on note α_k le nombre d'interférents possibles sur un temps chip. Sa valeur varie entre 0 et N-1. Sachant que l'on a W chips ciblés, on définit alors le vecteur $\vec{\alpha} = (\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_W)$, appelé motif d'interférence.

(cc) BY-NC-ND

Si on note L, le nombre total d'interférences dans les W temps chip, on peut alors écrire :

$$L = \sum_{k=1}^{W} \alpha_k \tag{55}$$

La famille des motifs $\vec{\alpha}$ permettant de satisfaire l'équation (**55**) est notée $\overrightarrow{\alpha_L}$. Dans le cas des OOC considérés dans cette étude (h_a=h_c=1), L est directement relié au nombre de nœuds interférents, et varie de 0 à (N-1). Pour chaque valeur de L et de W, il existe alors une famille $\overrightarrow{\alpha_L}$ unique. On fournit en Annexe 5 le programme Matlab permettant d'obtenir tous les motifs $\vec{\alpha}$ possibles, en fonction de W et L.

La valeur du terme $p(Z = i|\, b_0 = x)$ étant conditionnée par le motif d'interférence, on note $p\left(Z = i|_{\substack{b_0=x \\ \vec{\alpha}}}\right)$ la probabilité d'avoir Z=i, conditionnée par $b_0 = x$ et le motif d'interférence $\vec{\alpha}$. On peut donc réécrire :

$$p(Z = i|\, b_0 = x) = \sum_{L=0}^{N-1} \sum_{\vec{\alpha} \in \overrightarrow{\alpha_L}} p\left(Z = i|_{\substack{b_0=x \\ \vec{\alpha}}}\right).p(L, \vec{\alpha}) \tag{56}$$

Le terme $p(\mathrm{L}, \vec{\alpha})$ représente la probabilité d'avoir exactement L nœuds interférents avec le motif $\vec{\alpha}$. Il peut être déterminé de la façon suivante :

$$p(L, \vec{\alpha}) = P_{R/OOC}(L).P_{\vec{\alpha}/OOC} \tag{57}$$

où $P_{R/OOC}(L)$ est déterminé dans l'équation (**45**), et $P_{\vec{\alpha}/OOC}$ représente la probabilité d'obtenir le motif $\vec{\alpha}$ pour un code de type OOC. On ne considère dans cette étude que des familles (F,W) avec une inter-corrélation de 1. On peut alors exprimer $P_{\vec{\alpha}/OOC}$ ainsi [**92**] :

$$P_{\vec{\alpha}}/OOC = \frac{L!}{W^L \prod_{j=1}^{W}(\alpha_j)!} \tag{58}$$

Les termes $p\left(Z = i|_{\substack{b_0=x \\ \vec{\alpha}}}\right)$ sont obtenus en considérant la probabilité d'avoir exactement i valeurs parmi les W chips qui sont à 1 après le seuil de décision du limiteur, et

(cc) BY-NC-ND

d'avoir les (W-i) autres nuls, pour le motif d'interférence $\vec{\alpha}$. Ainsi, on considère pour le motif d'interférence $\vec{\alpha}$ donné, toutes les combinaisons possibles des décisions z_j faites par le limiteur, qui ont conduit à Z=i. On peut illustrer cela par l'exemple suivant :

Soit un réseau de 3 nœuds, avec une famille de poids W=3. On considère que le motif d'interférence est $\vec{\alpha}$=(2,0,0), et que les décisions faites par le limiteur ont induit Z=2. Si on exprime de manière vectorielle le contenu en sortie du limiteur des 3 temps chips à x du nœud ciblé, la valeur Z=2 a pu être obtenue à partir de plusieurs résultats de décision possibles : (0,1,1), (1,1,0) et (1,0,1). Il faut donc calculer la probabilité d'obtenir chacun de ces résultats, connaissant le motif $\vec{\alpha}$, et en faire la somme pour obtenir $p\left(Z = 2|_{\substack{b_0=x \\ \vec{\alpha}}}\right)$. Afin de déterminer $p\left(Z = i|_{\substack{b_0=x \\ \vec{\alpha}}}\right)$, on définit d'après l'équation (**48**) le signal reçu sur chacun des W chips :

$$y_j|_{\substack{b_0=x \\ \vec{\alpha}}} = xs_eH_0P_{t0} + s_e\sum_{m=1}^{\alpha_j} H_m\,P_{tm} + \,n_j \tag{59}$$

où H_m représente la valeur du gain optique pour chaque nœud interférent dans le $j^{ième}$ temps chip, et H_0 celui du nœud ciblé. On peut alors écrire, en faisant la somme sur tous les cas de combinaisons possibles :

$$p\left(Z = i|_{\substack{b_0=x \\ \vec{\alpha}}}\right) = \sum_{\substack{tous\ les \\ cas}} \prod_{u=1}^{i} p\left(y_{(u)}|_{\substack{b_0=x \\ \vec{\alpha}}} \geq s_c\right) \prod_{u=i+1}^{W} p\left(y_{(u)}|_{\substack{b_0=x \\ \vec{\alpha}}} < s_c\right) \tag{60}$$

où u est un indice de numération permettant de compter i éléments parmi W. Puisque que n_j est un bruit blanc gaussien de variance σ^2=N_0/2, on peut écrire :

$$\begin{aligned} p\left(y_{(u)}|_{\substack{b_0=x \\ \vec{\alpha}}} \geq s_c\right) &= p\left(xs_eH_0P_{t0} + A_{(u)} + \,n_j \geq s_c\right) \\ &= \frac{1}{2}erfc\left(\frac{s_c - (A_{(u)} + xs_eH_0P_{t0})}{\sigma\sqrt{2}}\right) \end{aligned} \tag{61}$$

(cc) BY-NC-ND

$$p\left(y_{(u)}|_{\substack{b_0=x \\ \vec{\alpha}}} < s_c\right) = p\left(xs_e H_0 P_{t0} + A_{(u)} + n_j < s_c\right) = \frac{1}{2} erfc\left(\frac{A_{(u)} + xs_e H_0 P_{t0} - s_c}{\sigma\sqrt{2}}\right) \quad (62)$$

Donc, en reprenant les équations de (**54**) à (**62**), le terme P_e est entièrement défini, pour une configuration donnée du réseau corporel (nombre de nœuds N, position des nœuds sur le corps, orientations des nœuds, porteur statique etc.).

De plus, afin de simplifier l'étude, nous considérerons que tous les émetteurs présentent la même puissance de transmission P_t.

En effectuant ce calcul pour chaque configuration possible d'un scénario donné, et en exploitant les valeurs de gains obtenues grâces aux méthodes présentées dans le chapitre III, on peut alors obtenir la distribution de la probabilité d'erreur P_e.

Par analogie à la probabilité de rupture P_{out} présentée dans le chapitre IV basée sur des distributions du SNR, on utilisera ici ce que l'on appelle la probabilité de blocage P_b, basée sur des distributions de P_e. On la définit alors ainsi :

$$P_b = p(P_e > P_{etarg}) \quad (63)$$

où P_{etarg} correspond à la probabilité d'erreur maximale ciblée.

V.5 Validation du calcul analytique

Afin de valider par simulation le processus analytique décrit précédemment, nous considérons l'environnement présenté sur la figure IV-14, ainsi que les paramètres présentés dans le tableau V-1. On considère un OOC avec F=43 et W=3, une puissance de transmission P_t=5mW pour un débit de 30 kbit/s, ainsi qu'une densité spectrale de puissance de bruit classique N_0=6.4.10^{-23} W/Hz (voir chapitre II).

(cc) BY-NC-ND

La simulation, réalisée sous Matlab, estime la probabilité d'erreur par la méthode de Monte-Carlo pour chaque configuration du réseau WBAN possible du scénario décrit ci-dessus. Afin de limiter les temps de calculs nécessaires, nous considérons une valeur non-optimale du seuil $s_c = H_{moy}.P_t/2$ et V=W. H_{moy} représente le gain optique moyen du lien entre le nœud ciblé (épaule) et le récepteur.

Les variations de la probabilité de blocage P_b en fonction de la probabilité d'erreur ciblée P_{etarg} sont donc obtenues par simulation puis par calcul théorique, et tracées sur la figure V-6.

Les résultats montrent que dans chaque cas, les courbes obtenues par simulation, et par calcul théorique sont similaires, ce qui permet de valider le calcul analytique de P_e. De plus, comme attendu, on peut vérifier que P_b augmente avec la diminution de P_{etarg}, c'est-à-dire une qualité de service plus élevée.

Tableau V-1 : Paramètres de simulation pour la validation du calcul analytique

<table>
<tr><th>Récepteur</th><th>Emetteurs</th><th>Corps</th></tr>
<tr><td>FOV = 70°</td><td>m=1</td><td>Modèle surfacique (figure III-3), bloquant</td></tr>
<tr><td>Positionné à l'épaule</td><td>3 émetteurs différents (cheville, poignet, épaule)</td><td rowspan="4">Mobilité dans l'environnement (1000 positions et 10 orientations)</td></tr>
<tr><td>A_{phy}=1cm²</td><td rowspan="3">Distribution uniforme de 100 orientations, décrites dans la section III.2.3.b</td></tr>
<tr><td>Sensibilité
s_e = 1A/W</td></tr>
<tr><td>Orientation normale au corps</td></tr>
</table>

(cc) BY-NC-ND

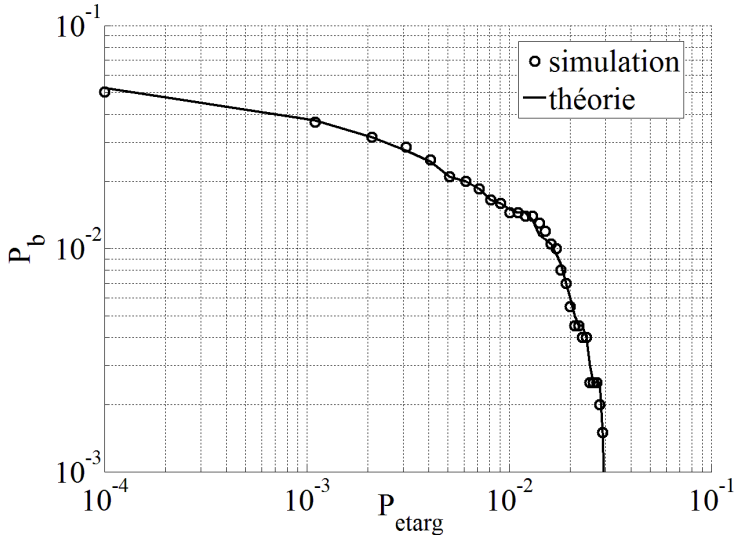


Figure V-6 : Validation du processus analytique

Pour illustrer l'impact de la valeur de s_c, en prenant l'exemple du scénario décrit ci-dessus, on présente sur la figure V-7, l'évolution de la probabilité d'erreur moyenne en fonction du seuil s_c, normalisé par rapport à $H_{moy}.P_t$.

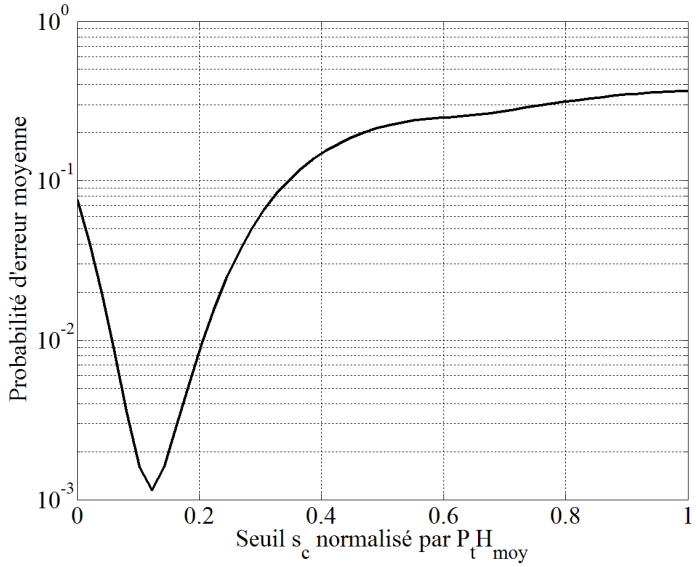


Figure V-7 : Probabilité d'erreur moyenne en fonction de s_c

On vérifie sur la figure V-7, qu'un choix erroné sur s_c pénalise fortement les performances du réseau. Dans la suite, pour chaque calcul, les résultats sont présentés pour des valeurs optimales de s_c, déterminées de manière itératives. Avec le seuil optimal s_c du limiteur, nous considérons le cas d'un CCR classique, avec V=W [**96**].

(cc) BY-NC-ND

V.6 Performances d'un réseau corporel

Les performances d'un réseau corporel utilisant l'optique sans fil, avec un schéma de transmission de type OCDMA sont présentées dans cette partie, en considérant les hypothèses précédentes, résumées dans le tableau V-2.

Tableau V-2 : Paramètres de simulation pour l'étude des performances

<table>
<tr><th>Récepteur</th><th>Emetteurs</th><th>Corps</th></tr>
<tr><td>FOV = 70°</td><td>m=1</td><td>Modèle surfacique (figure III-3), bloquant</td></tr>
<tr><td>Positionné à l'épaule</td><td>Distribution uniforme de 100 positions sur le corps, par émetteur</td><td rowspan="3">Mobilité dans l'environnement (1000 positions et 10 orientations)</td></tr>
<tr><td>A_{phy}=1cm²</td><td rowspan="2">Distribution uniforme de 100 orientations, décrites dans la section III.2.3.b</td></tr>
<tr><td>Orientation normale au corps</td></tr>
</table>

Tableau V-3 : Résumé des hypothèses faites pour l'optique sans fil

Paramètres	Hypothèses	Justification
Débit	< 1 Mbps Egal pour tous les émetteurs	Applications médicales et hypothèse
Réponse impulsionnelle	Modélisée par le gain statique	Pas d'évanouissement ni de distorsion multi-trajet
Longueur d'onde	Infrarouge, 865 nm	Maturité et faible coût des composants pour la bande 780-950 nm
Bruit	BABG, constant sur un temps chip, N_0=6.4.10^{-23} W/Hz, σ^2=N_0/2	Bruit ambiant prépondérant
Propagation	Par réflexions diffuses	Solutions de type LOS non viables pour un WBAN
Modulation	OOK	Modulation de référence
Récepteur	Synchronisé au temps chip	Simplification de l'étude
Temps chips	≥ 59ns	Pas d'IES, faibles débits
Puissance d'émission	Egale pour tous les émetteurs	Hypothèse de base simplificatrice
Codes utilisés	OOC	Codes de référence

(cc) BY-NC-ND

De plus, les paramètres de simulation utilisés pour obtenir les distributions du gain du canal de transmission sont donnés dans le tableau V-3.

