

*A tous ceux qui ont un jour cru en moi.
Ceci n'aurait pas été possible sans vous.*



Il n'y a pas de faits, seulement des interprétations
Friedrich Nietzsche



Remerciements

En premier lieu, je tiens à remercier chacun des membres du jury pour l'intérêt qu'ils ont porté à mes recherches en acceptant d'examiner mon travail.

J'adresse de plus mes remerciements particuliers à ma tutrice de thèse, Mme. Julien-Vergonjanne Anne, et à ma co-directrice, Mme. Sahuguede Stéphanie, pour leurs conseils, leur soutien et leur patience durant ces trois années de thèse. Ce travail n'aurait pas été possible sans leur aide.

Enfin, je remercie tout le personnel de l'équipe XLIM-RESYST ainsi que tous les autres doctorants et stagiaires que j'ai eu la chance de côtoyer. Ce fût un plaisir de travailler en leur compagnie.



Droits d'auteurs

Cette création est mise à disposition selon le Contrat :

« **Attribution-Pas d'Utilisation Commerciale-Pas de modification 3.0 France** »

disponible en ligne : <http://creativecommons.org/licenses/by-nc-nd/3.0/fr/>



Sommaire

Introduction générale.....	10
Chapitre I. Introduction aux communications par optique sans fil dans le visible.....	14
I.1. Introduction	14
I.2. Présentation des communications par optique sans fil	15
I.2.1. Historique	15
I.2.2. Les communications en lumière visible ou « Visible Light Communications ».....	16
I.3. Applications	20
I.3.1. Applications en milieu extérieur (Outdoor)	20
I.3.2. Applications sous-marines	22
I.3.3. Applications en intérieur (Indoor)	22
I.3.4. Applications médicales	24
I.4. Conclusion - problématique du sujet de thèse.....	26
Chapitre II. Caractéristiques des systèmes de communications VLC.....	29
II.1. Introduction	29
II.2. Caractéristiques des émetteurs.....	30
II.2.2. Mode de rayonnement.....	34
II.2.3. Puissance optique de la source	35
II.2.4. Standards d'éclairage	38
II.2.5. Les contraintes de sécurité oculaire	39
II.3. Caractéristiques des dispositifs de réception	40
II.3.1. Les photodiodes	40
II.3.2. Phototransistors	42
II.3.3. Capteurs d'images.....	42
II.3.4. Les LED en réception	43
II.3.5. Les cellules solaires	44
II.4. Les sources de bruits	44
II.4.1. Le bruit optique ambiant	44
II.4.2. Le bruit thermique.....	46
II.5. Définition et modélisation d'un système VLC en milieu fermé	47
II.5.1. Schéma bloc.....	47
II.5.2. Les différents types de propagation par optique sans fil	47
II.5.3. Détermination de l'éclairement moyen.....	53
II.5.4. Les modulations dans le domaine des VLC	54
II.5.5. Simulation du canal VLC	57
II.6. Conclusion	60
Chapitre III. Etude du canal VLC tenant compte d'un récepteur mobile et porté.....	62
III.1. Introduction	62
III.2. Modélisation et simulation du canal VLC.....	63
III.2.1. Validation de RaPSor	63
III.2.2. Modélisation des sources	65
III.2.3. Nombre de réflexions	66
III.2.4. Modélisation des surfaces	67
III.3. Configuration étudiée	71



III.3.1. Description générale.....	71
III.3.2. Caractéristiques des émetteurs	72
III.3.3. Caractéristiques et mobilité du récepteur.....	75
III.4. Impact de la présence du corps	82
III.4.1. Modélisation du corps.....	83
III.4.2. Impact des variations de l'orientation du récepteur	87
III.4.3. Impact du coefficient de réflexion du corps	89
III.4.4. Distance corps-récepteur.....	90
III.5. Conclusion	94
Chapitre IV. Etude des performances d'un système de communication IR/VLC	97
IV.1. Introduction.....	97
IV.2. Détermination des performances du canal VLC.....	98
IV.2.1. Choix de la modulation.....	98
IV.2.2. Probabilité d'outage	99
IV.2.3. Performances.....	101
IV.2.4. Le mode « Light-Off »	103
IV.3. Détermination des performances du canal IR	106
IV.3.1. Environnement étudié	106
IV.3.2. Modélisation du canal IR.....	111
IV.3.3. Considérations sur la puissance optique	115
IV.4. Performance globale.....	116
IV.4.1. Définition de la performance globale	116
IV.4.2. Etude en fonction de la puissance.....	118
IV.4.3. Application à différentes contraintes médicales	121
IV.5. Conclusion.....	123
Chapitre V. Etudes expérimentales.....	125
V.1. Introduction.....	125
V.2. Etude expérimentale de la voie montante IR	125
V.2.1. Présentation du dispositif de test.....	125
V.2.2. Paramètres pour les simulations théoriques.....	127
V.2.3. Paramètres expérimentaux étudiés	132
V.2.4. Protocole de mesure	133
V.2.5. Résultats expérimentaux.....	134
V.3. Etude expérimentale d'un lien VLC.....	137
V.3.1. Présentation du système.....	137
V.3.2. Etage d'émission.....	139
V.3.3. Etage de réception	143
V.3.4. Test du système.....	146
V.4. Conclusion.....	153
Conclusion générale et perspectives	155
Bibliographie	161
Publications personnelles.....	171
Annexe I : Exemple de fichier de simulation utilisé avec le logiciel RaPSor	172
Annexe II : Exemple de fichier de résultat obtenu avec le logiciel RaPSor.....	175
Annexe III – Liste de paramètres de simulation pour le canal VLC	179
Annexe IV : Liste des paramètres de simulation pour le lien IR	181



Annexe V : Description du dispositif portable communiquant en IR	183
Annexe VI : Algorithme de décodage voie montante	185
Annexe VII : Mesures de BER effectuées sur le banc VLC.....	186
Abréviations	187
Table des illustrations.....	189
Table des tableaux	193





Introduction générale

Depuis le début des années 2000, on observe dans notre vie une augmentation exponentielle de la présence d'objets connectés. L'évolution des réseaux et des techniques de communications ont permis d'étendre le champ des possibles, offrant à chacun un accès de plus en plus rapide aux informations.

Cette accessibilité permet aujourd'hui d'améliorer la qualité de vie quotidienne. On peut notamment citer les nombreuses applications et gadgets permettant de suivre son activité physique, commander ses appareils électroménagers à distance depuis son portable ou encore discuter avec des personnes éparpillées dans le monde entier.

Cependant, cette évolution se heurte petit à petit à certaines limitations. En effet, la multiplication de dispositifs communicants et de services à haut débit contribue à la saturation du spectre associé aux radiofréquences (de quelques kHz à 300 GHz). On note également une méfiance généralisée croissante envers la présence d'ondes électromagnétiques dans notre quotidien. Outre les perturbations qu'elles peuvent engendrer sur les appareils qui nous entourent, c'est principalement leur impact sur la santé qui est pointé du doigt. Même si les conséquences de cet impact restent encore à définir, il est certain que l'effet biologique sur le long terme de l'exposition prolongée aux radiofréquences reste aujourd'hui très obscur. Une loi (loi Abeille) a été promulguée en France en février 2015 qui va dans ce sens car elle vise à la modération de l'exposition du public aux ondes électromagnétiques, allant même jusqu'à interdire le WiFi dans les locaux destinés aux enfants de moins de trois ans.

Cette préoccupation est également très importante pour les milieux sensibles comme les établissements de santé. En effet, la demande de connectivité sans fil y est croissante, par exemple de la part des personnels soignants qui veulent pouvoir accéder plus rapidement aux données de leurs patients. Cette demande est légitime puisque que cela permet d'améliorer et d'accélérer le diagnostic. En plus des problématiques liées à la santé, la présence de perturbations électromagnétiques induites par les ondes radiofréquences peut aussi représenter un risque pour la sécurité matérielle concernant les appareils médicaux. Il existe également un risque en termes de confidentialité lorsque les données médicales sont transmises par radiofréquences.

Pour toutes ces raisons, l'utilisation de technologies sans fil alternatives ou complémentaires aux radiofréquences présente un grand intérêt. L'une des possibilités est basée sur l'utilisation des ondes optiques. Initialement développée dans le domaine de l'infrarouge (IR), la technologie de communication par optique sans fil connaît actuellement un grand essor dans le spectre visible depuis la démocratisation des LED pour l'éclairage. En effet, autrefois très onéreuses, les LED sont de moins en moins chères à produire. Une caractéristique de ces composants est leur capacité à commuter rapidement, ce qui est l'élément clé pour le développement des communications dans le visible ou Visible Light Communication (VLC). Cette technologie fait l'objet de nombreuses recherches car elle permet de combiner les fonctions d'éclairage et de communication. Il existe déjà aujourd'hui des applications grand public utilisant les VLC. On peut notamment citer des applications de localisation indoor dans les centres commerciaux, les musées, les hôpitaux.



Les challenges en VLC restent encore nombreux. Ils sont liés par exemple à la montée en débit ou aux performances des composants. Le principal enjeu étant l'établissement d'un standard qui permettrait le développement d'un marché de masse.

Dans le domaine médical, il y a une application particulièrement intéressante de l'optique sans fil et qui présente de nombreuses problématiques, les réseaux de capteurs corporels pour la télésurveillance des patients. Dans ce concept, on a au minimum un capteur médical embarqué dans un système communiquant porté par le patient. La donnée captée est transmise à un point de collecte qui transfère ensuite une information soit au patient, soit au personnel médical.

L'objectif de la thèse est d'étudier les performances des technologies optiques sans fils pour cette communication bidirectionnelle. Un lien IR sera considéré pour la voie montante entre le dispositif porté et le point de collecte et un lien en visible, lié aux sources d'éclairage de l'environnement, pour la voie descendante entre le point de collecte et le récepteur également porté.

La principale contribution apportée par cette thèse consiste à étudier les performances des canaux de communication IR et VLC en considérant les différents paramètres associés à la mobilité. On s'intéresse ici à la fois aux mouvements de l'émetteur, associé à la voie montante IR, mais aussi à ceux du récepteur, associé à la voie descendante VLC. Ces considérations nous permettent également d'illustrer le potentiel de cette technologie pour ce type d'application en considérant les limites associées à chacun des liens de communication.

Le manuscrit est organisé en cinq chapitres. Le premier chapitre introduit la technologie de communication par optique sans fil. Après un bref historique, nous présentons les divers avantages et inconvénients. Ensuite, les différents types d'applications et de recherches autour de cette technologie appliquée au domaine du visible sont illustrés. Nous nous attardons particulièrement sur celles concernant le milieu médical, nous permettant ainsi de situer le travail proposé dans l'état de l'art actuel et ainsi de définir le scénario étudié dans ce document.

Dans le second chapitre, nous présentons les principes de base et les différentes caractéristiques d'un système de communication par optique sans fil dans le domaine du visible en commençant par définir le fonctionnement des sources d'émissions associées à cette technologie : les LED. Nous décrivons ensuite les différents types de récepteurs associés ainsi que les diverses sources de bruits. Enfin, les différents types de liaison et la modélisation associée sont détaillés avant d'introduire la méthode utilisée pour la simulation du canal optique sans fil.

Le troisième chapitre est consacré à l'étude du canal pour la voie descendante en visible. Dans un premier temps, nous commençons par valider l'outil de simulation présenté au chapitre précédent. Nous étudions en particulier différents paramètres : le modèle de source, le nombre de réflexions optiques à considérer et le coefficient de réflexion des surfaces. Dans un second temps, nous décrivons les paramètres du scénario étudié afin d'analyser l'impact de la mobilité du récepteur sur le gain optique et sur l'étalement de la réponse impulsionnelle. Nous menons une approche statistique prenant en compte les positions aléatoires du récepteur puis les variations de hauteurs ainsi que les changements



d'orientations du récepteur induits par le mouvement. Par la suite, nous nous intéressons aux conséquences de la présence du corps portant le récepteur. L'importance de l'impact sur le canal de ces différents paramètres est analysée en conclusion et permet d'apprécier leur degré d'intérêt pour la modélisation.

Le quatrième chapitre se concentre sur l'étude des performances d'un lien IR/VLC appliqué au monitoring de patient pour le scénario étudié dans la thèse. Nous définissons tout d'abord les métriques utilisées pour analyser les performances du lien VLC c'est-à-dire la probabilité de rupture en modulation OOK pour un taux d'erreur donné et un débit en fonction de la puissance optique. L'objectif est de déterminer la puissance permettant de fournir un éclairage adapté à l'usage et assurant la qualité de communication visée. Nous étudions ensuite le canal IR en réalisant une étude paramétrique similaire à celle faite dans le chapitre précédent concernant l'impact de la mobilité du patient. Les différences avec le canal VLC résident d'une part dans l'utilisation de la diversité spatiale fournie par quatre récepteurs IR répartis uniformément au plafond et d'autre part dans la contrainte sur la puissance IR. En effet, on cherche dans ce cas une puissance minimale pour respecter la sécurité oculaire et diminuer la consommation du dispositif porté. Cette étude se conclue par l'analyse de la performance globale du lien bidirectionnel IR/VLC et de sa faisabilité pour diverses applications médicales.

Le cinquième et dernier chapitre est orienté autour de validations expérimentales. En utilisant un système développé au cours des dernières années au sein de l'équipe de recherche, nous effectuons des mesures expérimentales permettant de valider certaines conclusions du chapitre précédent sur la voie montante IR, mais aussi certains résultats déjà présents dans la littérature. Pour finir, nous décrivons la conception d'un banc de test VLC destiné à réaliser des mesures associées à la voie descendante.

Ce document se termine par une conclusion générale sur le travail effectué, ainsi que sur les diverses perspectives offertes par l'ensemble des résultats obtenus.





Chapitre I. Introduction aux communications par optique sans fil dans le visible

I.1. Introduction

Ces dernières années, le nombre de dispositifs, applications et services basés sur une connectivité sans fil a augmenté de manière exponentielle entraînant de profondes modifications dans nos manières de vivre. De nouveaux concepts tels que l'Internet des Objets (IoT) associés à la connectivité des capteurs et des machines vont amplifier ce phénomène. Le dernier forum mondial sur les réseaux sans fil [1] prédit 7 trillions d'appareils connectés sans fil à disposition de 7 milliards d'humains d'ici l'année 2020. Cette incroyable proportion est source de nombreuses préoccupations.

Outre les considérations écologiques majeures liées à la production et au recyclage de tels appareils, et sachant que le terme « sans fil » désigne essentiellement les technologies radiofréquences (30KHz à 300GHz), le challenge principal est la saturation du spectre électromagnétique.

Pour faire face à l'accroissement de connectivité, de nombreuses solutions et techniques avancées [2] sont envisagées dans les futures normes (5G) tout en essayant de limiter le coût énergétique et indirectement l'impact Carbone. Une solution alternative pour surmonter les problématiques est d'utiliser une technologie complémentaire aux radiofréquences au-delà de 300 GHz. Ce domaine est celui de l'optique sans fil, qui offre une bande passante libre pratiquement illimitée (400 THz) et qui se décompose en trois sous-bandes (Figure I-1) : le proche infrarouge (IR), la bande visible (390–750 nm) et l'ultra-violet (UV 200–280 nm).