V.6.1 Impact des paramètres des codes OOC

Afin d'étudier l'impact des paramètres des codes OOC (F,W), nous considérons un réseau composé de 4 nœuds avec un débit de 100 kbps. Les familles de code OOC étudiées sont (9,2), (25,3), et (49,4). Ces familles de code ont été choisies afin d'avoir les longueurs F les plus courtes possibles (avec $F \times D < D_{max}$) permettant d'attribuer un code différent aux 4 nœuds du réseau. Nous utilisons également les paramètres présentés dans le tableau V-2.

On présente sur la figure V-8 l'évolution de P_{etarg} correspondant à P_b=10^{-3}, en fonction de la puissance de transmission par temps chip P_t, pour chaque famille de code.

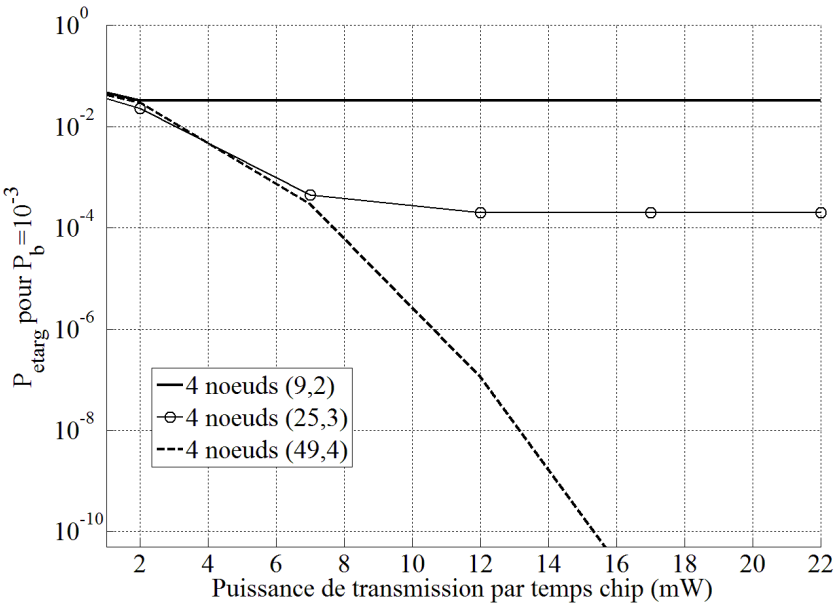


Figure V-8 : Impact de la famille de codes OOC choisie

Comme attendu, on constate que P_{etarg} diminue avec l'augmentation de la puissance transmise par temps chip. De plus, on peut voir que pour une valeur de P_t suffisante, P_{etarg} est d'autant plus faible que la longueur et le poids des OOC augmentent.

De plus, on note un effet de palier sur les courbes correspondant aux codes où $W < N$, c'est-à-dire les familles de code (9,2) et (25,3). En effet, à partir d'une P_t suffisante, le bruit est négligeable face à l'IAM. Dans ce cas, les paramètres du code OOC ont alors un impact

(cc) BY-NC-ND

plus significatif sur les performances. Ce palier $P_{elimite}$ est de 3.10^{-2} pour la famille (9,2), et de 2.10^{-4} pour la famille (25,3), et correspond à l'impact prépondérant de l'IAM.

Pour la famille (49,4), où $W \geq N$, l'IAM est moins significative par rapport au bruit. On observe alors que P_{etarg} décroit avec l'augmentation de P_t, jusqu'à atteindre la valeur recherchée (10^{-10}) pour satisfaire les besoins d'un WBAN médical, avec P_t=15.3 mW. On peut alors noter que, vis-à-vis de la limite liée à la sécurité oculaire (300mW pour m=1), 4 nœuds de transmission à P_t=15,3mW ne présentent pas de risque. On comprend donc que si la taille du réseau augmente, il suffit d'augmenter W pour conserver une faible probabilité d'erreur. Cependant, augmenter W signifie également augmenter la puissance transmise dans le canal.

Une autre possibilité permettant de réduire l'IAM, est d'augmenter la longueur du code, pour un poids donné. Pour cela, on utilise les mêmes paramètres que précédemment, en considérant les familles (9,2) et (10000,2), ainsi qu'un débit maximal de 1.7 kbps étant donnée la contrainte T_c ≥59ns. On présente l'évolution de P_{etarg} correspondant à P_b=10^{-3}, en fonction de la puissance de transmission par temps chip P_t sur la figure V-9.

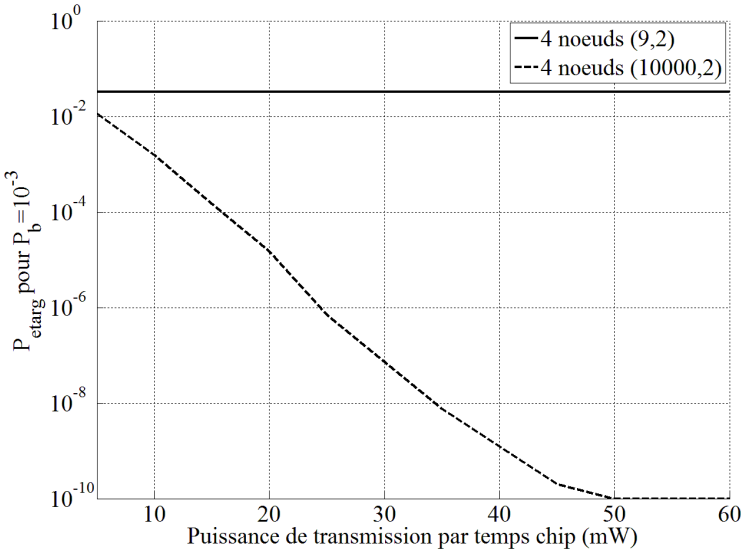


Figure V-9 : Impact de la longueur du code

On vérifie qu'augmenter F permet effectivement de réduire l'IAM. Cependant, afin d'atteindre P_{etarg}=10^{-10}, F doit être très élevée, ce qui pénalise fortement le débit. De plus, on observe sur la figure V-9, que la puissance de transmission nécessaire pour atteindre

(cc) BY-NC-ND

P_{etarg}=10^{-10} est de 50 mW, ce qui est nettement supérieur aux 15.3mW obtenus pour la famille de code (49,4).

Finalement, on peut noter que les résultats présentés dans cette partie, montrent que le débit maximal requis par les applications médicales sans implant (tableau I-3), à savoir 1 Mbps, risque d'être difficile à satisfaire. En effet, la famille de code la plus courte ayant permis d'atteindre P_{etarg}=10^{-10} avec P_b=10^{-3}, en considérant 4 nœuds de transmission, est la famille (49,4). Etant donné la contrainte $T_c \geq$59ns, le débit maximal possible est alors de 346 kbps. Néanmoins, seule l'application d'EMG nécessite un débit de 1 Mbps, vis-à-vis des cas « sans implant ». Toutes les autres applications n'excèdent pas la valeur de 100 kbps, ce qui est facilement réalisable avec la famille (49,4) dans notre exemple.

Avant de pouvoir conclure, il est d'abord nécessaire d'étudier l'impact du nombre de nœuds présents dans le WBAN, comme présenté ci-dessous.

V.6.2 Impact du nombre de nœuds dans le réseau

Pour évaluer l'impact du nombre de nœuds dans le réseau, nous allons faire varier N de 3 à 6, pour un débit donné de 100 kbps, et en reprenant les paramètres présentés dans le tableau V-2. Nous considérons également deux codes OCC de poids différents, (37,3) et (73,4). Une fois encore, les longueurs sont choisies pour avoir les codes les plus courts possibles, permettant d'avoir jusqu'à 6 émetteurs simultanément.

On présente sur la figure V-10 l'évolution de P_{etarg} correspondant à P_b=10^{-3}, en fonction du nombre de nœuds Ndans le réseau. La valeur de la puissance de transmission par temps chip a été choisie, de manière à obtenir P_{etarg}=10^{-10} (à P_b=10^{-3}) dans le cas N=3. Cela correspond à P_t= 11mW pour la famille de code (37,3), et à P_t= 15mW pour la famille (73,4). De plus, nous satisfaisons toujours les contraintes de sécurité oculaire, à savoir 300 mW pour m=1.

Comme attendu, les performances du réseau en termes de probabilité d'erreur se dégradent avec l'augmentation du nombre de nœuds communicants. De plus, on peut remarquer dans le cas (73,4) que les performances pour 3 et 4 nœuds sont similaires, alors qu'elles se dégradent nettement pour N>4. On retrouve le comportement observé

(cc) BY-NC-ND

précédemment dans la section V.6.1, c'est-à-dire un palier de performance lié à l'IAM pour $W<N$.

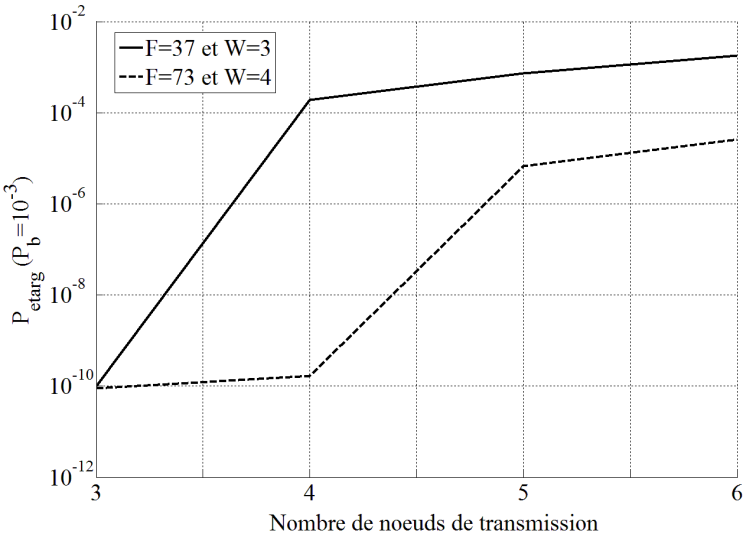


Figure V-10 : Impact du nombre de nœuds

Cela signifie que le choix du code dépend également du nombre de nœuds du réseau. De fait, plus N augmente, plus W doit être grand, avec comme valeur minimale W_{min}=N. Si pour chaque valeur de W_{min}, on considère la plus petite valeur de F possible correspondante F_{min} grâce à l'équation (**46**), on peut alors en déduire le débit maximal D_{max} en fonction de N :

$$D_{max} = \frac{1}{F_{min} \times T_{cmin}} = \frac{1}{T_{cmin} \times (1 + N^2(N-1))} \quad (64)$$

On fournit dans le tableau V-4 les valeurs de D_{max} obtenues avec l'équation (**64**) pour plusieurs valeurs de N.

Tableau V-4 : Débit maximal en fonction du nombre de nœuds

$\boldsymbol{N}$	2	3	4	5	6	7
$\boldsymbol{D_{max}}$	3.4 Mbps	892 kbps	346 kbps	168 kbps	93.6 kbps	57.5 kbps

Concernant le cas de l'EMG, on constate donc que seul le cas N=2 permet de satisfaire les besoins en termes de débit (1 Mbps). L'EMG étant un cas isolé vis-à-vis de ses besoins en débits, on s'intéresse dans la suite au débit maximal requis par toutes les autres applications, à savoir 100 kbps.

(cc) BY-NC-ND

Maintenant que l'on a établi la valeur du débit maximal en fonction du nombre de nœuds, on étudie l'évolution du débit en fonction de la puissance d'émission.

V.6.3 Lien Débit/puissance de transmission

Nous considérons dans cette partie un WBAN typique comprenant trois nœuds de transmission, positionnés à l'épaule, au poignet et à la cheville (figure V-11), ainsi que les paramètres du tableau V-1. Etant donné les études précédentes, on choisit d'utiliser la famille de code (19,3). Nous avons donc D_{max}=892 kbps. Ce choix permettra de satisfaire les besoins en débit de la plupart des applications médicales traitées dans cette étude.

On présente alors sur la figure V-12 l'évolution du débit réalisable (pour P_{etarg}=10^{-10} avec P_b=10^{-3}), en fonction de la puissance de transmission par temps chip P_t, pour chacun des nœuds considérés.

Dans un premier temps, on constate logiquement qu'augmenter la puissance d'émission permet d'augmenter le débit des transmissions, jusqu'au palier D_{max}, et ce pour chacun des nœuds de transmission. Suivant les nœuds considérés, cette puissance varie de 42.3mW à 59mW. Là encore, vis-à-vis de la limite de 300mW imposée, nous avons encore une marge significative.

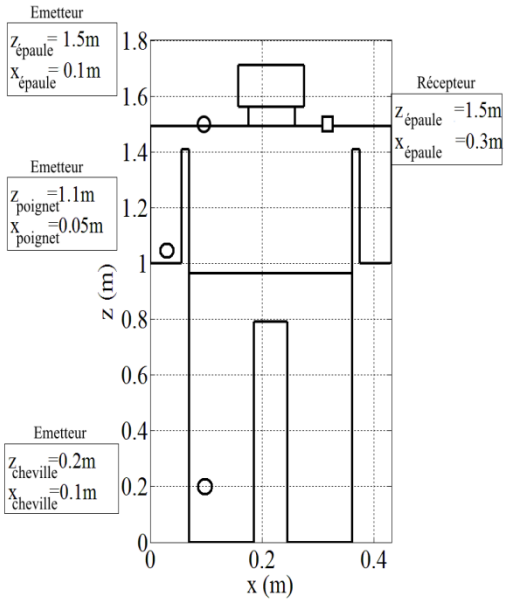


Figure V-11 : Positions des émetteurs et du récepteur

(cc) BY-NC-ND

Ensuite, on constate que suivant la position de l'émetteur considéré, les performances sont différentes. Ceci est dû à l'impact de la position de l'émetteur sur la distribution du gain optique, observé dans le chapitre III. Afin d'illustrer cet effet dans l'environnement considéré ici, on présente sur la figure V-13, la distribution du gain optique de chacun des émetteurs.

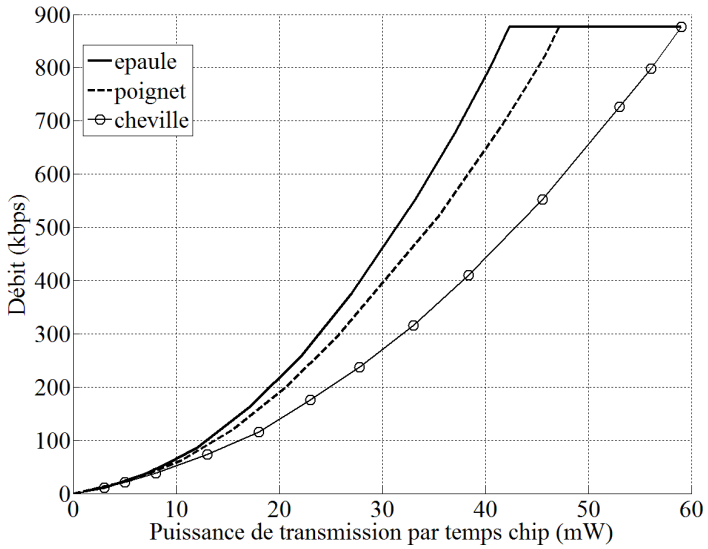


Figure V-12 : Evolution du débit en fonction de la puissance de transmission P_t.

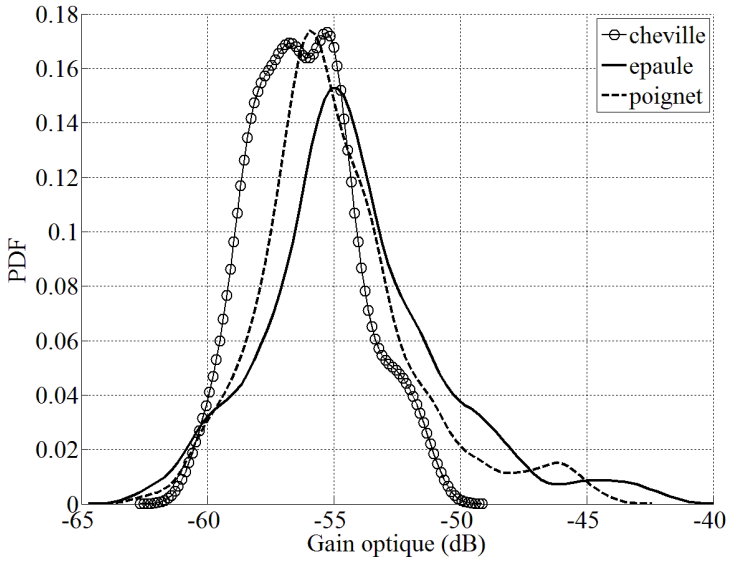


Figure V-13 : Distribution du gain optique de chaque émetteur

On observe sur la figure V-13 une valeur moyenne du gain pour l'épaule (-54.2dB) supérieure à celles du poignet (-54.9dB) et de la cheville (-56.2dB). De même vis-à-vis des valeurs maximales, à savoir -40dB pour l'épaule, -42.5dB pour le poignet, et -48.6dB pour la

(cc) BY-NC-ND

cheville. On vérifie donc que les différences de performances présentées sur la figure V-12 sont bien en accords avec les différences de gain.

De plus, si on regarde les valeurs de puissance de transmission par temps chip nécessaires pour atteindre le débit de 100 kbps pour l'épaule, le poignet et la cheville, on obtient respectivement 13mW, 14mW et 16.2mW. Ces valeurs sont très éloignées de la valeur maximale permise, à savoir 300mW. Cela confirme qu'un réseau WBAN médical typique peut être réalisé en optique sans fil.

Enfin, on peut également s'intéresser au cas où le récepteur est fixé à la ceinture. Même si cette position n'est pas optimale vis-à-vis des performances (voir chapitre IV), il est plus facile en pratique de fixer le récepteur à la ceinture. On résume dans le tableau V-5 les résultats obtenus.

Tableau V-5 : Résultats obtenus avec le récepteur à l'épaule et à la ceinture

	Récepteur à l'épaule			**Récepteur à la ceinture**		
Position du nœud	**épaule**	**poignet**	**cheville**	**épaule**	**poignet**	**cheville**
Puissance nécessaire pour avoir D_{max}	42.3mW	47.1mW	59mW	52mW	45mW	65mW
Puissance nécessaire pour avoir D=100 kbps	13mW	14mW	16.2mW	16.8mW	15.8mW	22mW

Dans l'ensemble, on vérifie bien que le cas du récepteur positionné à la ceinture présente de moins bonnes performances que lorsqu'il est positionné à l'épaule. Néanmoins, le cas de l'émetteur situé au poignet fait figure d'exception, et présente une puissance de transmission nécessaire pour atteindre D_{max} inférieure dans le cas où le récepteur est situé à la ceinture. Cela signifie que la position optimale du récepteur dépend de la localisation des nœuds sur le corps, et doit donc être adaptée en fonction des positions considérées dans un réseau.

Afin d'étendre l'étude réalisée ci-dessus, nous présentons dans ce qui suit une étude préliminaire, visant à étudier les performances d'un WBAN avec des codes différents des codes OOC, à savoir les Primes Codes (PC).

(cc) BY-NC-ND

V.7 Utilisation des Primes Codes

Comme expliqué dans la section V.3.1, un autre type de code souvent utilisé en optique sans fil est ce que l'on appelle les Primes Codes (PC), décrits en Annexe 6 [**91,97**]. Pour résumer, ces codes présentent une inter-corrélation maximale de 2, et sont définis par un unique paramètre, que l'on note p. A noter que p est nécessairement un nombre premier. La longueur des PC est alors de p^2, et leurs poids vaut p. Par analogie aux codes OOC, on note les familles de code PC (p^2,p).

L'adaptation des calculs présentés dans la section V.4 au cas des PC est présentée en Annexe 7 [**91,97,98**]. Nous allons donc dans cette partie étudier l'impact du type de code choisi (OOC ou PC), en considérant 3 nœuds de transmissions positionnés à l'épaule, au poignet et à la cheville, comme présenté dans la figure V-11, pour un débit donné de 30 kbps.

Dans cette première approche, nous avons considéré une pièce vide de taille 3m×4m×2.5m dont les coefficients de réflexions sont tous égaux à 0.8, ainsi qu'un récepteur positionné à la ceinture. Les autres paramètres sont les mêmes que ceux présentés dans le tableau V-2.

Pour ce faire, nous considérons les OOCs (19,3), ainsi que les PC (9,3) et (25,5). Ces codes sont déterminés via l'équation (**46**), afin d'avoir les codes les plus courts permettant d'avoir N=3. Etant donné la contrainte $T_c \geq$ 59ns, le débit maximal pour les codes OOC est donc de 892 kbps pour le couple (19,3). Concernant les PC, il est de 1.9 Mbp**s** pour le couple (9,3) et de 678 kbps pour le couple (25,5).

Nous présentons sur la figure V-14 l'évolution de P_{etarg} correspondant à P_b=10^{-3}, en fonction de la puissance de transmission par temps chip P_t.

Concernant les PC, on constate un phénomène de palier pour p=3, dû à l'IAM. A l'inverse des OOC, il n'est pas possible de repousser ce palier en augmentant la longueur du code, puisque les PC ne dépendent que d'un seul paramètre, à savoir p. La seule solution est donc d'augmenter p. Ainsi, le code immédiatement supérieur, à savoir p=5, permet de limiter cet effet, et d'obtenir des probabilités d'erreur satisfaisantes. La puissance de transmission par temps chip nécessaire est alors de 5.2mW pour la cheville, et de 7.8mW pour l'épaule et le

(cc) BY-NC-ND

poignet. Dans le cas des codes OOC, la puissance de transmission par temps chip nécessaire est de 4.5mW pour la cheville, et de 7.2mW pour l'épaule et le poignet.

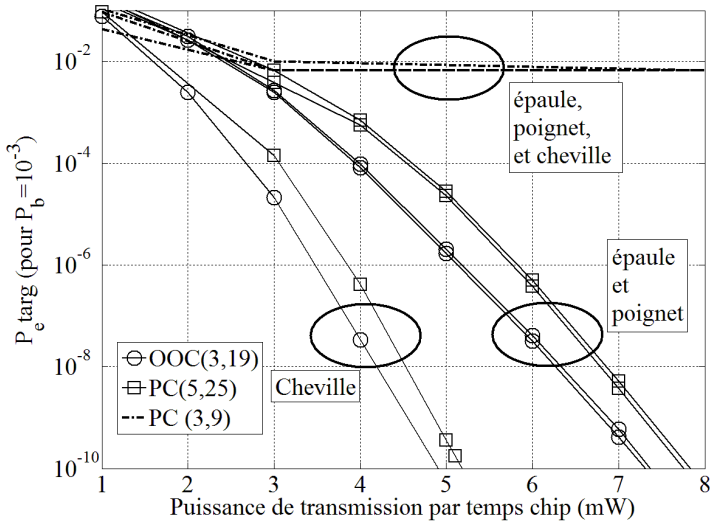


Figure V-14 : Comparaison des codes OOC et PC

Ces résultats montrent donc que pour ce scénario à trois nœuds, les codes OOC sont légèrement meilleurs que les codes PC, car ils nécessitent moins de puissance de transmission (de l'ordre de 16% pour la cheville et de 8 % pour l'épaule et le poignet). En revanche, leur utilisation est limitée si plus de nœuds sont requis. En effet, le code OOC (19,3) ne permet d'utiliser que trois nœuds alors que la famille PC(25,5) peut potentiellement être utilisée pour cinq nœuds.

Si l'on souhaitait réaliser un réseau avec 5 nœuds de transmission avec des codes OOC en respectant $W \geq N$ (pas d'effet de palier), la famille la plus courte serait (101,5), pour un débit maximal possible de 168 kbps. Comparé aux 678 kbps de la famille de PC (25,5), ou même aux 346 kbps du code de poids supérieur (49,7), le choix des codes PC est alors plus judicieux, si les contraintes en termes de débits sont cruciales, et que le nombre de nœuds dans le réseau est important. Cet aspect est illustré sur la figure V-15, en traçant le débit maximal possible en fonction du nombre de nœud, pour chaque type de code, avec $p > N$.

(cc) BY-NC-ND

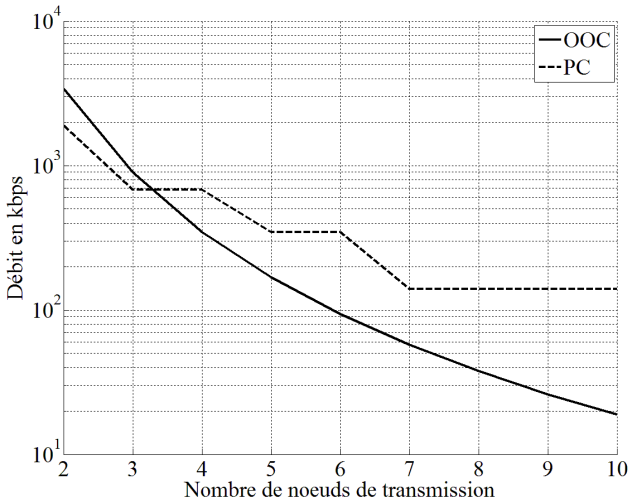


Figure V-15 : Débit en fonction du nombre de nœuds pour les codes OOC et les codes PC

Le choix OOC/PC dépend donc des débits requis par l'application visée, et de la puissance de transmission disponible.

BY-NC-ND

V.8 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons fait le choix d'utiliser une architecture de type CDMA, afin de gérer l'accès multiple d'un WBAN. Nous avons pour cela utilisé des codes de références, à savoir les codes optiques orthogonaux.

Nous avons ensuite établi le calcul analytique permettant de déterminer, pour une configuration donnée, les performances d'un WBAN en termes de probabilité d'erreur. Pour étudier les performances du WBAN mobile, nous avons ensuite utilisé la notion de probabilité de blocage, par analogie à la probabilité de rupture considérée dans le chapitre IV, et exprimé la qualité de service recherchée de cette manière : une probabilité de rupture maximale de 10^{-3} pour une probabilité d'erreur de 10^{-10}.

Concernant l'analyse des performances, elle a été réalisée en fonction de différents paramètres, à savoir le poids et la longueur des codes optiques orthogonaux, le nombre de nœuds de transmission du réseau, le débit de transmission, et la puissance d'émission. Les conclusions explicitées ci-dessous ont alors été établies.

Le nombre de nœuds dans le réseau conditionne le choix de la famille de code utilisée. Afin de satisfaire une probabilité d'erreur de 10^{-10}, le poids de la famille choisie doit être supérieur ou égal au nombre de nœuds dans le réseau. En effet, même si l'augmentation de la longueur de la famille de code choisie permet de réduire la probabilité d'erreur, cela pénalise fortement le débit maximal possible, sans amélioration en termes de puissance de transmission. La longueur est donc choisie pour être la plus petite possible, afin de maximiser le débit. Ainsi, les applications nécessitant un débit de l'ordre de 100 kbps sont facilement réalisables pour un nombre de nœuds allant de 2 à 5, tandis que le cas d'applications à 1 Mbps ne peut pas excéder 2 nœuds.

Enfin, le débit réalisable dépend de la puissance de transmission disponible, et de la position de l'émetteur sur le corps. Nous avons montré qu'un WBAN médical typique pouvait théoriquement être réalisé, pour une puissance de transmission très inférieure à la limite imposée par la sécurité oculaire (300mW). Cela permet de montrer le potentiel d'une solution optique sans fil diffuse pour les WBAN.

(cc) BY-NC-ND

Pour terminer, nous avons envisagé l'utilisation d'un autre type de code couramment utilisé en optique sans fil, les primes codes, et avons comparé leurs performances avec celles des codes optiques orthogonaux, dans le cadre d'un WBAN médical typique. Cette comparaison a permis de monter que, en termes de puissance requise, les codes optiques orthogonaux présentent un léger avantage. Cependant, l'utilisation des primes codes permet d'augmenter le débit maximal du réseau, si le nombre de nœuds est important.

(cc) BY-NC-ND

Conclusions générales et perspectives

(cc) BY-NC-ND

(cc) BY-NC-ND

L'étude présentée dans ce manuscrit portait sur la technologie optique sans fil appliquée aux réseaux de capteurs corporels, à usage médical. Dans un contexte sensible tel qu'un service hospitalier, cette technologie pourrait être une alternative à la technologie radiofréquence, potentiellement source de perturbations électromagnétiques.

Considérant des applications autour de la télésurveillance médicale, les potentialités de l'optique sans fils pour un réseau corporel ont été étudiées pour des transmissions à bas débit (inférieur à 1 Mbps), entre plusieurs nœuds émetteurs et un nœud récepteur, tous portés par un patient pouvant se déplacer dans un environnement confiné. Les objectifs principaux de la thèse étaient de choisir la configuration appropriée en optique sans fils pour établir des communications corporelles, puis d'évaluer les performances théoriques associées notamment vis-à-vis des contraintes de fiabilité des applications médicales et des contraintes de la technologie optique sans fils comme la puissance maximale pouvant être rayonnée en optique. Un des points clé a porté sur la modélisation et l'étude du canal de transmission optique sans fil d'un réseau de capteurs corporels mobile.

Dans le premier chapitre, une étude bibliographique a été réalisée afin de présenter les généralités sur les réseaux de capteurs corporels sans fils ou WBANs, les différents types de canaux considérés ainsi que les caractéristiques établies à l'issue des premières études réalisées dans le domaine des radiofréquences. Nous nous sommes focalisés sur les canaux intra-BANs, mettant en œuvre des liens de communication entre différents nœuds portés sur le corps et pour lesquels la technologie UWB est considérée comme une solution efficace. Un modèle du canal de transmission dans la bande UWB dénommé CM3, réalisé à partir de mesures faites dans une chambre d'hôpital et utilisé dans le premier standard sur les WBANs a été choisi comme référence pour notre étude.