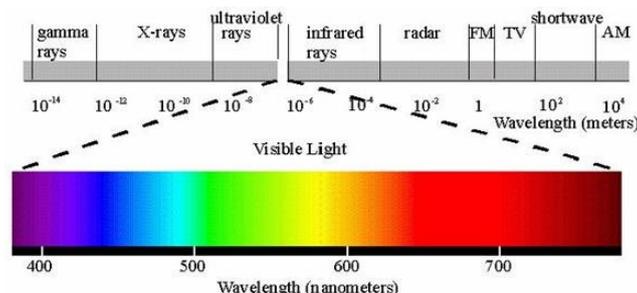


Figure I-1 : Spectre optique de l'ultraviolet à l'infrarouge

Source : <https://tpearcenciel.wordpress.com>

Au cours de ce chapitre, nous commencerons par présenter un bref historique des communications par optique sans fil. Nous détaillerons ensuite les spécificités liées au domaine du visible (Visible Light Communication ou VLC) en présentant les avantages et inconvénients. Après une brève description des standards existants associés à cette technologie, les différents domaines d'applications seront présentés et en particulier les applications médicales. Tous ces éléments permettront de définir le contexte de la thèse lié aux applications de monitoring en santé ainsi que les différentes problématiques étudiées dans ce document.



I.2. Présentation des communications par optique sans fil

I.2.1. Historique

Communiquer par optique fût l'un des premiers moyens de communication utilisé par l'être humain. On peut prendre pour exemple les signaux lumineux entre deux bateaux, les signaux de fumées des peuples indiens d'Amérique ou encore les balises côtières (par l'intermédiaire du feu). Très rudimentaires par leur aspect, ces techniques permettaient néanmoins de transmettre de manière rapide et efficace des informations essentielles.

Il faut attendre 1880, année de l'invention du photophone de Alexander Graham Bell (figure I-2), pour voir émerger le premier véritable dispositif de communication par optique sans fil, ou Optical Wireless Communication (OWC) [3]. Similaire aux téléphones modernes, cet appareil permettait de moduler la voix d'une personne grâce à un système de miroir plan flexible. Les variations de fréquence du signal permettaient de créer une alternance concave/convexe au niveau de la surface réfléchissante, modulant ainsi la lumière incidente du soleil. En combinant des cellules de sélénium avec un miroir concentrateur au niveau de la réception, il était possible de décoder l'information reçue. Dans ses dernières versions, le dispositif pouvait envoyer et recevoir un signal à plus de 200 mètres de distance.

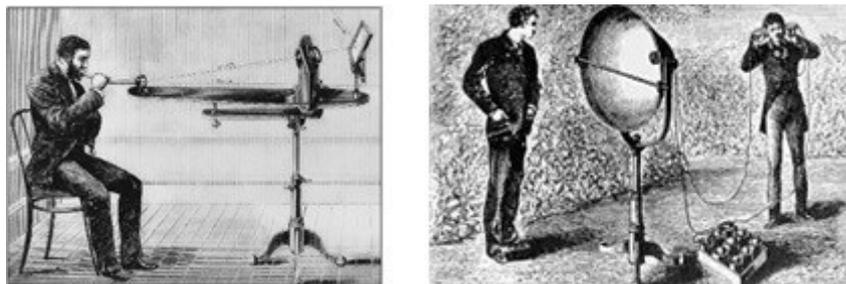


Figure I-2 : Le photophone de Graham Bell (1880)

Source : <https://imgur.com/>

Malgré des premiers résultats prometteurs, l'appareil fût très vite concurrencé par l'invention du télégraphe en 1894 par Guglielmo Marconi. Cette technologie permettant de couvrir de plus grandes distances, le photophone fût délaissé au profit du développement d'appareils utilisant les radiofréquences (RF).

Il faut attendre les années 60 avec l'invention des premières diodes électroluminescentes, ou Light Emitting Device (LED), et des dispositifs laser pour voir ressurgir cette technologie. De nombreuses expérimentations se sont déroulées jusque vers les années 70 [4] correspondant au développement des fibres optiques qui supplantent alors l'optique sans fil pour les transmissions longues distances. En 1962 par exemple, le laboratoire Lincoln du Massachusetts Institute of Technology (MIT) établit la transmission d'un signal télévisuel sur plus de 48 km en optique sans fil utilisant des diodes laser, ou Laser Diode (LD).

Grâce aux progrès réalisés dans les technologies de fabrication des composants de transmission et de détection optiques, le développement des communications par optique sans fil s'est poursuivi notamment pour les applications militaires et spatiales en raison de la sécurité inhérente de l'optique liée au confinement des faisceaux.



La pénétration de cette technologie sur le marché de masse est restée limitée, excepté autour des années 1990 pour les communications courte portée (IrDA Infrared Data Association [5]) telles que le contrôle à distance d'appareils (télécommande) et avec un certain succès pour les liaisons optiques en espace libre (Free Space Optics ou FSO) déployées lorsque les installations par fibre optique n'étaient pas possibles ou réalisables. Du fait de la demande croissante de transmissions très haut-débits, le marché des systèmes FSO est en forte augmentation depuis le début du siècle.

Avec l'invention de la diode bleue par le Dr. Shuji Nakamura en 1993 [7], puis la mise au point de la diode blanche, de nouvelles applications sont également envisagées dans le domaine de l'éclairage. L'émergence du domaine des communications dans le visible (VLC) résulte de ces innovations.

Les nouvelles générations de LED d'éclairage aux caractéristiques attractives en terme notamment de durée de vie (≈ 50.000 h), d'efficacité lumineuse (260 lm/W) et de consommation d'énergie, remplacent progressivement les ampoules à incandescences et les lampes fluorescentes. D'ici 2050, il est prévu que la quasi-totalité des éclairages utilisent des LED. De plus, la capacité de commutation ultra rapide de ces dernières permet une modulation de l'intensité lumineuse imperceptible pour l'œil humain, permettant ainsi d'imaginer de nouveaux usages. Les premières expérimentations de transmission ont eu lieu au Japon en 2005 à l'université de Kio (Tokyo). En 2011 le professeur Harald Haas et son équipe de recherche à l'Université d'Édimbourg démontrent les potentialités d'une transmission vidéo par VLC et introduisent pour la première fois le terme «Li-Fi», acronyme officieux couramment utilisé aujourd'hui lorsqu'on parle de la technologie VLC [7,8]. L'idée introduite derrière ce terme est de faire une analogie avec celui du WiFi.

I.2.2. Les communications en lumière visible ou « Visible Light Communications »

I.2.2.1. Généralités

La démocratisation des éclairages à LED depuis les années 2000 a donc permis d'envisager la combinaison des notions d'éclairage et de communication. Ces dernières années, de nombreuses recherches se sont axées autour de l'intégration des VLC au sein de notre environnement et on peut trouver un grand nombre d'articles sur cette technologie [9-20].

Comme on peut l'observer sur l'illustration de la Figure I-3, un des objectifs est de s'inscrire dans le développement de l'inter-connectivité des personnes avec leur environnement intérieur. Il s'agit du type d'application le plus couramment considéré car 70% des communications sont effectuées en intérieur. Mais de nombreuses utilisations en extérieur sont également possibles notamment dans le contexte des villes et des transports intelligents.



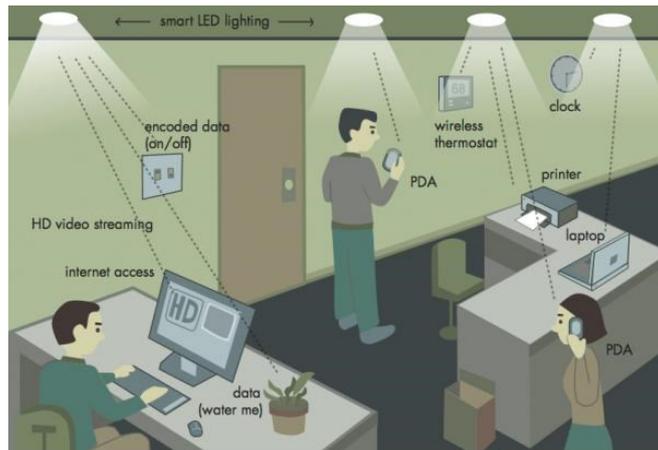


Figure I-3 : Illustration des applications utilisant les VLC en milieu intérieur

Source : <https://www.theengineer.co.uk>

I.2.2.2. Avantages

Comparées aux technologies RF, les communications par optique sans fil présentent de nombreuses caractéristiques très avantageuses [16-18].

Le premier argument avancé est la bande passante disponible pour cette technologie. Contrairement aux RF, elle s'étend sur plusieurs GHz et peut être utilisée sans restriction. Cet avantage permet de répondre au problème croissant de la congestion du spectre RF, limitant de plus en plus le déploiement de nouveaux appareils et réseaux de communications.

Deuxièmement, du fait des valeurs des longueurs d'onde (\approx nm) par rapport aux dimensions des récepteurs (\approx cm) cette technologie n'est pas, contrairement aux RF, sujette aux évanouissements multi-trajets.

Autre avantage : l'absence de génération de perturbations électromagnétiques. L'utilisation d'ondes lumineuses permet en effet de s'affranchir des problèmes de perturbation qui se posent dans le domaine RF, spécifiquement dans des environnements comme les avions, les trains ou encore les milieux hospitaliers.

On peut ensuite noter le fait que les rayons lumineux traversent mal la matière. Ils sont donc généralement confinés dans leur environnement. C'est un avantage qui permet d'améliorer la sécurité de l'information (interception des données impossible de l'extérieur), mais qui limite de manière évidente la couverture et rend aussi cette technologie très sensible aux phénomènes de blocages.

Enfin, cette technologie permet de combiner les fonctions d'éclairage et de communication et donc s'appuie sur des émetteurs disséminés un peu partout dans l'environnement. Chaque lampe est en effet susceptible de transmettre à condition que l'ampoule soit à LED. Ainsi, les besoins en termes d'installation et de maintenance sont réduits.



I.2.2.3. Inconvénients

Toute technologie présente des inconvénients, et les communications par optique sans fil n'échappent pas à cette règle.

Tout d'abord, comme précisé précédemment, le fait que la lumière ne puisse pas traverser la matière opaque pose de graves problèmes de blocages. En effet, si le récepteur est bloqué par n'importe quel objet, aucun signal lumineux ne peut parvenir jusqu'à lui, rompant ainsi son lien avec le signal émis.

D'autre part, l'impact de la puissance optique émise ne peut être négligé. Dans le domaine de l'infrarouge ou de l'ultraviolet, cela se manifeste par une limitation en puissance liée au danger de ce type de rayonnement sur la rétine ou sur la peau. Dans le domaine du visible, cette limitation est liée à la notion d'éblouissement car le signal émis dépend de l'éclairement fourni par la source. On note également que si on éteint totalement la source lumineuse, on ne peut émettre aucun signal.

De plus, il existe certains cas pour lesquels la lumière visible peut aussi avoir un impact physiologique. En effet, il est possible de voir apparaître des effets de scintillements lors de l'envoi d'informations. Cet effet peut-être dû, par exemple, à une longue suite d'états où la lumière est éteinte, créant ainsi une trop grande discontinuité du signal optique. Ceci a pour effet de rendre perceptible le changement d'état de la source, conduisant à un inconfort visuel et même parfois à des nausées. Il existe néanmoins de nombreuses méthodes au niveau de la modulation du signal permettant de résoudre ce problème.

Enfin, on peut noter que cette technologie peut être parasitée par de nombreuses sources de bruits optiques ambiants comme le soleil, les lampes à incandescences ou n'importe quelle autre source lumineuse.

I.2.2.4. Standardisation

a) Historique

L'une des premières applications grand public de l'optique sans fil est l'utilisation de LED IR dans les télécommandes. Afin de normaliser cette utilisation, un consortium d'entreprises décida de créer, en 1993, un standard permettant de normaliser les protocoles de communications associés. Celui-ci, nommé « Infrared Data Association » (IrDA), est toujours en vigueur aujourd'hui et continue d'être utilisé pour des applications entre 850 et 900 nm, à bas coût, courte portée (de l'ordre du mètre) et point-à-point. L'évolution prévoit une norme Giga-IR très courte portée pouvant supporter des débits très élevés de l'ordre du Gbit/s [5].

En 1997, l'organisation IEEE a également développé un standard de communication IR dans 802.11 pour les réseaux sans fils locaux (WLAN) mais qui disparaît des versions révisées en 1999 au profit des communications RF ayant une plus grande portée.

En 2007, la Japan Electronics and Information Technology Industries Association's (JETA) établit un premier standard sur les systèmes utilisant l'optique sans fil en visible. A la suite, le Visible Light Communication Consortium (VLCC) introduit en 2008 de nouvelles spécifications, mais c'est à partir de 2011 qu'un premier véritable groupe de travail se forme afin de concevoir le standard IEEE 802.15.7, spécifique au domaine des VLC [16-18,20]. Celui-ci est toujours en vigueur actuellement et différentes activités d'évolution de la norme sont en cours [21].



Deux sous-groupes d'IEEE 802.15 travaillent actuellement sur la norme:

- IEEE 802.15.7m pour faire évoluer le premier standard en incluant les communications utilisant un capteur d'image ou caméra (OCC Optical Camera Communication) et les communications faible débit unidirectionnelles utilisant des LED. La version révisée est attendue pour 2018.
- IEEE 802.15.13 pour des communications par optique sans fil très haut-débit (plusieurs Gbit/s) déployées pour des applications généralement industrielles et complexes incluant plusieurs émetteurs et récepteurs. La version révisée est attendue pour 2019.

En parallèle, un groupe au sein d'IEEE 802.11 (The Light Communications (LC) Topic Interest Group) travaille également autour du Li-Fi pour une intégration aux futurs systèmes 5G. Ce groupe est plus large que celui d'IEEE.802.15 car regroupant les entreprises de télécommunications (fabricants de circuits, de systèmes, les opérateurs), les organismes de recherche et les entreprises d'éclairage. L'objectif serait de fournir à l'horizon 2021, une norme axée sur une solution de marché de masse visant à satisfaire un large éventail de cas d'utilisation avec une complexité limitée et l'interopérabilité.

b) Éléments sur la norme IEEE 802.15.7

La norme IEEE 802.15.7 actuelle [21] définit la couche physique (PHY) et la couche de contrôle d'accès (MAC) pour des communications par optique sans fil courte portée utilisant la lumière (spectre entre 380nm et 780nm) pour des applications en milieu intérieur (indoor) et extérieur (outdoor). De plus, elle permet de prendre en compte les problématiques de variations d'intensité lumineuse (« dimming ») et les techniques d'atténuation des effets de scintillement (« flickering »).

– couche PHY

Le standard propose 3 couches PHY différentes selon les débits visés. Elles peuvent coexister au sein d'un même système, mais pas interagir entre elles. L'utilisation de chacune des couches PHY est détaillée par plusieurs caractéristiques parmi lesquelles on peut citer la modulation et le codage correcteur d'erreur.

Comme illustré sur le figure I-4, la couche PHY I est principalement utilisée pour les bas débits (de 11.6 à 266.6 kb/s) dans les applications « outdoor ». Elle utilise deux types de modulation On-Off keying (OOK) et Variable Pulse Position Modulation (VPPM) et supporte des codes convolutifs et de Reed Solomon (RS).

Concernant la couche PHY II, elle est réservée aux applications à plus haut débit (de 1.25 à 96 Mbit/s) en outdoor et indoor point à point. Comme pour PHY I, elle utilise les modulations OOK et VPPM mais ne supporte que les codes RS.

Enfin, la couche PHY III est utilisée pour des applications comportant de multiples sources d'émissions ou de réceptions utilisant des fréquences (ou ici couleurs) différentes. Elle utilise alors une modulation particulière appelée Color Shift Keying (CSK) et supporte les codes RS. Les débits visés sont entre 12 et 96 Mb/s.



Mod.	RLL Code	Clock Rates	RS Code	Convolutional Code	Data Rate
OOK	Manchester	200 kHz	(15,7)	1/4	11.67 kb/s
			(15,7)	1/3	24.44 kb/s
			(15,7)	2/3	48.89 kb/s
			(15,7)	none	73.3 kb/s
			none	none	100 kb/s
VPPM	4B6B	400 kHz	(15,2)	none	35.56 kb/s
			(15,4)	none	71.11 kb/s
			(15,7)	none	124.4 kb/s
			none	none	266.6 kb/s

Figure I-4 : Couches PHY I du standard IEEE 802.15.7 [22]

– couche MAC

Au sein du standard, trois topologies d'accès sont proposées :

- Topologie en étoile : une communication est établie entre deux dispositifs et une commande centrale, servant de coordinateur. L'accès est aléatoire et peut s'établir en utilisant le mécanisme CSMA/CA qui permet de vérifier la disponibilité du canal.
- Topologie en pair à pair (ou Peer to Peer P2P) : chaque appareil peut communiquer avec un autre au sein de la zone de couverture, l'un des deux étant le coordinateur.
- Topologie de diffusion : chaque appareil peut transmettre de manière unidirectionnelle un signal aux autres appareils présents sans être associés à aucun dispositif.

De nombreux travaux portent sur la simulation des protocoles des couches PHY et MAC proposées dans le standard ou modifiés pour améliorer les performances [23-27]. Différentes publications présentent également comment implémenter la norme basée sur le concept de la radio logicielle ou en utilisant des FPGA ou des SOC [22, 28, 29].

I.3. Applications

I.3.1. Applications en milieu extérieur (Outdoor)

Les diverses applications en extérieur axées autour des VLC ont commencé à émerger lorsque l'industrie automobile s'est intéressée à la possibilité de faire communiquer deux voitures entre elles en utilisant l'éclairage de leurs phares. De cette idée découlent trois types d'applications complémentaires, chacune s'intégrant dans la dynamique de développement des transports intelligents, ou Intelligent Transport System (ITS) [30-35]:

- La communication Véhicule à Véhicule (V2V)
- La communication Véhicule à Infrastructure (V2I)
- La communication Infrastructure à Véhicule (I2V)



L'objectif ici est de concevoir un écosystème dans lequel chaque véhicule peut devenir conscient des obstacles et dangers qui l'entourent, lui permettant ainsi d'agir en conséquence soit de manière autonome soit en avertissant les utilisateurs alentours (figure I-5). Les principales problématiques liées à ces applications concernent le haut niveau de bruit optique ambiant, généré par le soleil notamment, et les distances importantes mises en jeu (plusieurs mètres). A cela s'ajoute l'impact des conditions météorologiques (neige, pluie, température...) qui constituent un caractère imprévisible.

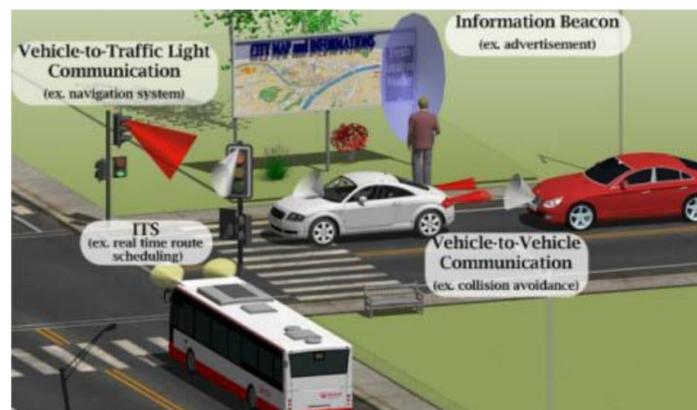


Figure I-5 : Illustration des applications VLC en extérieur

Actuellement, dans le cadre de communication V2V, il est expérimentalement possible d'établir une communication à 10 kbit/s entre deux véhicules distants de 30 mètres l'un de l'autre [31]. Dans cette configuration, on réalise une communication point à point entre chaque véhicule, c'est-à-dire que les véhicules sont considérés immobiles l'un par rapport à l'autre (ils vont donc à la même vitesse).

Les scénarios V2I fonctionnent de manière similaire aux communications V2V, si ce n'est que le véhicule diffuse des informations à destination de l'environnement alentour. Même si à l'heure actuelle les technologies visées s'orientent principalement autour du Wi-Fi ou du Bluetooth, on trouve dans la littérature des méthodes utilisant les VLC [36].

Concernant les communications I2V, on privilégie généralement la technique du « handover » : en considérant que des sources d'éclairages sont présentes dans les rues (exemple : lampadaire), il est possible d'utiliser le recouvrement de ces diverses zones d'éclairage afin de transmettre des informations en continu à un véhicule mobile [37].

Enfin, on peut aussi noter la démonstration expérimentale d'une communication VLC point à point permettant d'atteindre 1.8Gbit/s pour une distance de 50m [32]. Ce type d'application permet d'autre part d'ouvrir le champ des possibilités des communications Infrastructure – Usagers (I2X) et donc de venir compléter les technologies de communication RF utilisées en milieu extérieur.



I.3.2. Applications sous-marines

Concernant les applications extérieures, il existe un domaine où la technologie VLC propose une solution performante là où la technologie RF n'en apporte pas : celui des communications sous-marines.

Les nombreuses recherches dans ce domaine ces dernières années illustrent l'intérêt de cette technologie pour la surveillance d'écosystèmes marins ou l'exploration sous-marine (notamment dans le domaine de l'exploitation pétrolière).

L'optique sans fil permet, de par sa large bande passante, d'atteindre des débits bien supérieurs à ceux obtenus avec les RF (<Mbit/s) [38]. De plus, les ondes lumineuses se propagent plus rapidement dans l'eau que les ondes électromagnétiques ou sonores, réduisant ainsi grandement la latence du signal. De ce fait, la technologie optique en visible est maintenant considérée comme une excellente alternative [38-41].

Les longueurs d'ondes généralement utilisées sont situées entre 450 et 550 nm, car il s'agit de celles pour lesquelles l'absorption dans l'eau est minimale. De plus, on utilise généralement des diodes laser au lieu des LED visibles traditionnelles, notamment à cause de leur grande directivité et donc leur performance. Néanmoins, l'inconvénient est que plus la distance augmente plus il est difficile d'assurer les contraintes d'alignement à cause justement de la directivité de la source. Récemment, il a été montré qu'il était possible d'atteindre un débit de 10 Gbit/s à une distance de 10 m [42].

L'un des principaux enjeux dans ce domaine est alors l'augmentation de la distance de communication. En effet, l'atténuation des signaux optiques dans l'eau est importante, limitant les performances atteignables. C. Wang et al [43] ont établi récemment qu'il était possible de transmettre un signal sur une distance de 500 m en utilisant une LED du commerce. Avec une telle distance, les problèmes de sensibilité du récepteur s'ajoutent à ceux liés à la directivité de la source. En effet, plus la distance augmente, plus l'atténuation est forte. Il est donc nécessaire d'augmenter aussi la sensibilité du capteur [44, 45].

I.3.3. Applications en intérieur (Indoor)

- **Liaison point à point**

Les applications point à point, ou multipoints à point, constituent la majorité des recherches autour des VLC. On appelle point à point le fait de transmettre une information entre une ou plusieurs sources fixes (ici les éclairages présents dans la pièce) à un ou plusieurs récepteurs, eux aussi immobiles dans l'environnement. Une illustration du concept est reportée en figure I-6. L'objectif dans ce scénario est d'atteindre de très hauts débits (>Gbit/s) afin de proposer une alternative viable aux technologies Wi-Fi (concept du Li-Fi).

En effet, les environnements intérieurs disposent de nombreuses sources d'éclairages utilisées même en pleine journée afin d'assurer un confort optique adéquat. De plus, les faibles distances mises en jeu permettent de réduire significativement l'atténuation du signal par rapport aux applications en extérieur.

De nombreuses recherches théoriques ont été menées, permettant par exemple de démontrer qu'il était possible d'atteindre des débits supérieurs à 10 Gb/s en utilisant des LED



« Red-Green-Blue » (RGB) [46]. De plus, on voit ces dernières années émerger de plus en plus de démonstrations expérimentales [47-51]. Parmi les plus récents résultats, les auteurs dans [51] montrent qu'il est possible d'atteindre un débit de 2.5 Gbit/s entre un émetteur VLC constitué d'une diode laser et un récepteur situé à 12m.

Enfin, on relève également des études cherchant à combiner la technologie VLC avec celle du courant porteur en ligne, ou « Power Line Communication » (PLC) afin d'optimiser le transfert d'information au sein d'une infrastructure [52].

De ce fait, de nombreuses start-up axées sur l'utilisation du Li-Fi ont récemment vu le jour, illustrant ainsi l'intérêt de l'industrie pour cette technologie. On peut citer la start-up Ecossaise PureLifi (créée en 2012 par le professeur Harald Haas) ou encore les sociétés françaises Luciom et OledComm. Elles proposent des produits permettant, à partir d'un éclairage, de recevoir internet sur son ordinateur portable grâce à un module dédié pour un débit d'environ 20 Mbit/s.



Figure I-6 : Exemple d'une configuration VLC point à point

• Les réseaux hybrides

Comme précisé précédemment, la technologie VLC n'a pas vocation à remplacer la technologie Wi-Fi. L'objectif est plutôt de proposer une alternative, voire un complément. Certaines recherches s'orientent sur la combinaison des technologies RF et VLC afin de cumuler leurs avantages et ainsi augmenter la performance des réseaux en espace intérieurs [53-56].

L'un des avantages de cette association est de permettre de s'affranchir des problèmes de blocages. En effet, la propagation de la lumière est, contrairement aux ondes RF, très sensible à la présence d'objet sur son chemin de propagation. De ce fait, il semble intéressant d'utiliser la technologie RF pour compenser les cas où le signal VLC n'est pas correctement reçu [55, 56].

On peut citer par exemple les travaux de Sakurai et al [56], dans lesquels les auteurs présentent une méthode d'intégration de systèmes Wi-Fi/IR permettant lorsque le lien optique IR se retrouve bloqué, de basculer vers l'utilisation du Wi-Fi jusqu'à que le lien IR soit de nouveau opérationnel.



Une autre approche possible consiste à considérer que les 2 technologies peuvent travailler de manière coopérative. Certaines études se penchent sur la possibilité de combiner les informations issues en même temps d'un système VLC et d'un système RF, dans le but d'augmenter significativement les performances du réseau [55].

- **La Localisation**

Il est bien connu que la localisation GPS (pour « Global Positioning System »), largement utilisée en milieux extérieurs, devient difficile d'utilisation en intérieur. Même si certaines techniques existent, celles-ci restent complexes d'utilisation et n'offrent qu'une précision très faible. Il en va de même pour l'utilisation des technologies Zigbee et Bluetooth qui sont, elles, très vulnérables aux fluctuations du signal issu de la source.

Avec ses nombreux avantages, la technologie VLC offre une solution prometteuse à la problématique de la localisation et navigation indoor. Ce type d'application a fait l'objet de nombreuses études et est l'une des premières solutions commercialisées [57-65].

Les méthodes classiques de triangulation ou de trilatération associées aux VLC permettent à l'heure actuelle d'obtenir des précisions de localisation de l'ordre du centimètre, alors que par exemple on est autour du mètre en Wi-Fi [63-65]. La puissance générée par les éclairages permet en effet d'améliorer drastiquement les performances. De plus, il est possible d'établir facilement un suivi du signal entre les différentes pièces, de par la continuité des sources d'éclairages installées. Cependant, les performances restent impactées par les fluctuations de l'intensité de la lumière, par exemple en cas de perte d'intensité entre deux pièces.

Pour les applications de navigation, le récepteur est considéré comme étant mobile. On le représente généralement par un téléphone ou une tablette portée par un utilisateur. L'industrie de la grande consommation s'intéresse particulièrement à ce genre d'application. En effet, cela permet par exemple d'indiquer au client la localisation d'un produit ainsi que le chemin pour s'y rendre. On peut notamment citer le fabricant Phillips qui s'est lancé ces dernières années dans le développement de ce type de systèmes [66].

De ce fait, les applications combinant positionnement et mobilité offrent des perspectives très prometteuses. Cependant, il reste de nombreux défis à relever, et notamment parmi eux celui lié aux conséquences de la mobilité du dispositif dans un milieu fermé.

1.3.4. Applications médicales

Contrairement aux applications générales, il existe certains domaines où les avantages de la technologie VLC permettent de répondre à des besoins très spécifiques auxquels les RF n'apportent pas de réponse simple. C'est le cas, par exemple, des milieux médicaux.

En effet, à l'image des habitudes de consommation de la société actuelle, on voit apparaître au sein des environnements médicaux une très forte demande concernant l'interconnectivité : chaque personnel soignant souhaite pouvoir accéder en temps réel aux données de ses patients ou à n'importe quelle information pouvant l'assister dans sa tâche.

Une des solutions possibles pour répondre à cette demande est le déploiement de réseaux de capteurs communicants permettant de suivre et transmettre les données de santé des patients. Pour assurer une couverture à l'échelle d'un établissement de santé, cela nécessite



un grand nombre de dispositifs. Cependant, un tel déploiement est difficilement envisageable avec des technologies uniquement RF. En effet, en dehors de la saturation électromagnétique induite par un tel nombre de dispositifs, il existe un risque de perturbation/pollution électromagnétique non seulement pour les appareils médicaux sensibles mais aussi pour les patients eux-mêmes.

De ce fait, l'optique sans fil offre une solution à cette problématique. Un exemple de scénario est illustré sur la figure I-7.



Figure I-7 : Illustration de systèmes VLC appliqués au domaine médical

Source : <https://www.postscapes.com/wifi-lights/>

Une spécificité de ce contexte est que le débit n'est pas un enjeu majeur. En effet, sur le tableau I-1 on peut remarquer que hormis dans le cas de transmission d'images, la majorité des données de santé issues de capteurs médicaux nécessite un débit inférieur au Mbit/s. Par contre la qualité de la transmission en termes de taux d'erreur binaire, ou Bit Error Rate (BER), est très importante, de même que la robustesse du lien, que ce soit face aux blocages ou à la variation d'intensité lumineuse. De plus, lorsque les capteurs sont embarqués, la consommation et la durée de vie sont également très importantes. Tous ces éléments constituent des défis pour la technologie optique sans fils d'autant plus si on considère que le patient et/ou le personnel soignant se déplacent dans l'environnement.

Dans ce contexte, l'utilisation de communications par la lumière s'envisage majoritairement pour la voix descendante car il peut être inconfortable pour un patient de porter une source lumineuse. Dans ce cas, on est dans un contexte plus général de transmission VLC indoor, plutôt bas débit avec un challenge lié à la présence et la mobilité du patient ou du personnel.

On peut répertorier plusieurs travaux récents sur ce type d'applications [67-70], certains combinant les techniques VLC et PLC [52]. En considérant un luminaire placé au plafond et un récepteur VLC fixe dans la pièce, les auteurs ont réussi à atteindre expérimentalement un débit de 48 Mbit/s.