Etant donné les limitations des solutions radiofréquences en milieu hospitalier (perturbations électromagnétiques, sécurité des transmissions, débat sur son impact sur la santé), nous présentons dans le deuxième chapitre l'optique sans fil en infrarouge comme technologie alternative. Après en avoir défini les principales caractéristiques, nous avons décrit les deux mécanismes de propagation : la transmission en visibilité directe, et la transmission diffuse, qui exploite les réflexions des rayons optiques dans l'environnement. Les nœuds du réseau devant être portés, nous avons conclu que la configuration appropriée était basée sur des transmissions diffuses uniquement.

(cc) BY-NC-ND

La modélisation du canal optique sans fil diffus et l'étude des caractéristiques du canal pour un lien corporel a été abordée dans le troisième chapitre. Nous avons défini les différents paramètres à considérer dans notre étude, notamment ceux liés au corps, modélisé par une surface plane ce qui constitue une première approche tout en conservant une certaine simplicité. De plus, nous avons considéré deux types de mobilité, à savoir : la mobilité dite naturelle, correspondant à la respiration, et autres mouvements locaux, représentée par une distribution uniforme de l'orientation des nœuds de transmission, ainsi que la mobilité du corps dans l'environnement, représentée par une distribution uniforme de sa position et de son orientation dans l'environnement. Afin de simplifier l'étude, nous avons fait le choix de considérer une orientation fixe du récepteur, alignée à celle du corps.

Pour obtenir la réponse impulsionnelle du canal de transmission optique sans fil diffus d'un lien corporel, nous avons retenu deux solutions. La première solution simplifie la détermination du canal en prenant en compte une seule réflexion des rayons optiques dans l'environnement. C'est une solution classiquement utilisée que nous avons adapté afin de déterminer l'impact de la présence d'obstacles, caractérisés par leur taille, leur réflectivité et leur mobilité. La deuxième solution s'appuie sur une méthode de lancer de rayons, permettant de considérer plusieurs réflexions par rayons optiques. Nous avons utilisé pour cela le logiciel de lancer de rayons appelé RapSor, développé au département SIC de XLIM-Poitiers.

Nous avons étudié différents scénarios afin de déterminer l'impact sur le canal de transmission, des paramètres liés à l'environnement et au corps porteur des nœuds. On a ainsi vérifié que le rapport entre la puissance optique reçue et la puissance émise, appelé gain optique, diminue avec l'augmentation de la taille de l'environnement, et avec la diminution du coefficient de réflexion des surfaces réfléchissantes. L'augmentation de la taille de l'environnement induit également une augmentation de l'étalement temporel de la réponse du canal mais qui n'est pas pénalisante au regard des débits envisagés. L'interférence entre symboles est donc négligée pour cette étude. Nous avons également montré que la mobilité du corps dans l'environnement impacte fortement le gain optique alors que la mobilité dite naturelle a un effet beaucoup moins significatif. De plus, nous avons comparé le gain optique pour différentes positions du nœud émetteur sur le corps et nous avons observé des différences significatives notamment lorsque le nœud est proche du sol. Finalement, le canal optique a également été comparé au canal radiofréquence CM3 UWB, ce qui a permis de

(cc) BY-NC-ND

noter que le canal optique était beaucoup moins dépendant de la distance émetteur/récepteur que le canal radiofréquence.

Les performances pouvant être obtenues sur le canal de transmission optique diffus entre deux nœuds corporels supposés mobiles ont ensuite été étudiées dans le quatrième chapitre, en termes de probabilité de rupture et en fonction de la puissance émise. L'étude de l'impact des différents paramètres a permis de faire plusieurs conclusions.

Les variations de performances liées à la valeur du coefficient de réflexion des surfaces de l'environnement sont importantes, et il est donc nécessaire de considérer des valeurs réalistes pour estimer de façon pertinente le potentiel d'un BAN optique sans fil diffus. Ensuite, en considérant une orientation du récepteur alignée à celle du corps, nous avons déterminé que la position optimale du récepteur était sur l'épaule, et qu'un FOV important permettait d'augmenter les performances. Concernant la présence d'obstacles, nous avons mis en évidence que leur impact sur les performances dépendait de leur coefficient de réflexion. Ainsi, pour des valeurs de coefficient de réflexion suffisamment élevées, un obstacle peut avoir un impact positif sur les performances, alors que pour de faibles valeurs, les performances sont dégradées, notamment pour un obstacle mobile. De plus, nous avons montré qu'il existait un compromis entre performances et sécurité oculaire, vis-à-vis du choix de la directivité de l'émetteur. Afin de conserver une marge de sécurité satisfaisante, nous avons fait le choix de considérer un émetteur Lambertien, ce qui constitue une borne inférieure en termes de performances.

Les performances théoriques d'un BAN en optique sans fil ont finalement été évaluées dans le dernier chapitre, en considérant plusieurs nœuds différenciés par un contrôle de l'accès multiple basé sur la technique du CDMA optique. Dans ce cadre, nous avons établi l'analyse théorique des performances, en termes de probabilité d'erreur, pour des codes OOC présentant des valeurs d'auto/inter-corrélation minimales. Les performances ont alors été évaluées en fonction des paramètres des codes c'est-à-dire poids et longueur, du nombre d'émetteurs, du débit et de la puissance de transmission.

Nous avons conclu que le nombre de nœuds dans le réseau conditionnait le choix des codes à utiliser. En particulier, afin d'atteindre la probabilité d'erreur requise par des applications médicales, à savoir 10^{-10}, il est nécessaire de choisir un poids de code au moins égal au nombre de nœuds de transmission dans le réseau. Nous avons alors montré que le

(cc) BY-NC-ND

débit maximal de 1Mbps requis par des applications médicales pouvait être réalisé avec un réseau n'excédant pas 2 nœuds de transmissions, tandis que le débit de 100kbps, permettant de satisfaire la majorité des applications médicales, peut être réalisé pour des réseaux allant jusqu'à 5 nœuds de transmissions.

Nous avons alors montré qu'un BAN médical typique pouvait théoriquement être réalisé, pour une puissance de transmission très inférieure à la limite imposée par la sécurité oculaire (300mW). Nous avons de plus observé que l'utilisation de primes codes, à la place des OOC, pouvait permettre d'augmenter le débit maximal, au prix d'une légère augmentation de la puissance de transmission mais toujours nettement inférieure à la valeur limite de 300mW.

L'ensemble de cette étude illustre le potentiel d'une solution optique sans fil diffuse pour les réseaux de capteurs corporels mobiles en milieu confiné, dédiés à des applications de télésurveillance médicale.

Une des premières perspectives d'étude concerne la réalisation de mesures expérimentales, afin de valider les résultats théoriques obtenus dans ces travaux, et de confirmer la faisabilité d'un BAN optique diffus.

Une première expérimentation concernant le suivi à distance de l'activité physique d'un patient a été réalisée dans le cadre d'une Thèse de doctorat (P. Toumieux) au sein de XLIM-C2S2. Elle concernait un dispositif porté transmettant en optique sans fils diffus les données d'un accéléromètre vers un récepteur au plafond [P3]. Cette expérimentation doit être étendue et adaptée pour que le récepteur soit également porté, ce qui permettra de vérifier les résultats théoriques concernant les caractéristiques des émetteurs/récepteurs, l'impact de la mobilité et de l'environnement.

Concernant la modélisation du canal de transmission, les collaborations avec l'équipe SIC-XLIM de Poitiers doivent permettre de disposer d'un logiciel plus rapide donc permettant de traiter des scènes plus complexes mais également de prendre en compte une modélisation plus réaliste du corps.

Une autre perspective consiste à étudier le cas où plusieurs obstacles mobiles sont présents dans l'environnement. En effet, puisque l'on considère le corps comme bloquant vis-à-vis des rayons optiques, la présence de plusieurs personnes dans l'environnement du BAN

(cc) BY-NC-ND

peut considérablement diminuer le gain du canal. Il serait alors intéressant d'envisager une topologie de réseau, ou chaque nœud de transmission peut faire office de relais par exemple.

Une autre voie de recherche est d'étudier la coexistence de plusieurs BANs optiques dans le même environnement, puisque plusieurs patients peuvent être simultanément dans une même chambre d'hôpital.

Enfin, l'optique sans fils est une technologie alternative aux radiofréquences qui présente des limitations évidentes en termes de couverture ou face à des blocages importants. Une autre voie est donc d'examiner les potentialités à utiliser les deux technologies de telle sorte qu'elles se complètent ou coopèrent pour améliorer la fiabilité, le débit, l'efficacité énergétique ou l'impact électromagnétique. Ce type de réseau hybride est d'ailleurs déjà envisagé pour la communication entre un nœud porté et une station de base placée dans l'infrastructure. La voix montante est radio et la voix descendante optique [99]. Un challenge pourrait être d'étudier la possibilité de réaliser un BAN hybride radio-optique.

(cc) BY-NC-ND

(cc) BY-NC-ND

Bibliographie

(cc) BY-NC-ND

(cc) BY-NC-ND

[1] E. Jovanov et al., “Patient monitoring using personal area networks of wireless intelligent sensors", *Biomedical Sciences Instrumentation*, Vol.37, pp. 373-378, 2001.

[2] E.O. Thorp, “The invention of the first wearable computer", *IEEE Second International Symposium on Wearable Computers*, pp. 4-8, 1998.

[3] T.G. Zimmerman. “Personal Area Networks: Near-field intra-body communication". *IBM Systems Journal*, 35.3.4, pp. 609-617, 1996.

[4] IEEE 802.15.4 standard for Local and metropolitan area networks — Part 15.4: Low-Rate Wireless Personal Area Networks, 2011.

[5] M. Chan, D. Estève, J.Y. Fourniols, C. Escriba, and E. Campo, “Smart wearable systems: Current status and future challenges”, *Artificial Intelligence in Medicine*, Vol. 56, no. 3, pp. 137-156, November 2012.

[6] E. Kartsakli, A.S. Lalos, A. Antonopoulos, S. Tennina, MD. Renzo, L. Alonso, C. Verikoukis, “A survey on M2M systems for mHealth: a wireless communications perspective ”, *MDPI Sensors*, Vol. 14, no. 10, pp. 18009-18052, September 2014.

[7] IEEE 802.15.6 standard for Local and metropolitan area networks — Part 15.6: Wireless Body Area Networks, 2012.

[8] B. Latré, B. Braem, I. Moerman, C. Blondia, et P. Demeester, “A survey on wireless body area networks ”, *Wireless Networks*, vol. 17, no. 1, pp. 1–18, 2011.

[9] IEEE, Use cases of non-medical BAN applications, https://mentor.ieee.org/802.15/dcn/08/15-08-0017-00-0006-use-cases-of-non-medical-banapplications.pdf

[10] C. Tarin, L. Traver, and N. Cardona, “Wireless Body Area Networks for Telemedicine Applications”, *Magazine Waves*, pp. 124-125, 2009.

[11] S. Ullah, P. Khan, N. Ullah, S. Saleem, H. Higgins, and K.S. Kwak, “A Review of Wireless Body Area Networks for Medical Applications”, *International Journal of Communications, Network and System Sciences*, Vol.2, no.8, pp. 797-803, 2009.

(cc) BY-NC-ND

[12] M. Patel, and J. Wang, “Applications, Challenges, and Prospective in Emerging Body Area Networking Technologies”, *IEEE Wireless Communications*, Vol. 17, no. 1, pp. 80-88, February 2010.

[13] S. Movassaghi, M. Abolhasan, J. Lipman, D. Smith, A. Jamalipour, “Wireless Body Area Networks : A Survey”, *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, no.99, pp. 1-29, 2014.

[14] K. Y. Yazdandoost et al., “Channel Model for Body Area Networks (BAN) ” IEEE P802.15 Working Group for Wireless Personal Area Networks, April 2009.

[15] FCC. First Report and Order Regarding UWB Transmission. Technical Report ET Docket 98-153, Federal Communication Commission, Washington, D.C. 20554, 14 February 2002.

[16] ECC. ECC Decision of 24 March 2006 on the harmonized conditions for devices using UltraWideband (UWB) technology in bands below 10.6 GHz (ECC/DEC/(06)04), March 2006.

[17] ECC. ECC Decision of 1 December 2006 on the harmonized conditions for devices using Ultra Wideband (UWB) technology with Low Duty Cycle (LDC) in the frequency band 3.4-4.8 GHz (ECC/DEC/(06)12), December 2006.

[18] J. Kim, H.S. Lee, J.K. Pack, T.H. Kim, “Channel modeling for medical implanted communication systems by numerical simulation and measurement,” IEEE 802.15-08-0274-02-0006, May 2008.

[19] R. Fu, Y. Ye, K. Pahlavan, “Characteristic and Modeling of Human Body Motions for Body Area Network Applications”, *International Journal of Wireless Information Networks*, Vol. 19, pp. 219-228, 2012.

[20] C.K. Ho, T.S.P. See, M.R. Yuce, “An ultra-wideband wireless body area network: Evaluation in static and dynamic channel conditions”, *Sensors and Actuators A: Physical*, Vol. 180, pp. 137-147, June 2012.

[21] R. D’Errico, L. Ouvry, “A Statistical Model for On-Body Dynamic Channels”, *International Journal of Wireless Information Networks*, Vol. 17, no. 3, pp. 92-104, 2010.

(cc) BY-NC-ND

[22] H. Viittala et al. “Different experimental WBAN channel models and IEEE 802.15.6 models: comparison and effects”, *2nd international Symposium on Applied Sciences in Biomedical and Communication Technologies*, pp. 1-5, 2009.

[23] P. Ferrand, M. Maman, C. Goursaud, J.-M. Gorce, and L. Ouvry, “Performance evaluation of direct and cooperative transmissions in body area networks”, *Annals of Telecommunications*, pp. 1-16, 2011.

[24] M. Hämäläinen, A. Taparugssanagorn, J. Iinatti, “On the WBAN Channel Modeling for Medical Applications”, *European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP)*, pp. 2967-2971, 2011.

[25] K.S. Kwak, S. Ullah, and N. Ullah, “An Overview of IEEE 802.15.6 Standard”, *3rd International Symposium on Applied Sciences in Biomedical and Communication Technologies (ISABEL)*, pp. 1-6, 2010.

[26] M. Chen et al., “ Body Area Network: A Survey”, *Journal on Mobile Networks and Applications*, Vol. 16, no. 2, pp. 171-193, April 2011

[27] D.A. Guimarães, and G.G.R. Gomes, “Introduction to Ultra-Wideband Impulse Radio”, *RevistaTelecomunicações*, Vol. 14, no. 1, 2012.

[28] John F. M. Gerrits et al., “Principles and Limitations of Ultra-Wideband FM Communications Systems”, *EURASIP Journal on Applied Signal Processing*, Vol. 2005, no. 3, pp. 382–396, 2005.

[29] M. Periyasam, R. Dhanasekaran, “Electromagnetic interference on critical medical equipments by RF devices”, *International Conference on Communications and Signal Processing (ICCSP)*, pp.78-82, April 2013.

[30] V. S. Benson, et al., “Mobile phone use and risk of brain neoplasms and other cancers: Prospective study”, *International Journal of Epidemiology*, Vol. 42, no. 3, pp. 792-802, 2013.

[31] N. Chahat, et al., “On-Body Propagation at 60 GHz”, *IEEE Transactions on Antenna and Propagation*, Vol. 64, no. 4, pp. 1876-1888, 2013.