Tableau I-1 : Contraintes pour différentes applications médicales

Application	Mesure	Débit visé	BER
Reconnaissance de mouvements	Direction/Orientation	1 Mbit/s	$<10^{-10}$
ECG	Activité cardiaque	72 kbit/s	$<10^{-10}$
EEG	Activité du cerveau	86.4 kbit/s	$<10^{-10}$
EMG	Activité musculaire	1.536 Mbit/s	$<10^{-10}$
Surveillance de température	Température du corps	<10 kbit/s	$<10^{-10}$
Audio (cœur)	Battement du cœur	1 Mbit/s	$<10^{-5}$
Vidéo/Images médicales	Activité	<10 Mbit/s	$<10^{-3}$

Enfin, on peut noter le cas particulier d'applications pour localiser ou déplacer des instruments médicaux à travers l'environnement hospitalier. C'est le cas, par exemple, de travaux de R. Murai et al [71] qui proposent d'utiliser l'éclairage ambiant d'un couloir afin de commander un robot d'assistance médical.

Concernant la voix montante, quelques travaux ont été menés sur l'utilisation des VLC pour remplacer les câbles entre les capteurs (ECG, EEG) et l'appareil d'analyse [72-74]. Les expérimentations montrent qu'il est possible de transmettre l'information dans un cas statique, par exemple entre un récepteur situé sur le lit du patient, et un récepteur localisé au plafond [74].

Cependant, il est plus simple et plus confortable pour un patient équipé de capteurs de développer la voix montante en utilisant l'infrarouge. Plusieurs travaux se sont intéressés à ce scénario principalement pour la surveillance de patients éventuellement mobiles [75-78].

C'est notamment dans ce contexte que l'équipe RESYST du laboratoire XLIM a initié dès 2009 des travaux de recherches dans le domaine du monitoring médical de patients [79-81]. Une première thèse a été menée afin d'étudier théoriquement les potentialités de la technologie infrarouge en diffus pour le monitoring d'un patient mobile [79]. Les résultats très convaincants ont permis d'étendre cette étude afin de réaliser un démonstrateur permettant de mesurer l'activité physique d'une personne en temps réel. Il a été ainsi possible de réaliser et valider des comparaisons entre les résultats pratiques et théoriques [81]. Enfin, l'équipe de recherche s'est aussi orientée sur l'application de la technologie IR aux réseaux de capteurs corporels, ou « Body Area Network » (BAN), permettant ainsi de valider le potentiel de cette technologie pour ce type d'application [80].

I.4. Conclusion - problématique du sujet de thèse

Dans ce chapitre, nous avons illustré que plusieurs arguments et éléments conjoncturels conduisent à considérer que la technologie de communication par optique sans fils constitue un complément voire, dans certaines situations, une alternative prometteuse aux systèmes de communications traditionnels par RF.

Plus particulièrement, les applications dans le milieu médical présentent un très fort intérêt, du fait que ces environnements sont extrêmement sensibles à la multiplication des



perturbations électromagnétiques générées par l'accroissement annoncé du nombre de systèmes RF, mais aussi par le besoin actuel d'une connectivité immédiate n'importe où et n'importe quand.

Afin d'explorer les possibilités offertes par la technologie optique sans fil et dans le but d'étendre les compétences de l'équipe RESYST au domaine du visible il est proposé dans cette thèse de faire l'étude de la configuration illustrée en figure I-8. L'objectif est d'étudier les performances d'un lien de communication bidirectionnel utilisant l'infrarouge en voix montante et le visible en voix descendante.

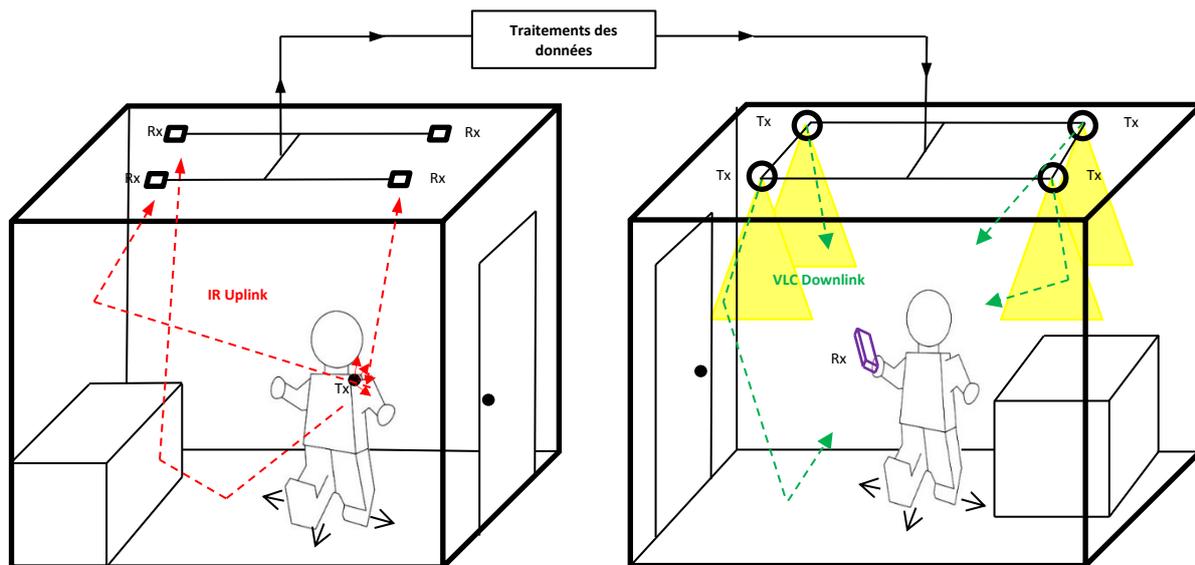


Figure I-8: Scénario considéré dans ce document

Dans cette configuration, un patient est équipé d'un système portable permettant de mesurer différents paramètres vitaux afin de les transmettre en utilisant un canal de communication par optique sans fils dans l'infrarouge. Le signal, réceptionné par un ou plusieurs récepteurs répartis dans l'environnement considéré est relayé (directement ou indirectement) à un dispositif VLC situé dans une autre pièce éventuellement. Les données sont ensuite transmises en lumière visible à un récepteur mobile (un téléphone ou une tablette, par exemple) à disposition du personnel soignant.

Dans le prochain chapitre, nous nous intéressons aux différentes caractéristiques des systèmes par optique sans fil, en particulier dans le domaine du visible. Nous présentons notamment les fonctionnements des émetteurs et récepteurs, mais aussi les méthodes permettant de déterminer la propagation d'un signal optique au sein d'un environnement et de modéliser le canal de communication.





Chapitre II. Caractéristiques des systèmes de communications VLC

II.1. Introduction

Les communications optiques sans fil sont basées, quelle que soit la bande de fréquence utilisée, sur la technique de modulation d'intensité associée à une détection directe (IM/DD Intensity Modulation – Direct Detection). La modulation de l'intensité (IM) est obtenue en faisant varier le courant de polarisation de la source optique. Contrairement au cas des RF où l'information peut être contenue dans l'amplitude, la phase ou la fréquence de la porteuse, elle est contenue ici dans la puissance instantanée. Le signal transmis est donc réel et positif. En réception par détection directe (DD), le composant de réception produit un photo-courant proportionnel à la puissance optique incidente. La figure II-1 propose une illustration de ce concept.

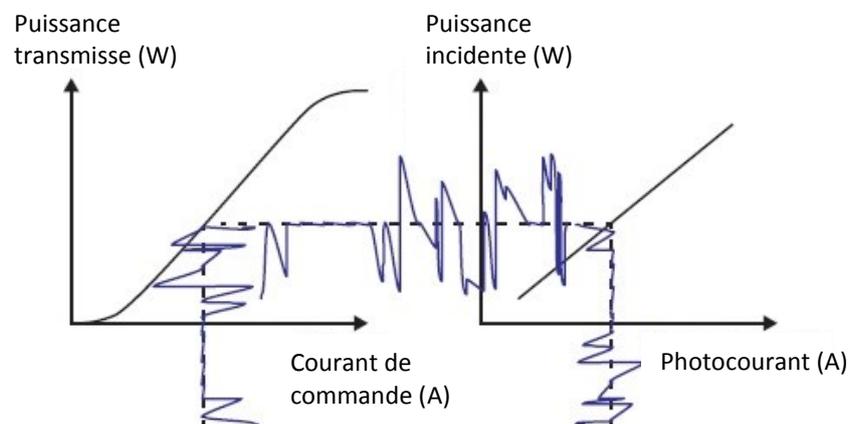


Figure II-1 : Fonctionnement IM/DD [82]

L'objectif principal de ce chapitre est donc d'introduire les bases permettant d'appréhender le fonctionnement d'un système de communication par optique sans fil IM/DD, et ce notamment pour les applications dans le domaine du visible. Les caractéristiques et le comportement des sources émettrices y sont décrites. Les problématiques associées à la génération de la lumière blanche et du calcul de la puissance optique associée y sont aussi abordées. D'autre part, ce chapitre expose les différents systèmes de réception existants. On termine par la description des principales modulations utilisées dans le cadre des communications par optique sans fil puis par la définition des différents modes de propagation ainsi que les modèles et logiciels de simulation de canal associés.



II.2. Caractéristiques des émetteurs

Dans le domaine des communications par optique sans fil, les principaux composants utilisés en émission sont les diodes. Il en existe principalement deux types : les diodes électroluminescentes (LED) et les diodes laser (LD).

En VLC, les LED sont privilégiées en raison de leur faible coût et de leur large surface d'émission, permettant de produire des faisceaux optiques plus diffus, facilitant ainsi le respect des contraintes d'éclairage ainsi que celles liées à la sécurité oculaire.

Les LD ont de meilleures performances que les LED en termes de bande passante et de rendement mais elles émettent généralement des faisceaux très étroits, devant alors respecter des contraintes de sécurité oculaire. Il est possible d'utiliser des diffuseurs afin de palier à cette limitation, cependant ces composants sont très onéreux. Les LD sont classiquement utilisées pour des applications plus spécifiques, par exemple point à point à très haut débit [47, 51, 52]. Le tableau II-1 propose un comparatif de ces deux composants.

Tableau II-1 : Comparatif LED et LD

Caractéristiques	LED	LD
Puissance optique	Faible	Importante
Largeur spectrale	(25-100) nm	(0.01-5) nm
Bande passante	Du kHz à la centaine de MHz	Du kHz à la centaine de GHz
Efficacité en puissance	(10-20) %	(30-70) %
Sécurité oculaire	Faible considération	Forte considération
Directivité	Diffuse	Directive

II.2.1.1. Sources LED

Le composant communément appelé LED consiste en un matériau semi-conducteur dopé avec des impuretés afin de créer une jonction p-n. Comme pour les diodes classiques, le courant circule facilement par le côté n, ou cathode, mais ne peut pas aller dans l'autre direction (figure II-2).

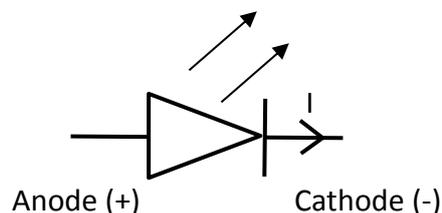


Figure II-2 : Représentation standard d'un composant LED

La puissance optique générée par ce composant dépend du courant I qui la traverse. Cependant, la relation n'est pas complètement linéaire. En effet, comme on peut le voir sur la figure II-3, l'évolution de la puissance émise en fonction du courant est composée de parties non-linéaires. Généralement, on choisit d'utiliser les LED uniquement dans leur partie linéaire afin d'en faciliter l'étude. De ce fait, on ne tiendra pas compte dans ce document du comportement non-linéaire du composant.



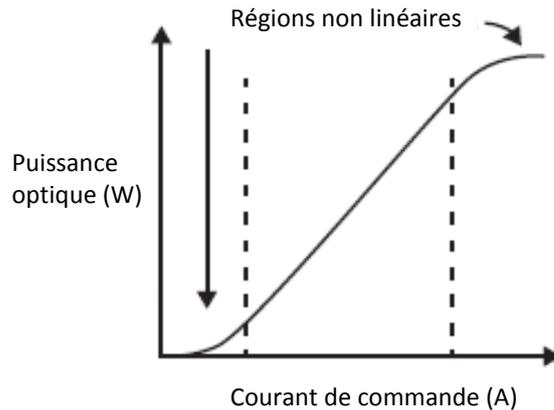


Figure II-3 : Exemple d'évolution de la puissance émise d'une LED en fonction du courant de polarisation appliqué

Une autre caractéristique importante des LED est la réponse en fréquence. Elle dépend essentiellement de la durée de vie des porteurs de charge du semi-conducteur et de la capacité parasite et est lié aux longueurs d'ondes émises. On considère généralement que le comportement d'une LED peut être modélisé par un filtre passe bas RC du premier ordre. La bande passante correspondante est alors exprimée par la fréquence de coupure f_c à -3 dB :

$$f_c = \frac{1}{2\pi RC} = B \quad (2.1)$$

Où B correspond à la bande passante du composant. Cette valeur peut également s'exprimer à partir du temps de montée t_r (rise time) de la LED. Il s'agit du temps nécessaire pour que le signal passe de 10 % à 90% de sa valeur maximale, ce qui donne $t_r = \frac{1}{RC} \ln(9)$. On peut donc en déduire :

$$B = \frac{\ln(9)}{2\pi t_r} \approx \frac{0.35}{t_r} \quad (2.2)$$

Dans le cas des LED n'émettant qu'une seule longueur d'onde (rayonnement monochromatique), la génération de celle-ci dépend du matériau utilisé. Deux familles de matériaux sont utilisées pour la fabrication de LED : les semi-conducteurs inorganiques ou organiques. Selon le matériau, la couleur de la lumière émise va de l'ultraviolet à l'infrarouge.

Historiquement, le matériau privilégié dans le proche infrarouge est l'arséniure de gallium (GaAs) dopé au silicium ou au Zinc. Ce matériau a l'avantage d'être peu coûteux tout en fournissant des caractéristiques très correctes, notamment en termes de bande passante. Par la suite, La substitution partielle de l'arsenic par le phosphore dans GaAs a permis l'apparition de la première LED visible apparaît en 1962, elle est rouge.

En 1993, la première LED bleue est créée en utilisant du nitrure de gallium-Indium (InGaN). C'est l'étape cruciale avant les LED blanches qui a fait d'ailleurs l'objet d'un prix Nobel pour ses inventeurs en 2014 [83].

Concernant les LED organiques, ou OLED, étudiées depuis les années 1990, elles sont généralement élaborées par des techniques de dépôt potentiellement à bas coût, sur des substrats rigides ou flexibles, en polymère [84,85]. Ces composants produisent une plus forte



intensité que les LED inorganiques ainsi qu'une consommation en puissance réduite. Ils ont suscité un grand intérêt auprès des chercheurs et des industriels pour la réalisation d'afficheurs et d'écrans souples. Les OLED émettant de la lumière blanche (WOLED pour « white » OLED) font l'objet de nombreuses recherches car elles permettent de diminuer encore plus la consommation électrique liée à l'éclairage. Aujourd'hui, leur principale limitation pour une utilisation VLC réside dans leur coût trop élevé et dans le fait que leur bande passante est très inférieure à celle des LED et LD classiques, limitant ainsi les débits atteignables.

Même si la technologie OLED est très prometteuse, les LED inorganiques restent pour l'instant le principal composant utilisé pour les communications par optique sans fil.

II.2.1.2. LED inorganique pour une lumière blanche

De manière conventionnelle, l'éclairage au sein d'une pièce est réalisé avec des LED de lumière dite « blanche ». Elle est constituée d'un mélange hétérogène de toutes les couleurs composant le spectre visible. Actuellement, il est très difficile à partir d'une LED seule de générer une lumière blanche. Pour se faire, on utilise principalement deux types de méthodes :

- *Les LED bleues avec phosphore (Figure II-4. (a))*

Les LED bleues avec phosphore consistent à associer un semi-conducteur émettant du bleu avec une couche de phosphore, habituellement jaune directement sur le substrat. Une partie de l'émission bleue est absorbée par le phosphore qui réémet des photons avec des longueurs d'onde plus longues, de telle sorte que se superposent les 2 émissions en sortie de la LED, donnant l'impression d'une lumière blanche. Ces composants ont l'avantage d'être peu coûteux et faciles d'utilisation. Cependant, la qualité de la lumière blanche est difficile à contrôler.

- *Les LED Rouge-Vert-Bleu (RVB) ou Red-Green-Blue (RGB) (Figure II-4. (b))*

Ce sont des compositions de 3 LED de couleurs distinctes : rouge, verte et bleue. Il s'agit des trois couleurs dites « primaires ». En les combinant, il est possible d'obtenir n'importe quelle couleur. On peut donc les utiliser pour obtenir une lumière blanche. L'avantage de cette méthode est qu'elle permet d'adapter la lumière générée en modulant avec précision le signal émis par chacune des LED. Ces composants sont généralement plus onéreux que les LED bleues phosphores, et leur utilisation est aussi plus complexe.

Il faut également noter que les LED RVB possèdent une bande passante bien plus importante que celles au phosphore bleu. En effet, les LED monochromatiques possèdent une bande passante d'une centaine de MHz, mais les LED bleues avec phosphores sont limitées à quelques MHz, notamment à cause de la réponse temporelle du phosphore. Même en utilisant des méthodes de sélection de fréquence en réception, par exemple en ne gardant que la lumière bleue, il est difficile d'obtenir une bande au-delà de 20 MHz [86, 87].



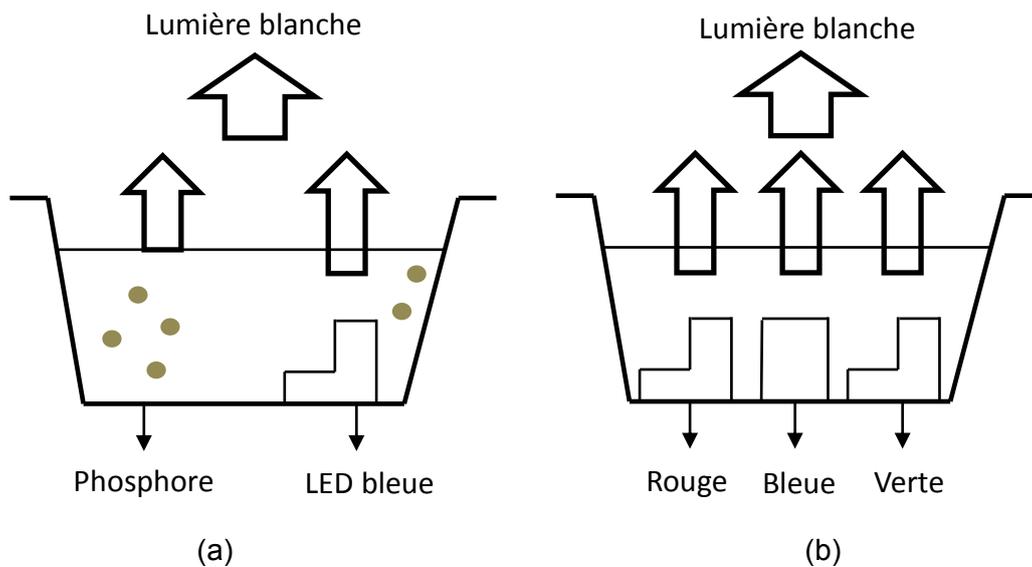


Figure II-4 : Génération d'une lumière blanche avec : (a) une LED bleue et phosphore, (b) une LED rouge verte bleue

II.2.1.3. Température de couleur

Dans le domaine de l'éclairage, la température de couleur renseigne sur la teinte générale de la lumière que produit une source, depuis les teintes dites "chaudes", où le rouge domine, jusqu'aux teintes dites "froides", où le bleu domine. La température de couleur est donnée en degrés Kelvin (K).

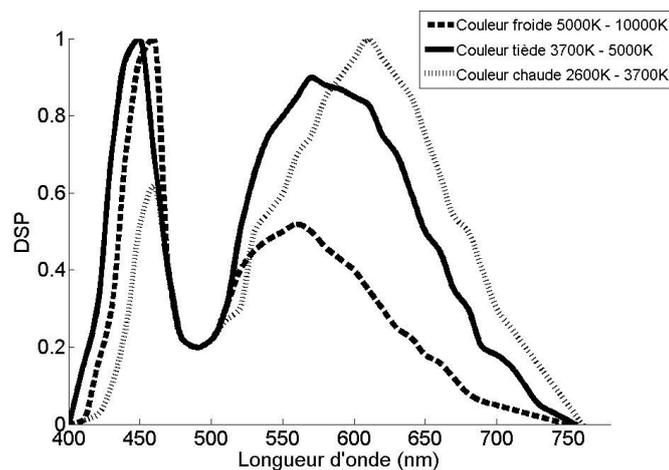


Figure II-5 : Impact sur le spectre optique de la température de couleur d'une LED du commerce (CS13A-WSN-CXZ0231)

En pratique, pour les éclairages à LED, on distingue 3 températures de couleur : froid, tiède et chaud. Elles permettent d'adapter l'éclairage ambiant en fonction des besoins de l'environnement ainsi que de ceux des personnes se trouvant à l'intérieur. Les degrés de températures varient selon les LED. La figure II-5 propose un exemple d'évolution de la Densité Spectrale de Puissance (DSP) émise pour 3 températures pouvant être fournies par

un composant commercial standard (référence fabricant : C513A-WSN-CX0Z0231). On peut ainsi observer la modification du spectre pour chaque type de température. Cette couleur émise dépendra du courant de polarisation appliqué au composant : plus il augmentera, plus la température sera élevée.

II.2.2. Mode de rayonnement

Afin d'analyser les performances d'un lien VLC dans les chapitres ultérieurs, nous considérons que la LED suit un schéma d'émission non isotrope et est typiquement modélisée comme un émetteur Lambertien [16, 87]. La distribution angulaire R_0 de l'intensité rayonnée d'un émetteur Lambertien généralisé s'exprime de la façon suivante :

$$R_0(\varphi) = \frac{m+1}{2\pi} \cos^m(\varphi) \quad (2.3)$$

Avec φ correspondant à l'angle de rayonnement de la LED et m l'ordre généralisé Lambertien de l'émetteur. Lorsque $m=1$, on dit que l'émetteur est « Lambertien ». La figure II-6 illustre le diagramme de rayonnement d'une source d'ordre 1, 10 et 20.

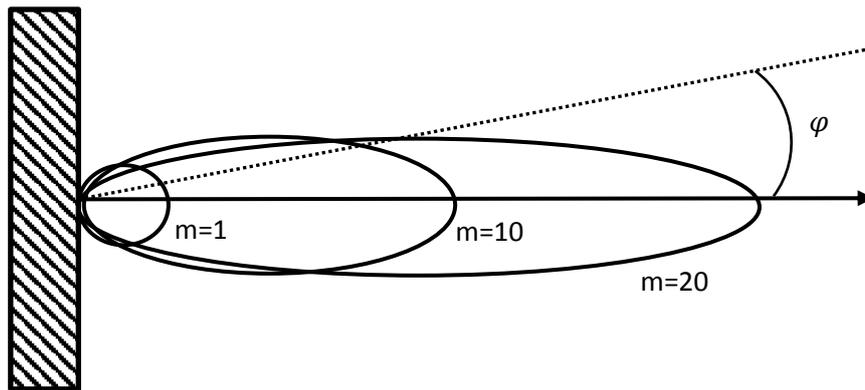


Figure II-6 : Illustration de l'ordre de rayonnement m d'une source

On observe que plus la directivité de la source est importante, plus la valeur de m est grande. L'ordre « m » dépend donc d'une caractéristique appelée l'angle à mi-puissance de la source et noté $\varphi_{1/2}$. Il correspond à l'angle pour lequel l'intensité lumineuse est égale à la moitié de l'intensité maximale. La relation qui lie m à $\varphi_{1/2}$ est obtenue comme suit :

$$R_0\left(\varphi_{\frac{1}{2}}\right) = \frac{1}{2} R_0(\varphi = 0) = \frac{1}{2} \frac{(m+1)}{2\pi} \cos^m(0) = \frac{(m+1)}{2\pi} \cos^m\left(\varphi_{\frac{1}{2}}\right) \quad (2.4)$$

En simplifiant l'équation (2.4) on obtient :

$$\frac{1}{2} = \cos^m\left(\varphi_{\frac{1}{2}}\right) \quad (2.5)$$

On peut résoudre cette équation par le calcul suivant :

$$m = \frac{-\ln 2}{\ln(\cos(\frac{\varphi_1}{2}))} \quad (2.6)$$

L'ordre lambertien suit donc une dynamique non linéaire. La figure II-7 illustre l'évolution de sa valeur en fonction de l'angle à mi-puissance $\varphi_{\frac{1}{2}}$. On observe ainsi qu'une source « Lambertienne » ($m = 1$) possède un $\varphi_{1/2} = 60^\circ$. Si cet angle est divisé de moitié, l'ordre de l'émetteur devient $m = 5$.

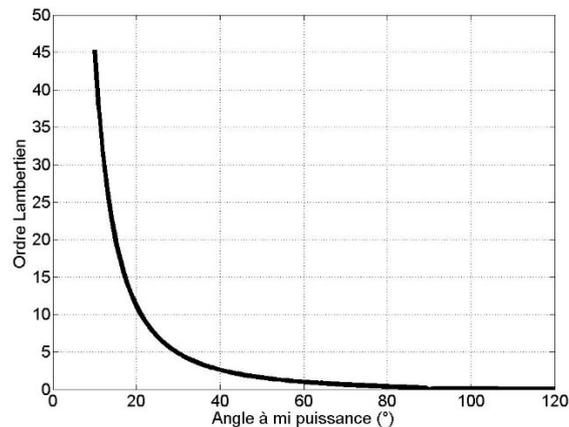


Figure II-7 : Evolution de la valeur « m » en fonction de l'angle à mi-puissance

II.2.3. Puissance optique de la source

II.2.3.1. Radiométrie et Photométrie

La radiométrie et la photométrie sont deux domaines de métriques associées à l'étude de systèmes optiques permettant notamment de traduire une notion de puissance.

La radiométrie concerne la mesure des rayonnements électromagnétiques compris entre $3 \cdot 10^{11}$ et $3 \cdot 10^{16}$ Hz, incluant donc les longueurs d'ondes de l'optique sans fil. Elle permet d'exprimer la capacité d'une source à transmettre de la lumière dans un large spectre. Les métriques caractéristiques sont reportées sur le tableau II-2.

La photométrie diffère de la radiométrie par le fait que celle-ci ne s'intéresse qu'à ce que l'œil humain peut percevoir. On peut la considérer comme la réponse de l'œil humain aux diverses longueurs d'ondes du spectre lumineux (sensibilité de l'œil représentée sur la figure II-8).



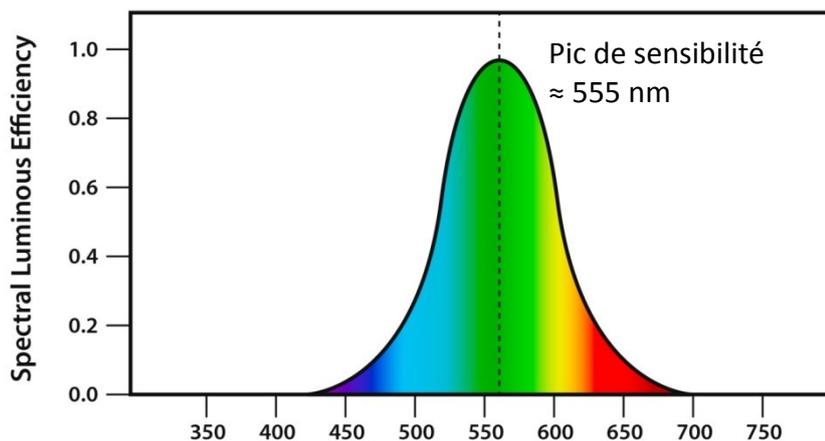


Figure II-8 : Evolution de la sensibilité de l'œil humain en fonction de la longueur d'onde

Source : <http://www.npl.co.uk>

Il est possible d'utiliser une approximation par une fonction gaussienne pour traduire la sensibilité de l'œil humain [88] en fonction de la longueur d'onde λ :

$$V(\lambda) \approx 1.019e^{-285.4(\lambda \cdot 10^{-6} - 0.559)^2} \quad (2.7)$$

On peut noter que $V(555\text{nm}) \approx 1$, signifiant ainsi que la sensibilité est maximale pour la couleur verte. Les différentes caractéristiques associées à la photométrie sont listées dans le tableau II-3.

Tableau II-2 : Paramètres radiométriques

	Terminologie (FR/AN)	Unités
Puissance	Flux de puissance émise / Radiant power flux	Watt (W)
Puissance par unité de surface	Irradiance / Irradiance	W/m ²
Puissance par unité d'angle solide	Intensité radiale / radiant intensity	W/sr
Puissance par surface et angle solide	Radiance / radiance	W/(sr.m ²)

Tableau II-3 : Paramètres photométriques

	Terminologie (FR/AN)	Unités
Puissance	Flux lumineux / luminous flux	Lumen (lm)
Puissance par unité de surface	Illuminance / Illuminance	Lux (Lx ou lm/m ²)
Puissance par unité d'angle solide	Intensité lumineuse / Luminous intensity	Candela (cd ou lm/sr)
Puissance par surface et angle solide	Luminance / Luminance	cd/m ²



II.2.3.2. Détermination de la puissance optique

D'après les tableaux II-2 et II-3, la puissance optique d'une source peut donc s'exprimer en utilisant deux métriques différentes. La relation pour passer du Watt au Lumen peut s'exprimer ainsi :

$$\text{Unité photométrique (lm)} = \text{unité radiométrique (W)} \times 683 \times V(\lambda) \quad (2.8)$$

Par exemple, pour une lumière monochromatique de 555 nm, 1 Watt radiométrique équivaut à 683 lm. Il est ainsi aisé de calculer la puissance associée à une longueur d'onde unique.

Cependant, dans le cas des VLC, les sources sont constituées d'une multitude de longueurs d'ondes. Il est donc nécessaire d'en tenir compte afin de calculer la puissance associée. Dans ces conditions, la puissance P_t émise est obtenue par [88] :

$$P_t = \int_{\lambda_L}^{\lambda_H} S_t(\lambda) d\lambda \quad (2.9)$$

Où λ_H et λ_L représentent respectivement les longueurs d'ondes maximales et minimales du spectre d'émission de la LED et $S_t(\lambda)$ correspond à la réponse spectrale de la LED.