[32] L. Petrillo, et al., “Statistical On-Body Measurement Results at 60 GHz”, *IEEE Transactions on Antenna and Propagation*, Vol. 63, no. 1, pp. 400-403, 2014.

(cc) BY-NC-ND

[33] S.S. Torkestani, et al., “Indoor optical wireless system dedicated to healthcare application in a hospital”, *IET Communications*, Vol.6, no.5, pp.541-547, March 2012.

[34] S.S. Torkestani, et al., “Performance and transmission power bound analysis for optical wireless based mobile healthcare applications”, *22nd International Symposium on Personal Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC)*, pp. 2198–2202, 2011.

[35] R. Murai, T. Sakai, H. Kawano, et. Al, “A novel visible light communication system for enhanced control of autonomous delivery robots in a hospital”, *IEEE/SICE International Symposium in System Integration (SII)*, pp. 510-516, 2012.

[36] Y.Y. Tan, S.J. Jung, and W.Y. Chung, “Real time biomedical signal transmission of mixed ECG signal and patient information using visible light communication”, *IEEE 35th Annual International Conference in Engineering in Medecine and Biology Society (EMBC)*, pp. 4791-4794, 2013.

[37] F. R. Gfeller and U. Bapst, “Wireless in-house data communication via diffuse infrared radiation”, *Proceedings of the IEEE*, Vol. 67, no. 11, pp. 1474-1486, 1979.

[38] T. Komine and M. Nakagawa, “Fundamental analysis for visible-light communication system using LED lights”, *IEEE Transactions on Consumer Electronics*, Vol. 50, no. 1, pp. 100-107, 2004.

[39] S. Arnon, *Visible Light Communication*. Cambridge University Press, 2015.

[40] G. A. Shaw, A. M. Siegel, J. Model, and D. Greisokh, “Recent progress in short-range ultraviolet communication”, *Defense and Security*. *International Society for Optics and Photonics*, pp. 214-225, 2005.

[41] J. M. Kahn and J. R. Barry, “Wireless infrared communications,” *Proceedings of the IEEE*, Vol. 85, no. 2, pp. 265-298, Feb. 1997.

[42] J. R. Barry and J. M. Kahn, “Link design for non-directed wireless infrared communications”, *Applied optics*, Vol. 34, no. 19, pp. 3764–3776, July 1995.

[43] J. R. Barry, *Wireless Infrared Communications*. Springer, 1994.

[44] D. K. Borah, et al., “A review of communication-oriented optical wireless systems”, *EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking*, Vol. 2012, no. 91, 2012.

(cc) BY-NC-ND

[45] J. B. Carruthers, *Wireless infrared communications*. Wiley Encyclopedia of Telecommunications, John Wiley & Sons, Inc., 2003.

[46] Z. Ghassemlooy, W. O. Popoola, and S. Rajbhandari, *Optical Wireless Communications- System and Channel Modelling with Matlab*. CRC Press, 2012.

[47] B.M. Ghaffari, M.D. Matinfar, J.A. Salehi, "Wireless optical CDMA LAN: digital design concepts," *IEEE Transactions on Communications*, Vol.56, no.12, pp.2145-2155, December 2008.

[48] S.Arnon, et al., *Advanced Optical Wireless Communication Systems*. Cambridge University Press, 2012.

[49] K. Lee, H. Park, and J. Barry, "Indoor channel characteristics for visible light communications", *IEEE Communications Letters*, Vol. 15, no. 2, pp. 217-219, February 2011.

[50] C. Singh, J. John, Y. N. Singh, and K. K. Tripathi, "A review of indoor optical wireless systems," *IETE Technical review*, Vol. 19, no. 1-2, pp. 3-17, 2002.

[51] R. Ramirez-Iniguez and R. Green, "Indoor optical wireless communications", *IEEE Colloquium on Optical Wireless Communications*, pp. 1-7, 1999.

[52] "IEC 60825-1, safety of laser products–part 1 : equipment classification, requirements, and user's guide," 2001, 1.2 Edition.

[53] H. Elgala, R. Mesleh, and H. Haas, "Indoor optical wireless communication: potential and state-of-the-art," *IEEE Communications Magazine*, Vol. 49, no. 9, pp. 56-62, 2011.

[54] Dr. Charles, D. Knutson, and J.M. Brown, *IrDA Principles and Protocols*. The IrDA Library, Volume 1. Salem, Utah: MCL Press, 2004.

[55] S. Hranilovic, *Wireless Infrared Communications*. Springer, 2005.

[56] J. R. Barry, J. M. Kahn, W. J. Krause, E. A. Lee, and D. G. Messerschmitt, " Simulation of multipath impulse response for indoor wireless optical channels", *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, Vol. 11, no. 3, pp. 367-379, 1993.

[57] J. M. Kahn, W. J. Krause, and J. B. Carruthers, "Experimental characterization of non-directed indoor infrared channels", *IEEE Transactions on Communications*, Vol. 43, no. 234, pp. 1613-1623, 1995.

(cc) BY-NC-ND

[58] J. Vitásek, P. Koudelka, J. Látal, F. Dostál, and K. Sokanský, "Indoor optical free space networks – reflectivity of light on building materials", *Przegla dElekrotechniczny*, no. 4, pp.41-44, 2011.

[59] B.T. Phong, "Illumination for computer generated pictures", *Communications of the ACM*, Vol. 18, no. 6, pp. 311-317, 1975.

[60] P. Hyuncheol, J.R.Barry, "Indoor Channel Characteristics for Visible Light Communications", *IEEE communication letters*, Vol. 15, no. 2, pp. 217-219, 2011.

[61] M. Abtahi and H. Hashemi, "Simulation of indoor propagation channel at infrared frequencies in furnished office environments," *Proceedings of the 6th IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*, Vol. 1, pp. 306-310, September 1995.

[62] C.R. Lomba, R.T. Valadas, and A.M. Duarte, "Efficient simulation of the impulse response of the indoor wireless optical channel", *International Journal of Communication Systems*, Vol. 13, pp. 537-549, 2000.

[63] M.R. Pakravan, and M. Kavehrad, "Indoor wireless infrared channel characterization by measurements", *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, Vol. 50, pp. 1053-1073, 2001.

[64] F.J. López-Hernández, and M.J. Betancor, "Algorithm for calculation of impulse response on IR wireless indoor channels", *Electronics Letters*, Vo. 33, pp. 1804-1806, 1997.

[65] J.B. Carruthers and J.M. Khan, "Modeling of nondirected wireless Infrared channels", *IEEE Transaction on Communication*, Vol. 45, pp. 1260-1268, 1997.

[66] J.B. Carruthers and P. Kannan, "Iterative site-based modeling for wireless infrared channels", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 50, pp. 759-765, 2002.

[67] C.R. Lomba, R.T. Valadas, and A.M. Duarte, "Propagation losses and impulse response of the indoor optical channel: A simulation package", *Mobile Communications Advanced Systems and Components,Springer*, pp. 285-297, 1994.

(cc) BY-NC-ND

[68] E. Lafortune, “Mathematical Models and Monte Carlo Algorithms for Physically Based Rendering”, Ph.D dissertation, Department of Computer Science, Faculty of Engineering, Katholieke Universiteit Leuven, 1996.

[69] FJ López-Hernandez, R Pérez-Jiménez, A Santamaría, “Ray-tracing algorithms for fast calculation of the channel impulse response on diffuse IR-Wireless indoor channels”, *Optical Engineering*, Vol. 39, no. 10, pp. 2775-2780, 2000.

[70] A. Behlouli, “Modélisation et simulation du canal optique sans fil. Application aux télécommunications optiques”, Master 2 dissertation, Laboratoire Xlim-SIC UMR CNRS 6172, Université de Poitiers, 2013.

[71] A. Behlouli, P. Combeau, L. Aveneau, S. Sahuguède and A. Julien-Vergonjanne, “Efficient simulation of optical wireless channel, Application to WBANs with MISO link”, *Procedia Computer Science*, Vol. 40, pp 190-197, 2014.

[72] N. Hayasaka, and T. Ito, “Channel Modeling of Nondirected Wireless Infrared Indoor Diffuse Link”, *Electronics and* Communications, Part1, Vol. 90, no. 6, 2007.

[73] V. Jungnickel, et al., “A physical model of the wireless infrared communication channel”, *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, Vol. 20, pp. 631-640, 2002.

[74] M. Dohler and Y. Li, *Cooperative Communications : Hardware, Channel & Phy*. Wiley-Blackwell (an imprint of John Wiley & Sons Ltd), 2010.

[75] Z. Gong and M. Haenggi, “Mobility and fading : Two sides of the same coin,” *IEEE Global Telecommunications Conference (GLOBECOM)*, pp. 1-5, December 2010.

[76] A. Farid and S. Hranilovic, “Outage capacity for MISO intensity-modulated free-space optical links with misalignment,” *IEEE/OSA Journal of Optical Communications and Networking*, Vol. 3, no. 10, pp. 780-789, October 2011.

[77] A. Farid and S. Hranilovic, “Diversity gain and outage probability for MIMO free-spaceoptical links with misalignment,” *IEEE Transactions on Communications*, Vol. 60, no. 2, pp. 479-487, February 2012.

[78] J.G. Proakis, *Digital Communications*. Mac Graw Hill International Edition, 1989

(cc) BY-NC-ND

[79] R. Kreher, T. Rüdebusch , *UMTS Signaling - UMTS Interfaces, Protocols, Message Flows and Procedures Analyzed and Explained*. *Wiley*, 2005

[80] A. Goldsmith, *Wireless communications*. Cambridge university press, 2005.

[81] J.A. Salehi and C. A. Brackett, "Code Division Multiple Access Techniques in Optical Fiber Networks - Part II : Systems performance analysis". *IEEE Transactions on communications,* Vol. 37, no. 8, pp 834-842, 1989.

[82] S. Zahedi and J. A. Salehi, "M-Ary infrared CDMA for indoors wireless communications," *IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC)*", Vol. 2, pp. 6–10, September/October 2001.

[83] A. Aminzadeh-Gohari and M. R. Pakravan, "Analysis of power control for indoor wireless infrared CDMA communication," *Proceedings of 25th IEEE International Conference on Performance, Computing, and Communications Conference (IPCCC),* April 2006.

[84] K. K. Wong and T. O'Farrell, "Spread spectrum techniques for indoor wireless IR communications," *IEEE Wireless Communications,* Vol. 10, no. 2, pp. 54–63, April 2003.

[85] X. N. Fernando, "Performance of an infrared wireless CDMA system", *Proceedings of Digital Wireless Communication V at SPIE's 17th Annual Aerosense Symposium,* pp. 412–417, April 2003.

[86] R. Lucaciu, A. Mihăescu, C. Vlădeanu, "Receiver mobility influence on OCDMA indoor wireless communications system performances", *9th WSEAS International Conference on Circuits, Systems, Electronics, Control & Signal Processing (CSECS)* ", pp. 29-31 December 2010.

[87] J.A. Salehi, "Emerging Optical CDMA Techniques and Applications", *International Journal of Optics and Photonics*, Vol. 1, no. 1, June 2007.

[88] U.N. Griner, and S. Arnon, "Multiuser diffuse indoor wireless infrared communication using equalized synchronous CDMA", *IEEE Transactions on Communications,* Vol. 54, no. 9, pp. 1654-1662, 2006.

[89] X.Wang "Keys towards practical OCDMA networks", *7th IEEE International Conference on Optoelectronics, Fiber optics and Photonics*, 2004.

(cc) BY-NC-ND

[90] J.A. Salehi, “Code division multiple-access techniques in optical fiber networks - part I : Fundamental principles”, *IEEE Transactions on Communications*, Vol. 37, pp. 824-833, August 1989.

[91] Guu-Chang Yang, Wing C. Kwong , *Prime Codes with Applications to Optical and Wireless Networks*. Artech House Publishers, 2002.

[92] S. Zahedi and J.A. Salehi, “Analytical comparison of various fiber-optic CDMA receiver structures”, *Journal of Lightwave Technology*, Vol. 18, no. 12, pp. 1718-1727, December 2000.

[93] F.R.K. Chung, Jawad A. Salehi and V. K. Wei, “Optical orthogonal codes: Design, analysis, and applications”, *IEEE Transactions on Information theory*, Vol. 35, pp. 595-605, 1989.

[94] H. Chung and P. Kumar, “Optical Orthogonal Codes – New bounds and an optimal construction”, *IEEE Transactions on Information theory*, Vol. 36, pp. 866-873, July 1990.

[95] B.M. Ghaffari, M.D. Matinfar, and J.A. Salehi, “Wireless Optical CDMA LAN: Digital Design Concepts”, *IEEE Transactions on Communications*, Vol. 56, no. 12, December 2008.

[96] C. Goursaud-Brugeaud, “Réception multiutilisteurs par annulation parallèle d’interférences dans les systèmes CDMA optiques,” Ph.D. dissertation, Université de Limoges, 2006.

[97] S.M. Zabihi-Maddah, and M. Molavi Kakhki, “Code Cross-Correlation Effects one the Performance of Optical CDMA Systems in the Presence of Receiver Noises”, *18th International Conference on Telecommunications*, 8-11 May 2011.

[98] M. Azizoglu, J.A. Salehi, and Y. Li, “Optical CDMA via temporal codes”, *IEEE Transactions on Communications*, Vol. 40, no. 7, 1992.

[99] H. Chowdhury, I. Ashraf, M. Katz, “Energy-Efficient Connectivity in Hybrid Radio-Optical Wireless Systems”, *Proceedings of the 10th International Symposium on Wireless Communication Systems (ISWCS)*, pp.1-5, August 2013.

(cc) BY-NC-ND

(cc) BY-NC-ND

Liste des publications

Revues internationales

[P1] **L. Chevalier**, S. Sahuguede, and A. Julien-Vergonjanne, "Optical Wireless Links as an alternative to Radio-Frequency for Medical Body Area Networks", *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, Vol. 33, no. 9, pp. 2002-2010, 2015.

[P2] **L. Chevalier**, S. Sahuguede, and A. Julien-Vergonjanne, "Performance evaluation of wireless optical communication for mobile body area network scenario with blocking effects", *IET optoelectronique*, Vol.9, no. 5, pp. 211-217, 2015.

[P3] P. Toumieux, **L. Chevalier**, S. Sahuguede, and A. Julien-Vergonjanne, "Optical wireless connected object for health-care", *IET healthcare technology letter*, pp. 1-5, September 2015.

Conférences internationales

[P4] **L. Chevalier**, S. Sahuguede, A. Julien-Vergonjanne, P. Combeau, and L. Aveneau, "Investigation of wireless optical technology for communication between on-body nodes", *2nd International Workshop on Optical Wireless*, pp.79-83, October 2013.

[P5] **L. Chevalier**, S. Sahuguede, and A. Julien-Vergonjanne, "Investigation of Obstacle Effect on Wireless Optical On-Body Communication Performance", *21st International Conference on Telecommunications*, pp.103-107, May 2014.