Généralement, $S_t(\lambda)$ n'est pas directement disponible dans les documentations des composants. Une méthode alternative consiste à utiliser la DSP normalisée $S'_t(\lambda)$:

$$S_t(\lambda) = c S'_t(\lambda) \quad (2.10)$$

Le profil $S'_t(\lambda)$ diffère pour chaque LED. Il est lié à $S_t(\lambda)$ par le facteur d'échelle c tel que :

$$c = \frac{\Phi_v}{683 \int_{380nm}^{750nm} S'_t(\lambda) V(\lambda) d\lambda} \quad (2.11)$$

Avec Φ_v correspondant au flux lumineux de la source en lumen et $V(\lambda)$ la densité spectrale d'intensité lumineuse associée à l'œil humain. Généralement, les constructeurs ne fournissent pas directement la valeur du flux lumineux. On trouve à la place la valeur de l'intensité lumineuse I_0 en candela (cd). La conversion cd/lm s'effectue ainsi :

$$I_0 = \frac{\Phi_v}{2\pi(1 - \cos(\frac{\varphi_1}{2}))} \quad (2.12)$$

Ainsi, on peut établir un lien entre la puissance optique émise par une source et son intensité lumineuse. La figure II-9 illustre l'évolution de la puissance optique en fonction de l'intensité lumineuse I_0 pour les trois profils de température $S'_t(\lambda)$ définis en figure II-5. L'angle à mi-puissance de la source a été fixé tel que $\varphi_{1/2} = 60^\circ$.



On constate que, pour l'émission d'un même flux lumineux, la température d'une LED n'a que peu d'impact sur la puissance optique émise. Le choix d'une couleur de température dépend donc principalement du confort optique désiré pour l'utilisateur.

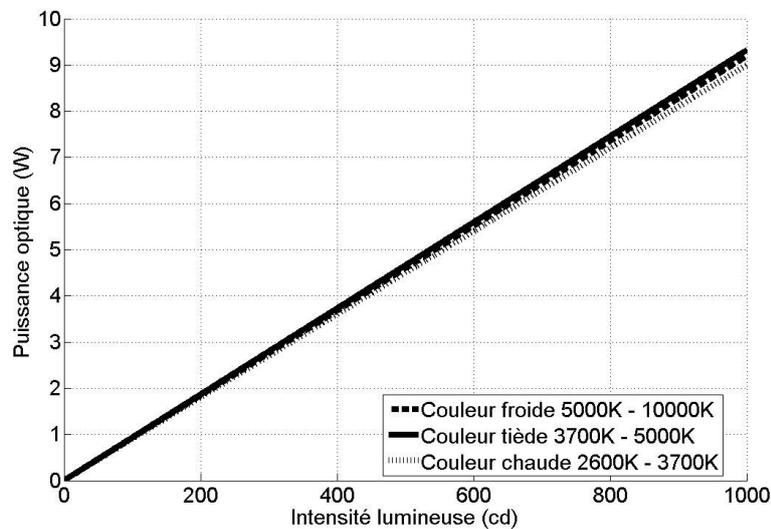


Figure II-9 : Evolution de la puissance optique en fonction du flux lumineux pour les trois profils de température

II.2.4. Standards d'éclairage

Les niveaux d'éclairage obéissent à des standards définis pour chaque type d'environnement. Ces valeurs sont calculées afin de permettre un confort optimal aux personnes présentes, que ce soit pour exercer un travail ou simplement pour s'y trouver.

Le standard Européen EN 12464-1 [89] offre une liste non exhaustive des contraintes associées à divers environnements. Le tableau II-4 en illustre quelques-unes associées notamment aux environnements médicaux.

De manière générale, on observe que la valeur moyenne d'éclairage dans les zones à usage médical est de 500 lx. Cependant, cette valeur peut fortement varier en fonction des usages : 1000 lx pour une salle d'opération et seulement 20 lx pour une surveillance de nuit. Il est donc crucial, dans le cas d'un système VLC, d'ajuster la puissance permettant de répondre aux contraintes requises par l'environnement.



Tableau II-4 : Contraintes d'éclairages associées à divers environnements du médical [89]

Type d'intérieur, tâche ou activité	Eclairage moyen requis (lx)
Divers	
Réalisation d'un scanner	300
Escaliers, ascenseurs	150
Zone de chargement	150
Repos, soins et pièces de premier secours	
Cantine, cafétéria	200
Salle de repos	100
Salle de sport	300
Salle de bain et toilettes	200
Salle de soins médicaux	500
Pièces de traitements	
Dialyses	500
Dermatologie	500
Salles d'endoscopies	500
Bains médicaux	300
Massage et radiothérapie	300
Zones d'opérations	
Salle de pré-opération et de récupération	500
Salle d'opération	1000
Unité de soins intensifs	
Eclairage général	100
Examens et traitement	1000
Surveillance de nuit	20

II.2.5. Les contraintes de sécurité oculaire

L'une des principales contraintes des systèmes de communication par optique sans fil repose sur la sécurité oculaire. En effet, la puissance émise par la source peut avoir un impact non négligeable sur la rétine. Il existe des standards de sécurité oculaire établis par l'IEC (International Electrotechnical Commission) qui imposent des limites sur les puissances émises, et ce pour chaque longueur d'onde du spectre optique. On trouve plusieurs catégories, allant de la classe 1 pour les dispositifs les moins risqués à la classe 3, souvent associée aux lasers pouvant brûler la peau et les yeux (tableau II-5). En Europe et Amérique du Nord, le standard de référence est l'IEC 62471-2006 [90].

L'appartenance d'une source optique à un groupe donné dépend, pour chaque source, du temps d'exposition à partir duquel on risque de dégrader la rétine. Ce temps varie en fonction de la source et de la longueur d'onde utilisée. Un exemple pour chaque groupe de risque est illustré dans le tableau II-6.

Pour chaque longueur d'onde, le temps d'exposition limite est calculé de manière différente. Dans le cas des sources optiques visibles, il est déterminé par rapport à la distance à partir de laquelle on obtient une illuminance de 500 lx. Cette distance peut donc varier en fonction des caractéristiques de la source. Généralement, les LED considérées pour les communications dans le visible appartiennent à la classe RG-1.



Tableau II-5 : Groupes des risques liés à l'illumination

Groupe	Risque	Définition
RG-1	Faible	Pas de danger biologique sous les contraintes d'illumination classique
RG-2	Modéré	Représente peu de danger considérant la réponse de l'œil humain aux fortes illuminations
RG-3	Elevé	Dangereux même pour une brève exposition

Tableau II-6 : Temps limite d'exposition en fonction de la longueur d'onde pour chaque niveau de risque

		Exposition limite		Exposition limite		Exposition limite
UV	RG-1	1000 s	RG-2	300 s	RG-3	100 s
Visible		10000 s		100 s		0.25 s
IR		10 s		10 s		0.25 s

Cependant, ces contraintes sont souvent beaucoup plus limitantes en ce qui concerne le domaine de l'infrarouge. En effet, la rétine est beaucoup plus sensible aux rayonnements IR. On considère dans ce cas que le temps limite d'exposition est déterminé par rapport à la puissance optique P_{t-IR} émise à 200 mm de la source. La valeur de cette puissance dépend principalement de l'angle à mi-puissance de la LED. Il a été montré par exemple que pour une directivité de source tel que $\phi_{1/2} = 10^\circ$, $P_{IR-max} \approx 300$ mW alors que pour $\phi_{1/2} = 60^\circ$, $P_{IR-max} \approx 28$ mW [79].

II.3. Caractéristiques des dispositifs de réception

Contrairement au cas des RF, la taille de l'antenne de réception en optique sans fil est beaucoup plus grande (1000 fois environ) que les longueurs d'onde. Les systèmes de communication par optique sans fil sont alors insensibles aux effets d'évanouissement multi-trajets, ce qui évite des traitements sophistiqués en réception. On utilise un détecteur simple tel qu'une photodiode.

II.3.1. Les photodiodes

La photodiode est le composant le plus classiquement utilisé pour convertir un signal optique en un signal électrique. C'est un semi-conducteur classiquement polarisé en inverse. Celui-ci convertit alors la puissance optique en courant électrique en détectant le flux de photons incident sur la surface du composant [16, 87].

Une caractéristique importante est alors la surface effective A_{eff} qui détermine la performance de la photodiode en ce qui concerne la conversion de la lumière en un courant. La surface effective est liée à la surface physique A_{phy} et à l'angle d'incidence ψ du rayon optique par rapport à l'axe du récepteur. On exprime la surface effective comme suit :

$$A_{eff} = \begin{cases} A_{phy} \cos(\psi) & 0 \leq \psi \leq FOV \\ 0 & \text{Autrement} \end{cases} \quad (2.13)$$



FOV représente le champ de vision ou « Field of View » du récepteur, c'est-à-dire l'angle le plus élevé dans lequel le récepteur peut recevoir des rayons. En dehors du FOV, le récepteur ne reçoit rien.

Pour augmenter la performance des photorécepteurs dans les applications VLC, la surface effective de la photodiode doit idéalement être augmentée. On peut également augmenter le FOV pour agrandir l'angle d'ouverture et donc la quantité de photons accumulée mais cela se fait au détriment d'un bruit accru. La méthode classique est d'utiliser un concentrateur pour focaliser la lumière incidente sur la surface de la photodiode. Le gain apporté par un concentrateur idéal peut s'exprimer par :

$$g(\psi) = \begin{cases} \frac{n^2}{\sin^2(FOV)} & 0 \leq \psi \leq FOV \\ 0 & \text{Autrement} \end{cases} \quad (2.14)$$

Avec n l'indice de réfraction du concentrateur. Dans le cadre de cette thèse, nous considérerons que chaque récepteur possède un concentrateur optique avec un gain égal à 1, et ce afin de généraliser les conclusions proposées.

De plus, le rapport du courant produit par la photodiode sur la puissance incidente, nommé R en [A/W], traduit la sensibilité de la photodiode. C'est un indicateur de l'efficacité de conversion, généralement fourni dans la documentation du composant en fonction de la longueur d'onde. La sensibilité R est liée à l'efficacité quantique du composant par la relation :

$$R = \eta \frac{q}{hf} \quad (2.15)$$

Avec η l'efficacité quantique du récepteur, q la charge élémentaire d'un électron, h la constante de Planck et f la fréquence du signal optique. On peut citer également les autres éléments clés d'une photodiode qui sont :

- La tension de polarisation avant saturation
- Le courant d'obscurité généré en l'absence de puissance lumineuse incidente, qui peut limiter la détection de faibles valeurs de courant,
- La vitesse, ou bande passante, liée au temps de réponse t_r (« rise time »), dépend des paramètres électriques de la photodiode (résistance, capacité de jonction) et des effets internes. La bande passante de la photodiode (généralement plus d'une 100ne de MHz) traduit la capacité de la photodiode à répondre aux variations de l'intensité lumineuse reçue et est calculée de manière approximative à partir de l'équation (2.2).

Les photodiodes en général peuvent être réalisées à partir de différents matériaux (Germanium, Silicium, Arsénure de Gallium). Pour les applications VLC, on utilise plutôt un semi-conducteur Silicium, sensible aux longueurs d'onde entre 400 et 1200 nm.

Il existe deux types de photodiodes : les photodiodes PIN (Positive Intrinsic Negative) ou les photodiodes à avalanche (APD). Les photodiodes PIN sont les plus couramment utilisées car plus linéaires que les APD qui ont un plus grand gain mais génèrent un bruit plus important [91, 92].



II.3.2. Phototransistors

Les phototransistors sont des cas particuliers de transistors bipolaires dont la base est sensible au rayonnement lumineux [93,94]. De ce fait, la base est dépourvue de toute connexion, elle est ainsi appelée base flottante. Lorsque celle-ci n'est pas éclairée, un courant de fuite I_{CE0} parcourt le composant. Au contraire, l'éclairement de la base provoque la création d'un photocourant I_{ph} . Ce dernier est souvent appelé courant de commande. Il s'observe au niveau de la jonction collecteur-base et s'exprime par [93]:

$$I_c = \beta I_{ph} + I_{CE0} \quad (2.16)$$

Avec β le gain en courant du transistor et I_c le courant du collecteur. Pour schématiser le fonctionnement, la base est équivalente à un interrupteur qui s'active en fonction de la présence ou non de lumière. De par les fortes valeurs β , un phototransistor est souvent beaucoup plus sensible (de 40 à 100 fois) qu'une photodiode. Cependant, le courant d'obscurité généré lors de l'absence de lumière est bien plus important.

D'autre part, la base du phototransistor est bien plus épaisse que la cellule de détection d'une photodiode, ce qui augmente grandement le temps de réponse t_r du composant, réduisant ainsi sa bande passante. De ce fait, on privilégie généralement l'utilisation de photodiode pour la plupart des applications standards.

II.3.3. Capteurs d'images

Depuis quelques années l'utilisation de capteurs d'images progresse que ce soit dans le secteur des télécommunications (téléphones portables) ou celui des transports (caméras intérieures et extérieures dans les automobiles par exemple). De nombreux travaux s'intéressent à la possibilité d'utiliser ces caméras comme récepteurs VLC, car de manière évidente cela permet de réduire le coût des systèmes en combinant plusieurs usages. Un nouveau domaine de recherche s'est ainsi développé et est discuté dans les groupes travaillant sur les futures normes VLC : Optical Camera Communications (OCC). [95] Bien que le débit soit limité (une 10^{ne} de kbit/s voire Mbit/s en utilisant des techniques de diversité), il peut être suffisant pour envoyer une identification sécurisée, des informations d'autorisation ou des données de positionnement dans un système de navigation. C'est donc un domaine riche en perspectives d'applications [95-98].

Les capteurs d'image sont en réalité constitués de matrices de photodiodes ou de phototransistors. Comme illustré en figure II-10, il existe deux catégories de technologie de capteurs : les « Charge-Coupled Device » (CCD) et les « Complementary Metal-Oxide-Semiconductor » (CMOS).



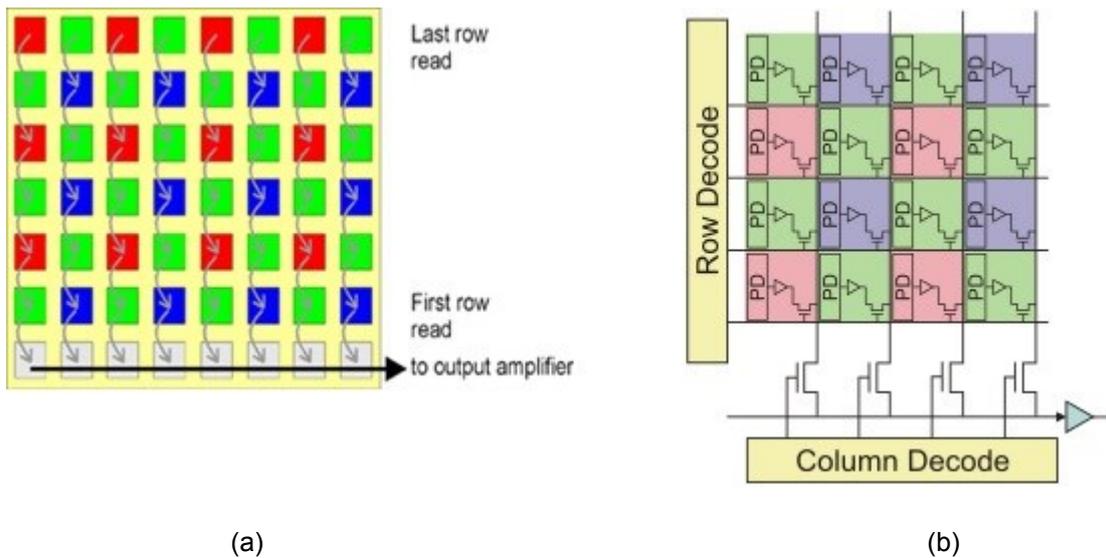


Figure II-10 : Fonctionnement des capteurs (a) CCD et (b) CMOS

Avec un capteur CCD, toute la surface du capteur est exposée en même temps et les données dans tous les pixels sont lues simultanément. Le signal issu de chaque photodiode est stocké avant d'être numérisé pour être ensuite envoyé d'un seul bloc. On parle ici de « global shutter ».

Pour un capteur CMOS, l'exposition et la lecture des données sont effectuées en ligne par rangée. Les signaux sont lus et traités par des décodeurs de ligne et de colonne utilisant la technique dite du « rolling shutter ». Cette technique est bien plus rapide que celle utilisée par les capteurs CCD car elle permet une meilleure actualisation des données, augmentant ainsi la rapidité du traitement de l'information.

II.3.4. Les LED en réception

On trouve aussi dans la littérature des exemples d'application VLC utilisant une LED comme récepteur [99, 100]. On peut ainsi créer un système bidirectionnel à condition d'utiliser les mêmes LED en émission et en réception [99].

Pour fonctionner, la LED de réception doit être polarisée en inverse. Ainsi, elle se comporte comme un composant capacitif : selon l'intensité lumineuse reçue, la charge/décharge de la LED va s'effectuer à différentes vitesses. Plus la lumière induite est forte, plus la LED se décharge rapidement. Avec un circuit de réception adapté, il est ainsi possible de dissocier les différents symboles ON/OFF reçus.

Le premier inconvénient majeur en utilisant une LED comme récepteur est que celle-ci est beaucoup moins sensible qu'une photodiode standard, impactant ainsi fortement les distances de communication. Le second est la limitation en débit : en effet, les LED étant utilisées à la fois pour recevoir et communiquer, cela impacte fortement la bande passante disponible.

De ce fait, ce type de récepteur n'est employé que dans des applications très spécifiques, comme dans le domaine du jouet par exemple [100].



II.3.5. Les cellules solaires

Dans le cadre de l'étude des systèmes autonomes, il a récemment été proposé d'utiliser des cellules solaires comme récepteurs [101-103]. Il est en effet possible d'utiliser la capacité de charge/décharge R_L de la cellule pour à la fois récolter de l'énergie mais aussi recevoir de l'information. La figure II-11 propose une illustration de ce fonctionnement.

L'un des principaux avantages est que la cellule agit directement comme un convertisseur courant/tension proposant ainsi un signal de sortie facilement exploitable, contrairement à un système équipé d'une photodiode standard qui requiert une électronique d'amplification.

Ainsi, on peut envisager la possibilité de réaliser des systèmes autonomes permettant de récupérer de l'énergie pour recharger le dispositif portable équipé tout en recevant des informations. Il a été montré expérimentalement qu'il était possible d'atteindre des débits allant jusqu'à 7 Mbit/s en utilisant cette technologie [103]

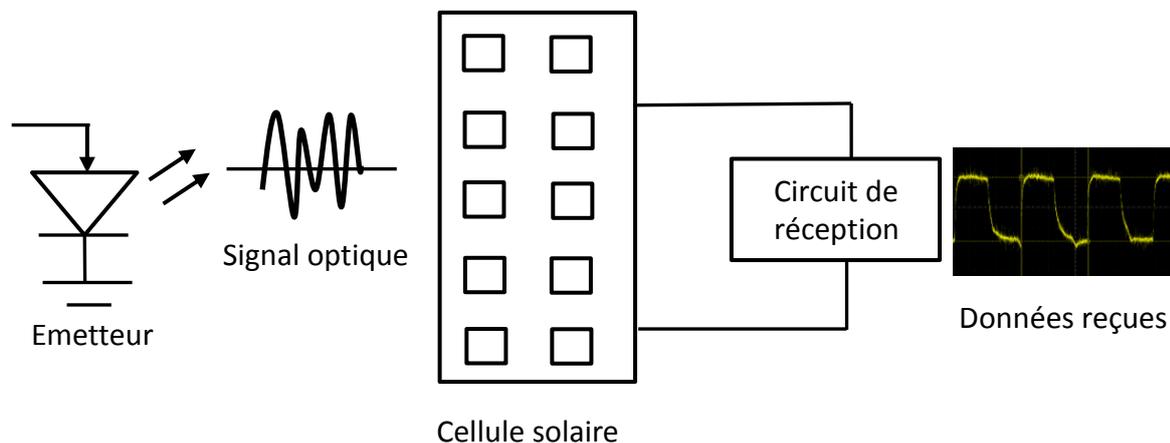


Figure II-11 : Illustration du potentiel des cellules solaires

II.4. Les sources de bruits

Dans le domaine des communications optiques, il existe de nombreuses sources de bruits. Elles peuvent être induites par le canal optique, comme le bruit optique ambiant issu de sources externes, ou bien générées localement par le récepteur (principalement associées au bruit thermique).

II.4.1. Le bruit optique ambiant

Ce bruit est souvent considéré comme la principale limitation dans le domaine de l'optique sans fil. Il est caractérisé par les perturbations provenant des sources lumineuses autres que le système d'émission présent dans l'environnement. Ainsi, la photodiode en réception peut détecter de la lumière parasite pour le signal utile. Ce phénomène est illustré en figure II-12.

On observe dans ce cas que, pour les longueurs d'ondes du visible, les sources de bruits optiques prédominantes sont liées au soleil et aux sources artificielles telles que les lampes à incandescence ou fluorescentes. Lorsque que l'on s'éloigne vers l'infrarouge, on note que le bruit généré par les lampes fluorescentes devient nul.

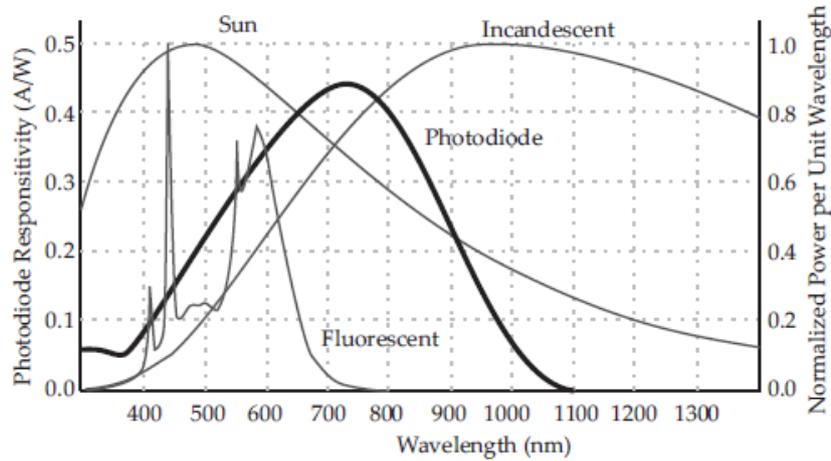


Figure II-12 : Impact des différentes sources de bruits optiques comparé à la réponse en fréquence d'une photodiode [82]

On modélise généralement le bruit optique ambiant par une distribution de Poisson. Etant indépendant du signal émis, on le représente classiquement par un bruit blanc Gaussien [104]. Il est caractérisé par un photocourant I_b au niveau de la photodiode qui dépend de la puissance de la lumière ambiante et de la sensibilité du composant. On peut exprimer la variance associée au bruit optique par [87, 104] :

$$\sigma_{shot}^2 = 2q(I_r + I_b)B \quad (2.17)$$

Avec q la charge d'électron élémentaire ($\approx 1.6 \times 10^{-19}$ C) et B la bande passante de la photodiode. La valeur du photocourant I_r est liée à l'intensité du signal reçu. Celle-ci correspond au bruit pouvant être généré aléatoirement par le mouvement des électrons lors de la création d'un courant électrique. On considère cependant qu'en pratique, $I_b \gg I_r$ [87]. De ce fait, on peut approximer la variance liée au bruit ambiant par :

$$\sigma_{shot}^2 = 2qI_bB \quad (2.18)$$

De par sa faible variation en fonction de la longueur d'onde, on considère généralement pour le domaine de l'infrarouge une valeur de $I_b = 200 \mu A$ [105]. Cependant, dans le cas du visible, les nombreuses longueurs d'ondes considérées peuvent faire varier cette valeur en fonction de la source de bruit. Le tableau II-7 propose des exemples de valeurs de I_b pour le domaine du visible avec les sources optiques perturbatrices associées [106] :



Tableau II-7 : Valeur du photocourant I_b généré en fonction de la source dans le domaine du visible [106]

Sources	Photocourant I_b	
	Sans filtre optique	Avec filtre optique
Lumière du soleil directe	5100 μA	1000 μA
Lumière du soleil indirecte	740 μA	190 μA
Lumière incandescente	84 μA	56 μA
Lumière fluorescente	40 μA	2 μA

On observe que, de manière évidente, la principale source de bruit optique ambiant dans le domaine du visible provient du soleil. Il est donc important d'utiliser des filtres pour diminuer les composantes indésirables collectées en réception. La lumière du soleil qui est non-modulée induit un courant DC en sortie du photo-détecteur qui peut être facilement éliminée par un filtre électrique de type passe – haut. D'autre part, des filtres optiques de type passe-bande sont utilisés pour réduire les interférences provenant de l'éclairage artificiel et ne laissent passer que le rayonnement de l'émetteur [107]. Il est possible également de réduire le bruit ambiant en optimisant la configuration du récepteur, par exemple en changeant l'orientation par rapport aux sources perturbatrices.

II.4.2. Le bruit thermique

Le bruit thermique dû à l'agitation thermique des électrons est lié à l'électronique du récepteur, en particulier au type d'amplificateur utilisé (classiquement un amplificateur courant/tension ou trans-impédance) mais aussi aux composants électroniques associés (résistance, transistors bipolaires, à effet de champ...). Ce bruit est propre à chaque composant, et même s'il est possible de le réduire en optimisant leur fabrication, il est impossible de l'éliminer totalement. Il est fonction de la conductivité du matériau, de sa température et est généré indépendamment du signal reçu. On le considère classiquement comme étant un bruit blanc Gaussien, sa densité spectrale de puissance étant indépendante de la fréquence. Sa variance peut être généralisée par [108] :

$$\sigma_{thermal}^2 = \frac{4KT_e B}{R_L} \quad (2.19)$$

Avec K la constante de Boltzmann, T_e la température absolue du système, R_L la résistance équivalente du circuit. Il existe d'autres types de bruit (par exemple liés à la capacité du détecteur) mais qui sont majoritairement négligeables par rapport au bruit optique ambiant et au bruit thermique. La variance du bruit total est alors la somme de celles du bruit optique ambiant et du bruit thermique, les deux correspondant à un bruit blanc Gaussien :

$$\sigma_{noise}^2 = \sigma_{shot}^2 + \sigma_{thermal}^2 \quad (2.20)$$

De manière générale, on considère en communication par optique sans fil que le bruit optique est bien supérieur au bruit thermique. De ce fait, on négligera ce dernier dans la suite de ce document.



II.5. Définition et modélisation d'un système VLC en milieu fermé

II.5.1. Schéma bloc

Le modèle équivalent en bande de base d'un lien de communication IM/DD peut se décrire selon le schéma de la figure II-13 [105] :

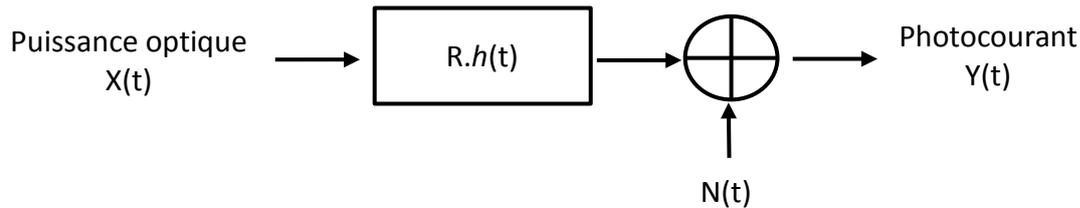


Figure II-13 : Schéma d'une chaîne de communication par optique sans fil

Ce schéma se traduit par l'équation suivante :

$$Y(t) = R.X(t) \otimes h(t) + N(t) \quad (2.21)$$

Où le symbole \otimes représente la convolution, R la sensibilité du récepteur, h(t) la réponse impulsionnelle (RI) du canal et N(t) le bruit additif blanc gaussien.

Y(t) correspond au photo-courant généré au niveau du récepteur et X(t) est la puissance optique instantanée émise. Celle-ci a la particularité d'être toujours positive. De plus, elle doit respecter les contraintes liées à la sécurité oculaire en particulier dans le domaine infrarouge. Cela se traduit par le fait que la puissance moyenne P_t correspondante est bornée :

$$P_t = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T X(t) dt \leq P_{tMAX} \quad (2.22)$$

De plus, comme illustré dans les paragraphes précédents, cette puissance est également imposée par les contraintes d'éclairage d'un environnement donné en ce qui concerne les VLC.

II.5.2. Les différents types de propagation par optique sans fil

La RI h(t) est définie pour une configuration de transmission optique qui dépend des caractéristiques des transmetteurs, de leur positionnement et de leur orientation dans l'environnement. De manière générale, les modes de propagation en optique sans fil sont séparés en deux catégories :

- ceux en ligne de vue, ou Line Of Sight (LOS) pour lesquels il existe un trajet optique direct entre l'émetteur et le récepteur
- ceux en trajet indirect, ou Non-Light-Of-Sight (NLOS) qui utilisent les réflexions sur les surfaces de l'environnement pour établir le lien entre émetteur et récepteur.



De plus, on peut qualifier une configuration de directive, non directive ou hybride comme illustré en figure II-14 en fonction de la directivité de l'émetteur et du récepteur.

On peut voir que dans le cas LOS directif, l'émetteur et le récepteur sont très directifs. A l'opposé, en LOS non directif ils ont des angles d'ouvertures larges. On a également les cas intermédiaires appelés LOS hybride où un seul des transmetteurs est directif.

Dans le cas du NLOS, on retrouve les mêmes différenciations. Le cas NLOS non directif est une configuration connue sous le nom « diffus ». La plupart des études considèrent des configurations LOS directif ou LOS Hybride. En effet, le récepteur étant souvent immobile, il est préférable de privilégier des configurations où l'on a la possibilité de créer un lien sans obstruction ni réflexion entre l'émetteur et le récepteur, et ce afin d'obtenir les meilleures performances possibles.