[P6] **L. Chevalier**, S. Sahuguede, and A. Julien-Vergonjanne, "Performance Evaluation of Wireless Optical Communication for Mobile BAN Scenario with Blocking Effects", *9th IEEE/IET Communication Systems, Networks and Digital Signal Processing*, pp. 319-324, July 2014.

[P7] **L. Chevalier**, S. Sahuguede, and A. Julien-Vergonjanne, "Wireless Optical technology based Body Area Network for Health Monitoring Application", *IEEE International conference on communications*, pp.2863-2868, June 2015.

(cc) BY-NC-ND

Conférences nationales

[P8] **L. Chevalier**, S. Sahuguede, and A. Julien-Vergonjanne, M. Munoz, and J.-Y. Salle, ”Implementing a Wireless Optical System for Mobile Patient Monitoring in Hospital”, *Journées d'étude en télésanté*, Juin 2014.

[P9] **L. Chevalier**, S. Sahuguede, and A. Julien-Vergonjanne, ”Télésurveillance par réseaux de capteurs corporels en optique sans fil”, *25^{ième} colloque Gretsi sur le Traitement du Signal et des Images*, Septembre 2015.

(cc) BY-NC-ND

Annexe 1

(cc) BY-NC-ND

(cc) BY-NC-ND

Réglementation de la bande UWB

Les impulsions utilisées pour les transmissions UWB doivent respecter ce que l'on appelle un masque de puissance, qui indique la puissance maximale d'émission possible en fonction de la fréquence. Ce masque de puissance peut varier selon les régions du monde.

Aux Etats-Unis, la réglementation du spectre est faite par la commission fédérale des communications (FCC), et fournit le masque de puissance présenté sur la figure A1-1, établi en 2002 [**15**]. Elle définit ainsi la puissance isotropique rayonnée équivalente maximale autorisée (PIRE), qui est de 41.3 dBm/MHz. Cette valeur correspond à une puissance moyenne émise pendant une durée n'excédant pas 1 ms.

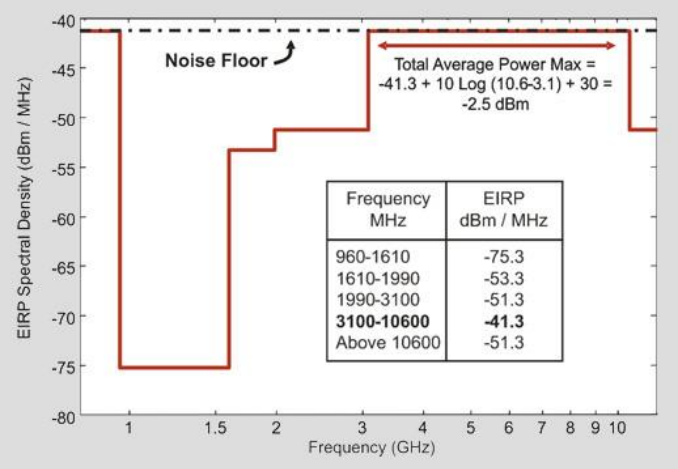


Figure A1-1 : Masque de puissance de la FCC

En Europe, c'est la commission européenne des communications (ECC) qui fixe la réglementation [**16,17**]. Son approche est moins globale, et divise la bande totale de 7.5GHz en plusieurs sous-bandes afin d'analyser les problèmes d'interférences et de coexistence propres à chacune de ces bandes, comme indiqué sur la figure A1-2.

Concernant les bandes 3.1-4.8 GHz et 8.5-9 GHz, l'activité UWB y est autorisée à condition d'utiliser des techniques LDC (LowDuty Cycle) et DAA (Detect And Avoid) [**17**]. De manière générale, cette version du masque est plus contraignante que le masque imposé par la FCC, avec par exemple une puissance maximale très faible dans la bande 4.8-6 GHz.

(cc) BY-NC-ND

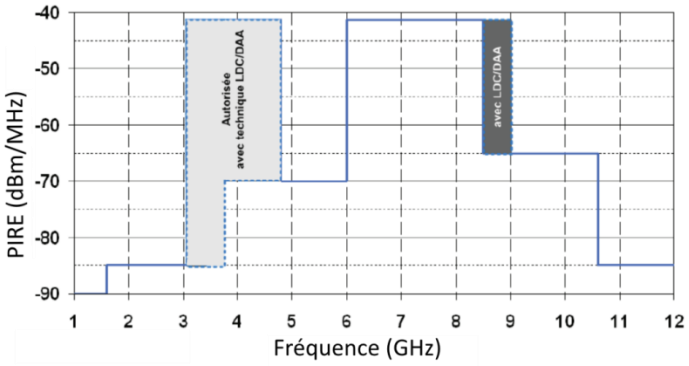


Figure A1-2 : Masque de puissance de la ECC

(cc) BY-NC-ND

Annexe 2

(cc) BY-NC-ND

(cc) BY-NC-ND

Les canaux CM1 et CM2

Concernant les canaux CM1 et CM2, la réalisation de mesures expérimentales pertinentes est difficilement envisageable [**18**]. Cela est dû à la large variété des tissus biologiques du corps humain, et les difficultés de réalisation de telles mesures.

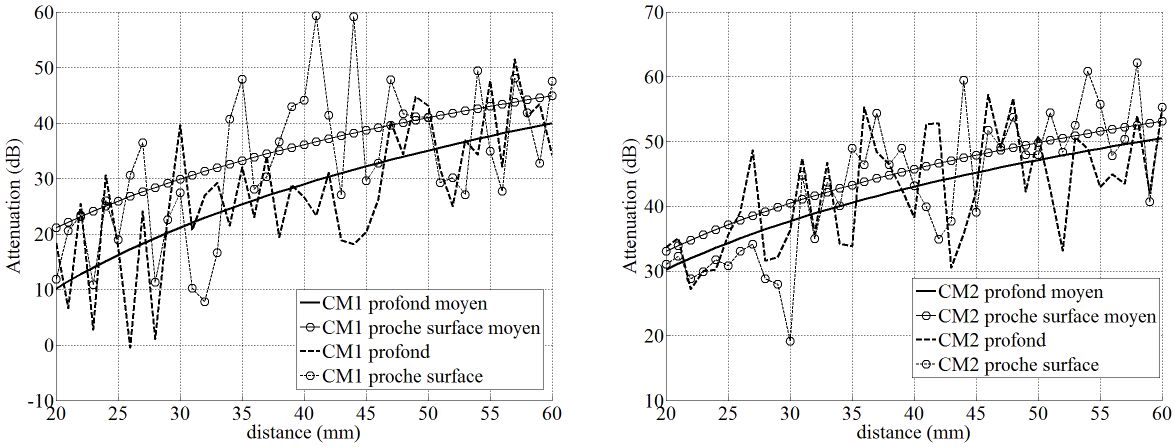
Les modèles des canaux ont donc été obtenus par simulation, en considérant les propriétés électriques de plus de 300 parties d'un corps humain masculin. Le paramètre retenu pour modéliser ces canaux est l'atténuation, c'est à dire l'affaiblissement que subit l'onde électromagnétique lorsqu'elle parcourt une distance donnée. En effet, le fait de ne pas avoir de mesures expérimentales ne permet pas de considérer des paramètres plus spécifiques, comme la réponse impulsionnelle du canal par exemple. Ces modèles utilisent donc l'équation suivante [**14,18**]:

$$PL(d)[dB] = PL(d_0) + 10nlog_{10}(d/d_0) + N \quad (65)$$

où PL désigne l'affaiblissement du parcours en dB, n le coefficient de pertes par propagation, d_0 une distance de référence en mm, et d représente la distance entre l'émetteur et le récepteur en mm. La variable aléatoire N suit une distribution normale centrée et d'écart-type σ_N, et modélise l'effet de masquage (« shadowing »), dû à des variations dans l'environnement du corps humain, ou encore à des mouvements du corps humain. Leurs valeurs respectives sont résumées dans le tableau A2-1 [**14,18**], selon que l'on considère le canal CM1 ou CM2. Les figures A2-1a, respectivement A2-1b, représentent l'atténuation en fonction de la distance du canal CM1, respectivement CM2.

On peut remarquer qu'à distance de transmission égale, le canal CM2 présente une forte atténuation, due à l'interface tissu biologique/air libre. Il est également important de noter que la présence d'une couche de vêtements augmentera nécessairement ces valeurs d'atténuation.

(cc) BY-NC-ND



(a) (b)

Figure A2-1 : Atténuation en fonction de la distance pour CM1 et CM2

Tableau A2-1 : Paramètres des modèles CM1 et CM2

	d_0 (mm)	PL(d_0) (dB)	n	σ_N (dB)
CM1 (tissu profond)	50	35.04	6.26	8.18
CM1 (proche de la surface)	50	40.94	4.99	9.05
CM2 (tissu profond)	50	47.14	4.26	7.85
CM2 (proche de la surface)	50	49.81	4.22	6.81

Le canal CM4

Le modèle du canal CM4 a également été obtenu à partir de mesures expérimentales, dans un local administratif contenant 8 bureaux, représenté sur la figure A2-2 [**14**].

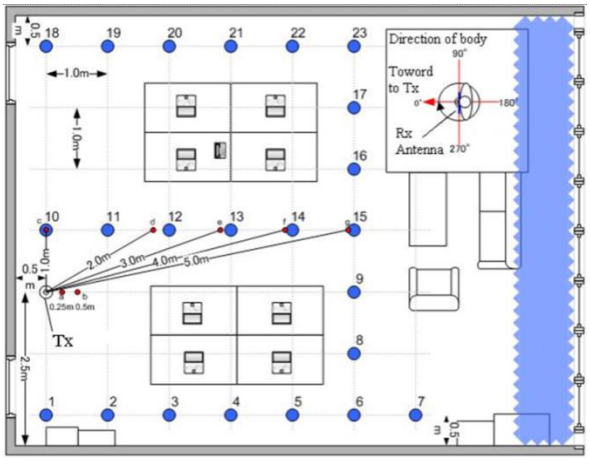


Figure A2-2: Configuration des mesures du canal CM4

(cc) BY-NC-ND

L'émetteur (Tx) est fixé dans l'environnement, comme indiqué sur la figure A2-2, et le récepteur est fixé devant le corps humain, qui est mobile suivant les positions 1 à 23. Afin de réaliser les mesures, une antenne de type Skycross^{TM} a été utilisée. Pour chaque position, 4 orientations du corps par rapport à l'émetteur sont considérées (0°, 90°, 180°, 270°), comme indiqué sur la figure A2-2. Les mesures réalisées ont montré que le canal CM4 était bien moins sélectif en fréquence que le canal CM3, et qu'il se rapprochait plus d'un canal de transmission en espace libre avec une composante en vue directe (LOS « Line of Sight) et une composante sans vue directe (Non LOS ou NLOS) entre l'émetteur et le récepteur, selon l'orientation du récepteur. La réponse impulsionnelle du canal CM4 dans la bande UWB a donc été complètement modélisée et a pour équation générale [**14**]:

$$h(t) = \sum_{m=0}^{L-1} a_m \delta(t - \tau_m) \tag{66}$$

où a_m représente l'amplitude complexe du $m^{ième}$ trajet dont la phase est une variable aléatoire uniforme entre 0 et 2π, L le nombre de trajets, modélisé comme une variable aléatoire suivant une loi de Poisson de moyenne $\overline{L}$ =400, et τ_m le retard du m^{ième} trajet, modélisé par une distribution de Poisson de taux λ=1/0.50125 ns.

L'amplitude a_m est modélisée par l'équation suivante :

$$|a_m|^2 = \Omega_0 \beta \exp(-\frac{\tau_m}{\Gamma} - k[1 - \delta(m)]) \tag{67}$$

où Ω_0 représente l'affaiblissement correspondant à un parcours en espace libre, β suit une loi log-normale de valeur moyenne nulle et d'écart type σ, k modélise l'effet dû à la composante NLOS. Le terme k est calculé en utilisant l'équation suivante :

$$k = \Delta k(\frac{\ln(10)}{10}) \tag{68}$$

où Δk est la différence des valeurs moyennes des réponses obtenues par mesure dans les différentes orientations du récepteur. Le cas particulier m=0 dans les équations précédentes est traité en considérant:

(cc) BY-NC-ND

$$\tau_0 = \frac{d}{c} \tag{69}$$

où d représente la distance émetteur-récepteur, et c la célérité de la lumière. Le canal CM4 peut donc être modélisé à une constante près, c'est à dire Ω_0, qui dépend de l'environnement considéré. Sa valeur est normalisée à 1 dans ce qui suit. Les valeurs des différents paramètres nécessaires à la réalisation de ce modèle sont données dans le tableau A2-2 [**14**]. Les figures A2-3a respectivement A2-3b, A2-3c, A2-3d représentent un exemple de réalisation du modèle de canal CM4 pour l'orientation 0° respectivement 90°,180°,270°.

Avec un nombre de trajets moyen de 400 et un étalement temporel moyen de 200ns, le canal CM4 est beaucoup plus profond que le canal CM3. L'impact de l'étalement du canal sur l'IES est donc encore plus prononcé que pour le canal CM3, notamment pour les hauts débits.

Tableau A2-2 : Paramètres du modèle de canal CM4

Direction du corps	**Γ(ns)**	**Δk (dB)**	**σ (dB)**
0	44.6346	22.2	7.30
90	54.2868	18.8	7.08
180	53.4186	15.8	7.03
270	83.9635	17.3	7.19

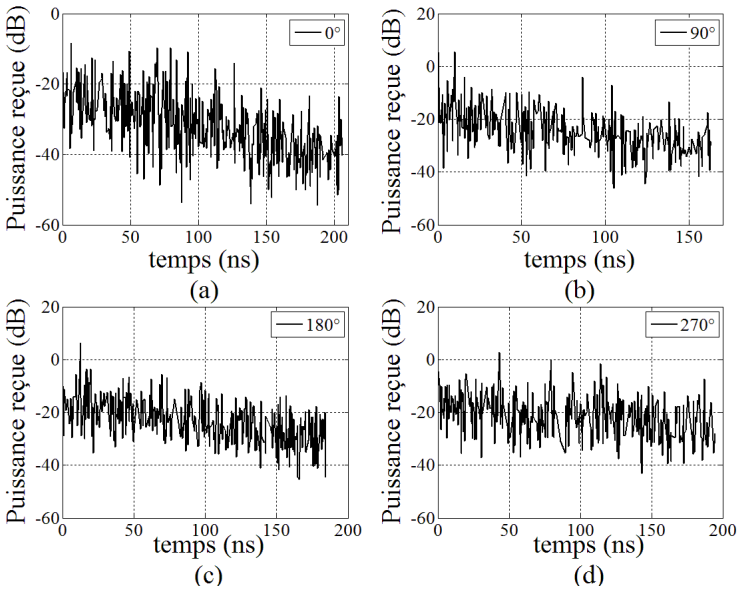


Figure A2-3 : Exemple de réalisation du modèle de canal CM4

(cc) BY-NC-ND

Annexe 3

(cc) BY-NC-ND

(cc) BY-NC-ND

Configuration de RapSor

Le logiciel RapSor s'utilise via un fichier au format XML, qui décrit la scène étudiée (environnement, position des émetteurs et récepteurs, directivité, FOV, etc.). On donne ci-dessous en exemple le contenu du fichier XML permettant de décrire la scène A dans **[58]** présentée sur la figure III-5. Chaque surface (sol, plafond, et murs) est définie par les coordonnées des points la délimitant.

```
<scene physics="Light" xml_tb_version="3.1">
    <frequencies>3000000000000 3000000000000 500</frequencies>
    <area noFace="true">-1 -1 6 6</area>

    <Transmitter model="Point">          // définition de l'émetteur
        <position>2.5 2.5 2.999</position>
        <direction>0 0 -1</direction>
    </Transmitter>

    <Receiver model="Disc">              // définition du récepteur
        <position>0.5 1 0.001</position>
        <direction>0 0 1</direction>
        <area>0.0001</area>
        <fov>85</fov>
    </Receiver>

    <simulator model="Gathering">        // définition de l'algorithme utilisé
        <nbRay>40000</nbRay>
    </simulator>

    <brdf name="general" model="Lambertian">        // Définition de la réflectivité
        <rho>0.8</rho>
    </brdf>
    <brdf name="floor" model="Lambertian">          // Définition de la réflectivité
        <rho>0.3</rho>
    </brdf>

    <face brdf="floor">                  // définition du sol
        <vertices>
            0 0 0
            5 0 0
            5 5 0
            0 5 0
        </vertices>
    </face>
    <face brdf="general">                // définition du plafond
        <vertices>
            0 0 3
            5 0 3
```


(cc) BY-NC-ND

```
                5 5 3
                0 5 3
            </vertices>
        </face>
        <face brdf="general">                    // définition des murs
            <vertices>
                0 0 0
                5 0 0
                5 0 3
                0 0 3
            </vertices>
        </face>
        <face brdf="general">
            <vertices>
                0 5 0
                5 5 0
                5 5 3
                0 5 3
            </vertices>
        </face>
        <face brdf="general">
            <vertices>
                0 0 0
                0 5 0
                0 5 3
                0 0 3
            </vertices>
         </face>
        <face brdf="general">
            <vertices>
                5 0 0
                5 5 0
                5 5 3
                5 0 3
            </vertices>
        </face>
</scene>
```


(cc) BY-NC-ND

Annexe 4

(cc) BY-NC-ND

(cc) BY-NC-ND

Programme Matlab du modèle à une réflexion pour la surface S1

```
function [H0] = calcul_H0S1 (FOV_rad,Xm,Ymin,Ymax,Zmin,Zmax,coorE,coorR,N,rho)

% FOV_rad : Valeur du FOV du récepteur en radian
% Xm : Coordonnée en x de la surface S1
% Ymin,Ymax : Délimitation en y de la surface S1
% Zmin,Zmax : Délimitation en z de la surface S1
% coorE : Vecteur des coordonnées de l'émetteur
% coorR : Vecteur des coordonnées du récepteur
% N : Nombre d'éléments de surface dS
% rho : Coefficient de réflexion de S1
%
% Programme réalisé pour un émetteur Lambertien (m=1)

pas = sqrt(((Ymax-Ymin)*(Zmax-Zmin))/N);        % calcul du pas

axeY = Ymin:pas:Ymax;
axeZ = Zmin:pas:Zmax;

Xr = coorR(1);                                  % Récupération des coordonnées
Yr = coorR(2);                                  du récepteur
Zr = coorR(3);

Xe = coorE(1);                                  % Récupération des coordonnées
Ye = coorE(2);                                  de l'émetteur
Ze = coorE(3);

dS = pas*pas;

Aphy = 1e-4;                                    % Surface physique du récepteur

C1 = Xm-Xe;
C2 = Xm-Xr;
Cst = (rho*Aphy*(C1^2)*(C2^2))/(pi^2);

H0 = 0;

for i = 1:1:length(axeY)
   for j = 1:1:length(axeZ)

      distance = sqrt( (axeY(i)-coorR(2))*(axeY(i)-coorR(2)) + (axeZ(j)-coorR(3))*(axeZ(j)-
                  coorR(3)) + (Xm-coorR(1))*(Xm-coorR(1)) );

      deltX = abs(Xm-coorR(1));
      angle_test = abs(acos(deltX/distance));

      if (angle_test <= FOV_rad)
         T1 = (axeY(i)-Ye)*(axeY(i)-Ye)+(axeZ(j)-Ze)*(axeZ(j)-Ze) + C1*C1;
```


(cc) BY-NC-ND

```
            T2 = (axeY(i)-Yr)*(axeY(i)-Yr)+(axeZ(j)-Zr)*(axeZ(j)-Zr) + C2*C2;
            H0 = 1/((T1^2)*(T2^2))+H0;
        end

    end
end

H0 = Cst*dS*H0;
```


(cc) BY-NC-ND

Annexe 5

(cc) BY-NC-ND

(cc) BY-NC-ND

Programme Matlab pour obtenir les motifs d'interférences

```
function [comb_finale] = pattern_interf(poids,nb_interf)

W = poids;
L = nb_interf;

nb_combi = (L+1)^W;
comb = zeros(nb_combi,W);
V = 0:1:L;

% Boucle permettant d'obtenir tous les motifs d'interférences possibles

for i = 1:1:W

   nb_apparition_elem = (L+1)^(i-1);

   int_v = zeros(nb_apparition_elem,length(V));
   for k = 1:1:length(V)
      int_v(:,k) = V(k) + zeros(nb_apparition_elem,1);
   end
   pattern = int_v(:,1);
   for k = 2:1:length(V)
      pattern = [pattern',int_v(:,k)']';
   end

   nb_rep_pattern = nb_combi/length(pattern);

   vect_col = pattern;
   for k = 2:1:nb_rep_pattern
      vect_col = [vect_col',pattern']';
   end

   comb(:,i) = vect_col;

end

% On récupère uniquement les cas où la somme des α_k vaut L
indice = 1;
for i = 1:1:length(comb(:,1))
   if(sum(comb(i,:))==L)
      comb_finale(indice,:) = comb(i,:);
      indice = indice +1;
   end
end
```


(cc) BY-NC-ND

(cc) BY-NC-ND

Annexe 6

(cc) BY-NC-ND

(cc) BY-NC-ND

Présentation des PC

Contrairement aux OOC, les PC sont définis par un unique paramètre, p. La longueur des PC est alors $F=p^2$, et leur poids est égal à $W=p$. On peut noter que pour ce type de codes, le nombre maximum d'émetteurs N est fixé à p, et que ces codes sont définis pour tout p appartenant à l'ensemble des nombres premiers. Par analogie avec les codes OOC, on définit une famille de code PC par le couple (p^2,p).

La construction de ces codes est mathématique, et utilise les propriétés des corps de Galois. Leur construction est donc immédiate et unique, comme expliqué ci-dessous [**91**].

p étant un nombre premier, on définit ce que l'on appelle les « Prime Sequence » (PS), comme :

$$S_i = \left(s_{i,0}, s_{i,1}, \dots, s_{i,j}, \dots, s_{i,p-1}\right) \tag{70}$$

où i∈[0,N-1], et $s_{i,j}=i\times j\equiv(p)$. En utilisant ces séquences, on peut alors définir les PC selon la règle suivante :

$$c_{i,k} = \begin{cases} 1 \; pour \; k = s_{i,j} + jp \\ 0 \qquad\qquad ailleurs \end{cases} \tag{71}$$

où k∈[0,p^2-1]. On peut alors écrire les N codes c_i de la famille (p^2,p) ainsi :

$$c_i = \{c_{i,0}, c_{i,1}, \dots, c_{i,p^2-1}\} \tag{72}$$

Pour chaque famille (p^2,p), le cas particulier du code c_0 présente une inter-corrélation maximale de 1 avec tous les autres codes de la famille. Ce code mis à part, tous les autres présentent une inter-corrélation maximale de 2 [**97**]. Cela signifie que deux PC d'une même famille peuvent avoir jusqu'à deux chips en commun.

On peut alors déterminer la probabilité que deux codes de la famille (p^2,p) aient 1 chip en commun (q_1) ou 2 chips en commun (q_2), de la façon suivante [**97**] :

$$q_1 = \frac{2p^2 + p + 2}{6p^2} \tag{73}$$

(cc) BY-NC-ND

$$q_2 = \frac{(p+1)(p-2)}{12p^2} \tag{74}$$

En utilisant les équations (**73**) et (**74**), on peut déterminer la probabilité $P_{R/PC}(l_1 + l_2)$ d'avoir $L=l_1+l_2$ nœuds interférents, avec l_1 représentant le nombre d'interférents ayant un chip en commun avec le nœud ciblé, et l_2 le nombre d'interférents ayant 2 chips en commun [**97**]:

$$P_{R/PC}(l_1 + l_2) = \frac{(N-1)!}{l_1!\, l_2!\, (N-1-l_1-l_2)} \times {q_1}^{l_1} {q_2}^{l_2} (1-q_1-q_2)^{N-1-l_1-l_2} \tag{75}$$

Le nombre total d'interférences dans les chips du nœud ciblé est alors l_1+2l_2.

(cc) BY-NC-ND

Annexe 7

(cc) BY-NC-ND

(cc) BY-NC-ND

Détermination des performances théoriques pour les primes codes

La méthode utilisée pour déterminer les performances théoriques des codes PC suit la même logique que celle des codes OOC.

Si dans le cas des codes OOC, L est directement relié au nombre de nœuds interférents, et varie de 0 à (N-1), dans le cas des PC, on a $L=l_1+2l_2$, variant entre 0 et 2(N-1), avec l_1 et l_2 respectivement le nombre de nœuds ayant 1 et 2 temps chips interférents. Par analogie avec l'équation (56), on a :

$$p_{PC}(Z = i|\ b_0 = x) = \sum_{l_1=0}^{N-1} \sum_{l_2=0}^{N-1-l_1} \sum_{\vec{\alpha}\in\vec{\alpha}_L} p\left(Z = i|_{\substack{b_0=x \\ \vec{\alpha}}}\right).p(l_1, l_2, \vec{\alpha}) \qquad (76)$$

Le terme $\mathrm{p}(\mathrm{l}_1, \mathrm{l}_2, \vec{\alpha})$ représente la probabilité d'avoir exactement $\mathrm{l}_1 + \mathrm{l}_2$ nœuds interférents avec le motif d'interférence $\vec{\alpha}$. Il peut être déterminé de la façon suivante :

$$p(l_1, l_2, \vec{\alpha}) = P_{R/PC}(l_1 + l_2).(P_{\vec{\alpha}/PC}) \qquad (77)$$

où $P_{R/PC}(l_1 + l_2)$ est déterminé dans l'équation (**75**), et $P_{\vec{\alpha}/PC}$, représente la probabilité d'obtenir le motif $\vec{\alpha}$ avec des codes PC.

Dans les cas des PC, où l'inter-corrélation est supérieure à 1, il est difficile d'obtenir une expression générale pour $P_{\vec{\alpha}}/PC$ [**98**]. Dans notre étude, ce terme est déterminé en effectuant la recherche de toutes les combinaisons possibles pour un motif d'interférence donné. Ce processus induit des temps de calculs importants, qui augmentent avec le nombre de nœuds dans le réseau. C'est pourquoi nous n'utilisons les codes PC que dans le cas spécifique présenté dans le chapitre V.

La suite de la détermination théorique des performances dans le cas des codes PC est strictement la même que pour le cas des codes OOC.

(cc) BY-NC-ND

(cc) BY-NC-ND

Table des matières

(cc) BY-NC-ND

(cc) BY-NC-ND

Introduction Générale 11
I. Introduction aux réseaux de capteurs corporels 17
I.1 Introduction 19
I.2 Définition générale 20
I.3 Applications 23
I.4 Le standard IEEE 802.15.6 25
I.4.1 Eléments de la Couche Physique (PHY) 25
I.4.2 Les canaux de transmission 26
I.4.3 Modélisation du canal CM3 pour UWB. 28
I.4.4 Topologie et aperçu du protocole de communication d'un WBAN 33
I.4.4.a La topologie 33
I.4.4.b Aperçu du protocole de communication d'un WBAN 34
I.5 Conclusion 37
II. L'optique sans fil pour les réseaux de capteurs corporels 39
II.1 Introduction 41
II.2 Généralités sur l'optique sans fils 42
II.2.1 Avantages de l'optique sans fil 43
II.2.2 Contraintes et limitations de l'optique sans fil 44
II.2.3 L'optique sans fil dans le contexte WBAN 44
II.3 Chaine de communication 46
II.4 Caractéristiques de l'émetteur et du récepteur 47
II.4.1 L'émetteur 47
II.4.2 Le récepteur 49
II.5 Modulation 51
II.6 Mécanismes de propagation 53
II.6.1 Transmissions par lien direct 53
II.6.2 Transmissions diffuses 55
II.6.2.a Modèle de rayonnement 56
II.6.2.b Coefficient de réflexion 57
II.6.2.c Remarques sur les transmissions diffuses 58
II.7 Contraintes 59
II.7.1 La longueur d'onde 59
II.7.2 La contrainte oculaire 60
II.8 Bilan-Conclusion 60
III. Modélisation du canal de communication optique sans fil diffus pour un réseau corporel 63
III.1 Introduction 65
III.2 Description du système étudié 66
III.2.1 L'environnement 66
III.2.2 Le porteur du WBAN 66
III.2.3 La mobilité du corps 67
III.2.3.a La mobilité du corps dans son environnement 67
III.2.3.b La mobilité naturelle du corps 68
III.3 Modélisation du canal optique sans fil diffus d'un lien corporel 70
III.3.1 Les travaux de J.R. Barry et J.M. Khan 71
III.3.2 Evolution des travaux de J.R. Barry et J.M. Khan 72
III.3.3 Méthodes statistiques 74
III.3.4 Bilan 76

(cc) BY-NC-ND

III.4 Limitations d'un modèle à une réflexion pour un lien corporel 76
III.5 Adaptation du modèle à une seule réflexion pour les obstacles 78
III.5.1 Principe du modèle à une réflexion simple 78
III.5.2 Illustration du modèle à une réflexion dans le cas WBAN 81
III.5.3 Prise en compte des obstacles 82
III.5.3.a Hypothèses simplificatrices 82
III.5.3.b Adaptation du modèle à une réflexion 84
III.5.3.c Validation du modèle à une réflexion adapté aux obstacles 85
III.6 Bilan sur la modélisation du canal optique sans fil 86
III.7 Impact des différents paramètres sur le canal d'un lien corporel 87
III.7.1 Impact de la taille de l'environnement 87
III.7.2 Impact du coefficient de réflexion des surfaces 89
III.7.3 Impact de la mobilité du corps dans l'environnement 90
III.7.4 Impact de la position des nœuds sur le corps 92
III.8 Comparaison avec le canal CM3 UWB 94
III.9 Conclusion 96
IV. Performances d'un lien corporel en optique sans fil 99
IV.1 Introduction 101
IV.2 Performances pour une pièce vide 102
IV.2.1 Scénario 1 : corps statique 102
IV.2.2 Scénario 2 : Corps mobile 104
IV.2.3 Influence des différents paramètres 106
IV.2.3.a Position du récepteur 106
IV.2.3.b Coefficients de réflexion des surfaces 109
IV.2.3.c Directivité de l'émetteur et FOV du récepteur 110
IV.3 Prise en compte des obstacles 112
IV.3.1 Variations du coefficient de réflexion et de la taille de l'obstacle 113
IV.3.2 Mobilité de l'obstacle 115
IV.4 Performances en situation réaliste 116
IV.5 Conclusion 119
V. Etude d'un réseau corporel 121
V.1 Introduction 123
V.2 Les différentes techniques d'accès multiple 124
V.2.1 Répartition via la fréquence 124
V.2.2 Répartition temporelle 124
V.2.3 Répartition de code 125
V.2.4 Techniques alternatives 126
V.2.5 Choix d'une technique d'accès multiple pour un réseau corporel en optique sans fil 127
V.3 CDMA Optique appliqué à un réseau corporel optique sans fil 128
V.3.1 OCDMA cohérent/non-cohérent 128
V.3.2 Présentation des OOC 128
V.3.3 Schéma d'émission 130
V.3.4 Schéma de réception 131
V.4 Probabilité d'erreur d'un réseau corporel OCDMA sans fil 133
V.5 Validation du calcul analytique 137
V.6 Performances d'un réseau corporel 140
V.6.1 Impact des paramètres des codes OOC 141

(cc) BY-NC-ND

V.6.2 Impact du nombre de nœuds dans le réseau 143
V.6.3 Lien Débit/puissance de transmission 145
V.7 Utilisation des Primes Codes 148
V.8 Conclusion 151
Conclusions générales et perspectives 153
Bibliographie 161
Liste des publications 173
Revues internationales 173
Conférences internationales 173
Conférences nationales 174
Annexe 1 175
Réglementation de la bande UWB 177
Annexe 2 179
Les canaux CM1 et CM2 181
Le canal CM4 182
Annexe 3 185
Configuration de RapSor 187
Annexe 4 189
Programme Matlab du modèle à une réflexion pour la surface S1 191
Annexe 5 193
Programme Matlab pour obtenir les motifs d'interférences 195
Annexe 6 197
Présentation des PC 199
Annexe 7 201
Détermination des performances théoriques pour les primes codes 203

(cc) BY-NC-ND

(cc) BY-NC-ND

Table des illustrations

(cc) BY-NC-ND

(cc) BY-NC-ND

Figure I-1 : Dimensions des réseaux sans fil 19
Figure I-2 : Niveaux hiérarchiques intra et extra-BAN 21
Figure I-3 : Comparaison du débit en fonction de la puissance pour plusieurs protocoles 24
Figure I-4 : Illustration des bandes de fréquence RF 26
Figure I-5 : Différents canaux de transmissions RF 27
Figure I-6 : Configuration des mesures du canal CM3 29
Figure I-7 : Antenne de type Skycross^{TM} 29
Figure I-8 : Mesures du paramètre S_{21} pour la position B 29
Figure I-9 : Atténuation en fonction de la distance du canal CM3 30
Figure I-10 : Exemple de réalisation de la PDP du canal CM3 32
Figure I-11 : PDF de l'étalement temporelle du canal CM3 33
Figure I-12 : Topologie de base d'un WBAN 34
Figure I-13 : Extensions de la topologie de base d'un WBAN 34
Figure I-14 : Trame de communication UWB 35
Figure I-15 : Symbole utilisé pour la transmission UWB 36
Figure II-1 : Spectre des ondes optiques 41
Figure II-2 : Illustration d'un lien optique direct et d'un lien optique diffus 45
Figure II-3 : Chaine de communication IM/DD optique sans fil classique 46
Figure II-4 : Evolution du diagramme de rayonnement selon m 49
Figure II-5 : Surface d'un photorécepteur 50
Figure II-6 : Symboles de la modulation OOK 52
Figure II-7 : BER en fonction du SNR pour une modulation OOK 53
Figure II-8 : Illustration d'un lien LOS dans le cadre d'un WBAN 54
Figure II-9 : Représentation d'un lien optique diffus 56
Figure II-10 : Illustration du modèle de Phong 57
Figure II-11 : Mesures du coefficient de réflexion ρ dans le domaine visible 58
Figure III-1 : Exemple d'environnement hospitalier 65
Figure III-2 : Tailles des pièces considérées 66
Figure III-3 : modélisation surfacique du corps 67
Figure III-4 : Modélisation de la mobilité naturelle du corps 69
Figure III-5 : Représentation de la scène A dans [**56**] 71
Figure III-6 : Réponse impulsionnelle obtenue dans [**56**] 72
Figure III-7 : Réponse impulsionnelle obtenue pour la scène A dans [**56**] avec RapSor 74
Figure III-8 : Scène de validation du modèle à une réflexion 77
Figure III-9 : Distribution du gain optique pour 1 et 3 réflexions 77
Figure III-10 : Exemple de maillage d'une surface S 78
Figure III-11 : Exemple de cas d'application du modèle à une réflexion 79
Figure III-12 : Convergence du modèle à une réflexion 81
Figure III-13 : Distribution du gain optique pour chaque modèle 82
Figure III-14 : Comparaison des contributions des surfaces réflectives 83
Figure III-15 : Illustration du modèle à une réflexion adapté à un obstacle 84
Figure III-16 : Validation du modèle à une réflexion adapté aux obstacles 86
Figure III-17 : Impact de la taille de l'environnement sur le gain optique (a) et l'étalement temporel (b) 88
Figure III-18 : Impact de ρ sur le gain optique 89
Figure III-19 : Impact de la mobilité sur le canal optique 91
Figure III-20 : Impact de la position de l'émetteur sur le gain optique 93
Figure III-21 : Comparaison des distributions du gain dans le cas RF (CM3) et dans le cas optique 94
Figure III-22 : Distribution de l'atténuation dans le cas du canal CM3 UWB 96

(cc) BY-NC-ND

Figure IV-1 : Distribution du SNR dans le cas statique (a) et évolutions de $Pout$ en fonction du $SNR0$ (b) pour Pt=100mW et RB=1 Mbps 103
Figure IV-2 : $SNR0$ correspondant à $Pout$=10^{-3} en fonction de Pt pour le cas statique et RB=1 Mbps 104
Figure IV-3 : Distribution du SNR (a) et évolution de $Pout$ en fonction du $SNR0$ (b) pour le cas mobile et RB=1 Mbps 105
Figure IV-4 : $SNR0$ correspondant à $Pout$=10^{-3}en fonction de Pt pour chaque cas..... 105
Figure IV-5 : Différentes positions du récepteur 107
Figure IV-6 : $SNR0$ correspondant à $Pout$=10^{-3} en fonction de Pt pour chaque récepteur.. 107
Figure IV-7 : Comparaison entre un récepteur localisé à l'épaule et au plafond..... 108
Figure IV-8 : Evolution du $SNR0$ en fonction de ρ 109
Figure IV-9 : $SNR0$ correspondant à $Pout$=10^{-3} en fonction de Pt pour chaque couple {FOV, m}..... 111
Figure IV-10 : Scène avec obstacle..... 112
Figure IV-11 : $Pout$ en fonction du $SNR0$ en présence d'un obstacle 113
Figure IV-12 : Impact de la taille d'un obstacle..... 114
Figure IV-13 : Impact de la mobilité d'un obstacle de taille (0.5m×1.70m)(a) et (1.5m×1.70m)(b) 115
Figure IV-14 : Environnement réaliste..... 117
Figure IV-15 : $SNR0$ correspondant à $Pout$=10^{-3} en fonction de Pt pour le cas réaliste, et pour la pièce vide 118
Figure V-1 : Illustration de l'accès multiple 123
Figure V-2 : Représentation en temps et en fréquence du FDMA (a), du TDMA (b), et du CDMA (b) 125
Figure V-3 : Différentes utilisations du CDMA..... 126
Figure V-4 : Schéma d'émission OCDMA 131
Figure V-5 : Systèmes de réception CDMA, CCR (a), et CCR avec limiteur (b) 133
Figure V-6 : Validation du processus analytique 139
Figure V-7 : Probabilité d'erreur moyenne en fonction de sc 139
Figure V-8 : Impact de la famille de codes OOC choisie 141
Figure V-9 : Impact de la longueur du code..... 142
Figure V-10 : Impact du nombre de nœuds..... 144
Figure V-11 : Positions des émetteurs et du récepteur..... 145
Figure V-12 : Evolution du débit en fonction de la puissance de transmission Pt..... 146
Figure V-13 : Distribution du gain optique de chaque émetteur..... 146
Figure V-14 : Comparaison des codes OOC et PC 149
Figure V-15 : Débit en fonction du nombre de nœuds pour les codes OOC et les codes PC 150
Figure A1-1 : Masque de puissance de la FCC..... 177
Figure A1-2 : Masque de puissance de la ECC..... 178
Figure A2-1 : Atténuation en fonction de la distance pour CM1 et CM2..... 182
Figure A2-2: Configuration des mesures du canal CM4..... 182
Figure A2-3 : Exemple de réalisation du modèle de canal CM4 184

(cc) BY-NC-ND

Table des tableaux

(cc) BY-NC-ND

(cc) BY-NC-ND

Tableau I-1 : Comparaison entre les WSNs et les WBANs 22
Tableau I-2 : Liste non exhaustive d'applications médicales et non-médicales pour les WBANs 23
Tableau I-3 : Besoins des applications médicales 25
Tableau I-4 : Scénarios WBAN possibles 28
Tableau I-5 : Paramètres de l'atténuation pour le canal CM3 30
Tableau I-6 : Paramètres de la PDP du canal CM3 32
Tableau I-7 : Caractéristiques du mode faible QoS 36
Tableau I-8 : Caractéristiques du mode forte QoS 36
Tableau I-9 : Mise en forme du symbole pour la transmission UWB 36
Tableau II-1 : Valeurs de ρ extrapolées pour l'infrarouge 57
Tableau II-2 : Résumé des hypothèses faites pour l'optique sans fil 61
Tableau III-1 : Paramètres de validation du modèle à une réflexion 76
Tableau III-2 : Paramètres pour la validation de l'hypothèse simplificatrice 83
Tableau III-3 : Paramètres pour la validation du modèle à une réflexion adapté aux obstacles 85
Tableau III-4 : Paramètres de simulation pour l'impact de la taille de l'environnement 87
Tableau III-5 : Impact de ρ sur la distribution de l'étalement temporel optique 89
Tableau III-6 : Paramètres de simulation avec 3 positions de l'émetteur 93
Tableau III-7 : Caractéristiques de la PDF du gain optique pour chaque émetteur 93
Tableau III-8 : Paramètres de simulation pour la comparaison RF/optique 95
Tableau IV-1 : Paramètres de simulation dans le cas du corps statique 103
Tableau IV-2 : Paramètres de simulation pour l'étude de la position du récepteur 106
Tableau IV-3 : Valeurs de ρ réalistes 109
Tableau IV-4: Paramètres de simulation pour évaluer l'impact du FOV et de m. 110
Tableau IV-5 : Paramètres de simulation avec obstacle 112
Tableau IV-6 : Paramètres de simulation pour le cas réaliste 117
Tableau IV-7 : Choix issus de l'étude des performances du canal optique sans fil diffus 120
Tableau V-1 : Paramètres de simulation pour la validation du calcul analytique 138
Tableau V-2 : Paramètres de simulation pour l'étude des performances 140
Tableau V-3 : Résumé des hypothèses faites pour l'optique sans fil 140
Tableau V-4 : Débit maximal en fonction du nombre de nœuds 144
Tableau V-5 : Résultats obtenus avec le récepteur à l'épaule et à la ceinture 147
Tableau A2-1 : Paramètres des modèles CM1 et CM2 182
Tableau A2-2 : Paramètres du modèle de canal CM4 184

(cc) BY-NC-ND

(cc) BY-NC-ND

(cc) BY-NC-ND

Performances de l'optique sans fil pour les réseaux de capteurs corporels

Résumé :

Cette thèse aborde les performances d'un réseau corporel utilisant la technologie optique sans fil, comme alternative aux radiofréquences. L'application visée concerne la télésurveillance de patients mobiles, en milieu hospitalier. Après avoir défini les principales caractéristiques des réseaux corporels radiofréquences, notamment dans le cas de l'ultra large bande, nous présentons les avantages à utiliser la technologie optique sans fil. Nous considérons ensuite cette technologie en infrarouge, avec une méthode de propagation dite diffuse, exploitant les réflexions des rayons optiques dans l'environnement du réseau corporel. Les différentes méthodes de modélisation d'un canal optique diffus sont introduites, et nous utilisons deux types de méthodes pour modéliser le canal entre deux nœuds portés : un modèle classique dit « à une réflexion », permettant d'évaluer rapidement des variations de performances, et une méthode de lancer de rayon pour considérer un grand nombre de réflexions. En utilisant différents scénarios, ainsi que la notion de probabilité de rupture, nous montrons que l'optique diffuse permet de réaliser un lien corporel, pour les débits et la qualité de service requise par une application de télésurveillance médicale, et pour une puissance de transmission très inférieure à la limite imposée par la sécurité oculaire. Finalement, nous étudions les performances théoriques d'un réseau corporel en optique diffuse en termes de probabilité d'erreur, avec une gestion de l'accès multiple réalisé par répartition de codes optiques. Nous concluons qu'un réseau de capteurs corporels en optique diffuse est théoriquement réalisable, pour une application médicale de surveillance de patients mobiles dans l'environnement.

Mots clés: Communications optiques sans fil, Infrarouge, Propagation diffuse, Réseau de capteurs corporel, CDMA Optique, Télésurveillance médicale.

Optical wireless communication performance for body area networks

Abstract :

This thesis deals with the performance of optical wireless communications for body area networks (BAN) as an alternative solution to the radiofrequency one, in the context of mobile healthcare monitoring. After presenting the main characteristics of a BAN using the radiofrequency technology, specifically in the UWB band, we explain the advantages of the optical wireless technology. Diffuse propagation based on infrared technology is then considered for BAN, exploiting optical reflections from environment surfaces. Several optical wireless channel modeling methods are introduced, and we consider two solutions for the link between two on-body nodes: a classical method named "one reflection model", used to estimate performance variations, and a ray-launching method, used to take into account a great amount of optical reflections. Considering several scenarios, we determine the outage probability, and show that the diffuse optical wireless technology is able to achieve an on-body link, with the data rates and the quality of service required by health monitoring applications, for a transmitted power far lower than the limit defined in standards. Then, we evaluate the theoretical performance, in terms of error probability, of an optical wireless BAN, considering the optical code division multiple access technique. Finally, we show that a BAN using optical wireless technology is theoretically feasible, regarding a health monitoring application, and considering the mobility of the patient in indoor environment.

Keywords: Optical wireless communications, Infrared, Diffuse propagation, Body area network, Optical CDMA, Healthcare monitoring.