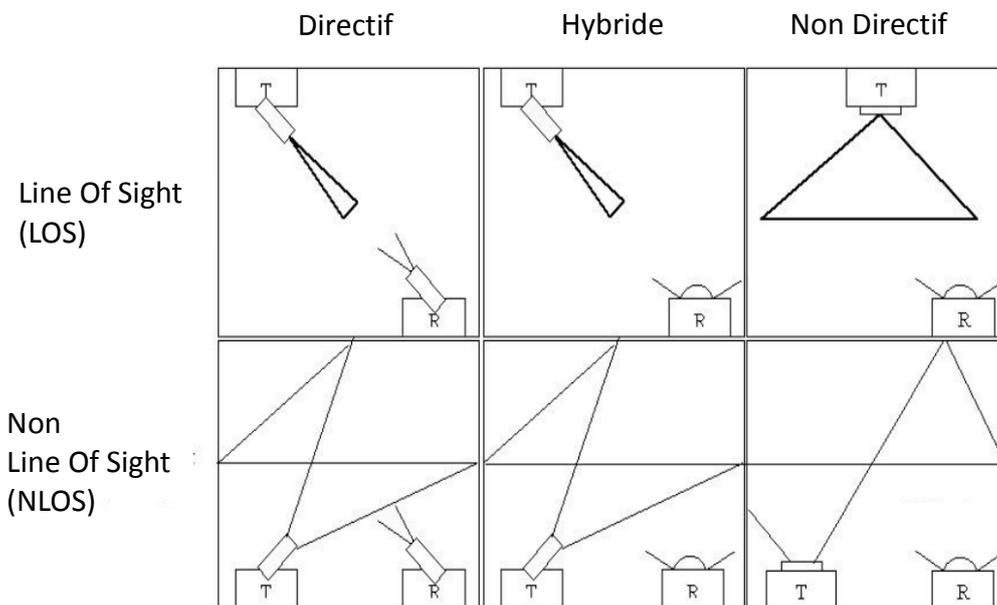


Figure II-14 : Les différents modes de propagation en optique sans fil

Lorsqu'on considère une liaison VLC avec des émetteurs fixes (luminaires) et des récepteurs mobiles à l'intérieur de l'environnement et portés par une personne comme dans le cas étudié dans ce document, on se situe dans une configuration LOS non directif car il est difficilement envisageable que l'émetteur et le récepteur soient toujours orientés l'un vers l'autre. Cela permet de diminuer l'impact des blocages liés aux obstacles, mais aussi de tirer profit des liens issus des réflexions des rayons optiques dans l'environnement. Dans cette configuration le récepteur capte à la fois des signaux issus de la ligne de vue direct (LOS) mais aussi des réflexions optiques à travers l'environnement (NLOS).

Pour la voix montante infrarouge entre l'émetteur porté par le patient et le récepteur IR éventuellement couplé avec le luminaire VLC, on se trouve également dans une configuration LOS non directif.



II.5.2.1. Trajet LOS

Le lien LOS correspond au trajet qui relie directement l'émetteur au récepteur. Il modélise les pertes en espace libre et est donc inversement proportionnel au carré de la distance D entre émetteur et récepteur. L'émetteur est considéré Lambertien, son intensité rayonnée est donnée par l'équation (2.3).

Le flux détecté au niveau du récepteur dépend de la zone de collecte de la photodiode. On ne considère ici ni de concentrateur ni de filtre au niveau de la réception. La figure II-15 propose une illustration de la propagation du lien. On peut donc ainsi exprimer la RI $h_{los}(t)$ d'un canal de communication LOS par l'équation [108] :

$$h_{los}(t) = \begin{cases} \frac{A_{phy}(m+1)}{2\pi D^2} \cos^m(\varphi) \cos(\psi) \delta\left(t - \frac{D}{c}\right) & 0 \leq \psi \leq FOV \\ 0 & \text{Autrement} \end{cases} \quad (2.23)$$

Où φ et ψ représentent respectivement les angles d'irradiance et d'incidence du rayon optique, $\delta(\cdot)$ est la fonction Dirac et D/c est le retard correspondant au temps qu'il faut aux photons pour passer de la lampe au récepteur à la vitesse de la lumière c .

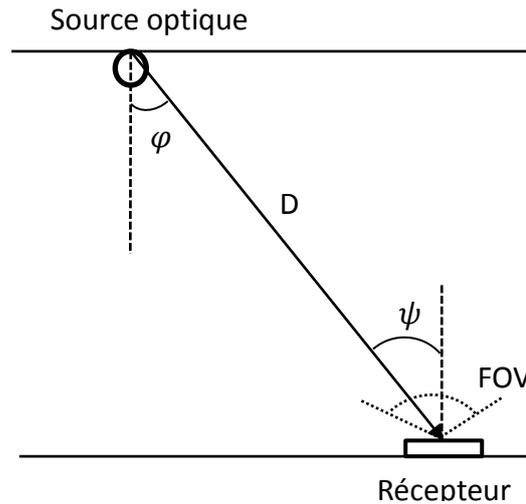


Figure II-15 : Illustration d'un lien LOS entre un émetteur et un récepteur

A partir de la réponse en fréquence du canal LOS ($H_{los}(f) = \int_{-\infty}^{+\infty} h_{los}(t) e^{-2j\pi ft} dt$) on peut définir le gain statique $H_{los}(0)$ qui correspond à l'atténuation, c'est-à-dire au rapport entre la puissance moyenne reçue P_R et la puissance moyenne émise P_t :

$$H_{los}(0) = \begin{cases} \frac{A_{phy}(m+1)}{2\pi D^2} \cos^m(\varphi) \cos(\psi) & 0 \leq \psi \leq FOV \\ 0 & \text{Autrement} \end{cases} \quad (2.24)$$

Ce sont les liens de types LOS qui permettent d'obtenir les plus fortes valeurs de gain et ce d'autant plus que la configuration est directive (φ et ψ faibles). Cependant, ils sont très



sensibles aux phénomènes de blocages, limitant ainsi leur contribution dans des scénarios où le récepteur est mobile.

II.5.2.2. Trajet NLOS

La contribution NLOS se compose des réflexions à partir de différents chemins optiques en fonction de la géométrie de la pièce, de la réflectance spectrale des surfaces et éventuellement des objets. Ces réflexions arrivent au photorécepteur à un instant légèrement différé par rapport à la composante LOS, tout en étant atténuées.

Pour déterminer le type de réflexion produit par une surface, on utilise le critère de Rayleigh, qui dépend de la longueur d'onde λ , de la hauteur des irrégularités ζ et de l'angle d'incidence du rayon θ sur la surface considérée [109]:

$$\left\{ \begin{array}{ll} \zeta > \frac{\lambda}{8\sin(\theta)} & \text{diffus} \\ \zeta \leq \frac{\lambda}{8\sin(\theta)} & \text{spéculaire} \end{array} \right\} \quad (2.25)$$

Il a été montré [110] que, en considérant le spectre optique, la plupart des revêtements intérieurs (murs, plafond, sols ...) respectent le critère de Rayleigh. Ainsi, pour la suite de cette étude, nous considérerons des réflexions de type diffus avec un ordre $m=1$. On parle alors de surfaces Lambertiennes.

Dans le cas d'une réflexion sur une surface lambertienne, on peut définir la RI $h_{nlos}^{(1)}(t)$ de toutes les contributions de la première réflexion sur N_R éléments réfléchissants de l'environnement :

$$h_{nlos}^{(1)}(t) = \frac{A_{phy}(m+1)}{2\pi^2} \sum_{j=1}^{N_R} \rho_j \cos^m(\phi_{1j}) \cos(\phi_{2j}) \frac{\cos(\psi_{1j}) \cos(\psi_{2j})}{d_{1j}^2 d_{2j}^2} \Delta A \cdot \delta\left(t - \frac{d_{1j} + d_{2j}}{c}\right) \quad (2.26)$$

Où ϕ_{1j} est l'angle d'irradiance de la source, ψ_{2j} l'angle d'incidence au niveau de la surface du récepteur, ϕ_{2j} et ψ_{1j} sont respectivement les angles d'irradiance et d'incidence par rapport à l'élément de surface, et ρ_j est la réflectivité de l'élément de surface de taille ΔA . La figure II-16 propose une illustration de ces différents paramètres.

A partir de cette équation, il est possible d'utiliser une méthode récursive afin de déterminer la contribution apportée par une réflexion d'ordre K en utilisant les contributions précédentes [87, 104]. Considérer un nombre élevé de réflexions augmente donc de manière significative la complexité du calcul.



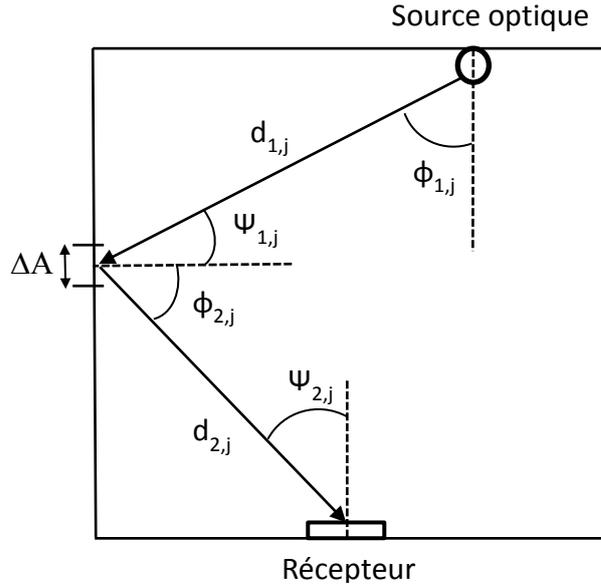


Figure II-16 : Illustration d'un lien optique à une réflexion entre un émetteur et un récepteur

II.5.2.3. Lien LOS+NLOS

En utilisant les équations (2.23) et (2.26), on peut déterminer l'expression totale de la RI pour une source. En considérant une source unique, celle-ci correspond simplement à la somme des RI issues du lien LOS et des liens NLOS après K réflexions :

$$h_{total}^{1S}(t) = h_{los}(t) + h_{nlos}^{(K)}(t) \quad (2.27)$$

Il est possible de généraliser cette équation pour un nombre de sources N :

$$h_{total}(t) = \sum_{i=1}^N h_{los}(t) + \sum_{i=1}^N h_{nlos}^{(K)}(t) \quad (2.28)$$

A partir de cette équation, on peut définir le gain statique total $H_{total}(0)$ comme étant :

$$H_{total}(0) = \int_{-\infty}^{+\infty} h_{total}(t) dt \quad (2.29)$$

Généralement, on utilise la valeur du gain statique pour déterminer la puissance optique moyenne reçue P_r par un récepteur à partir de la puissance moyenne P_t émise par la source :

$$P_r = H_{total}(0)P_t \quad (2.30)$$

L'ensemble des signaux ayant différents trajets et différents temps de propagation, l'intervalle d'observation de $h_{total}(t)$ pour le calcul de $H_{total}(0)$ doit être suffisamment grand pour pouvoir prendre en considération la majeure partie des contributions. De ce fait, à partir de

l'étalement de la RI et selon le débit visé on peut déterminer la distorsion lié au multi-trajet pouvant conduire à de l'interférence entre symboles (IES).

Ce phénomène intervient généralement lorsque le débit D est élevé. Dans ce cas de figure, il est nécessaire d'isoler la partie $P_{R,sig}$ liée au signal pendant le temps symbole $T_s = 1/D$ de celle liée à l'IES, nommée ici $P_{R,IES}$ [108] :

$$\begin{cases} P_{R,Sig} = P_r(t \leq T_s) \\ P_{R,IES} = P_r(t > T_s) \end{cases} \quad (2.31)$$

L'impact de l'IES sur la puissance reçue sera donc majoritairement lié à la proportion du signal contenu dans $P_{R,ISI}$.

II.5.2.4. Etalement de la réponse impulsionnelle

Lorsque la durée d'un symbole est suffisamment grande par rapport à la dispersion des temps de propagation du canal, on peut considérer qu'il n'y a pas d'IES.

La dispersion des retards peut être quantifiée en utilisant différentes métriques. L'une des plus usuelles est de déterminer la valeur RMS (Root Mean Square) de l'étalement des retards D_{RMS} défini par [108]:

$$D_{RMS} = \sqrt{\mu^2 - (\mu^2)} \quad (2.32)$$

Avec

$$\mu = \frac{\sum_{i=1}^M P_{d,i} t_{d,i} + \sum_{j=1}^N P_{ref,j} t_{ref,j}}{P_t} \quad (2.33)$$

$$\mu^2 = \frac{\sum_{i=1}^M P_{d,i} t_{d,i}^2 + \sum_{j=1}^N P_{ref,j} t_{ref,j}^2}{P_t} \quad (2.34)$$

Où P_d correspond à la puissance optique reçue issue du lien direct de la source i et P_{ref} est égal à la puissance reçue issue des réflexions optiques. Le paramètre t_d correspond au temps écoulé entre l'envoi de l'information et l'arrivée du lien direct, et t_{ref} au temps correspondant à l'étalement des réflexions. Ainsi, plus le temps d'arrivée du signal LOS sera important, plus la valeur de D_{rms} augmentera. Il en va de même si l'étalement de la RI augmente.

Cette valeur peut être utilisée pour déterminer la valeur maximale du débit atteignable sans IES donc sans que l'on ait besoin de rajouter d'égalisation au niveau du système de réception. On détermine cette valeur par la condition :

$$R_b \leq 1/(10D_{RMS}) \quad (2.35)$$

Le calcul du D_{RMS} est donc, avec la détermination du gain $H(0)$, un critère supplémentaire sur l'évaluation des caractéristiques d'un canal optique.



II.5.3. Détermination de l'éclairement moyen

Comme nous l'avons vu précédemment, la fonction principale d'une LED blanche dans le cadre des VLC est de fournir un éclairage suffisant pour son environnement. En ce sens, il est nécessaire de pouvoir déterminer le niveau d'éclairage généré par une LED. Conformément au tableau II-3, ce paramètre est appelé illuminance, et il est exprimé en lux (lx). Il est défini comme la quantité de lumière reçue par unité de surface.

Le calcul de l'illuminance est très similaire à celui du gain optique, sauf que le récepteur est représenté par l'œil humain. L'émetteur, est lui toujours composé de LED. Cependant, le rayon optique transmis est supposé constant. Celui-ci se caractérise notamment par son intensité lumineuse $I(0)$, donnée en candela.

On peut donc exprimer, en s'aidant de l'équation (2.24), l'éclairement en un point associé à un rayon lumineux incident [111] :

$$E_{los} = I(0) \frac{\cos^m(\varphi) \cos(\psi)}{D^2} \quad (2.36)$$

On observe ici que, contrairement au gain optique, l'éclairement ne dépend pas du FOV du récepteur, car on considère que l'illumination reçue en un point peut être omnidirectionnelle.

On peut de la même manière utiliser l'équation (2.26) pour exprimer la contribution due à la première réflexion optique :

$$E_{nlos}^{(1)} = \frac{I(0) \cos^m(\phi_1) \cos(\phi_2) \cos(\psi_1) \cos(\psi_2) \Delta A \rho_1}{\pi d_1^2 d_2^2} \quad (2.37)$$

Vu cette équation, on peut considérer que, comme pour la détermination de la RI pour plusieurs réflexions, l'éclairement obtenu après K réflexions optiques s'obtient en fonction de la valeur $E_{nlos}^{(K)}$. De ce fait, on peut déterminer l'éclairement total en un point fixe pour une source donnée par la relation suivante :

$$E_{total} = E_{los} + E_{nlos}^{(K)} \quad (2.38)$$

En théorie, comme pour le gain optique, la valeur de l'éclairement en un point est constituée d'une somme infinie de réflexions. En pratique, l'éclairement apporté par les diverses réflexions diminue significativement lorsque l'ordre de réflexion augmente. De ce fait, on a tendance à limiter le nombre de réflexions optiques prises en compte (généralement égal à 3) [111].



II.5.4. Les modulations dans le domaine des VLC

Il existe plusieurs techniques de modulations associées aux communications par optique sans fil. Dans le cadre des VLC, la sélection d'une modulation en particulier se fait selon différents critères :

- La fiabilité de la transmission : celle-ci doit permettre l'envoi de données pour respecter les contraintes en termes de taux d'erreur.
- Adaptation à l'effet de scintillement : pour des débits trop faibles ou des différences trop élevées entre les niveaux des symboles, l'œil humain est susceptible de percevoir un phénomène de scintillement de la lumière, ce qui peut être très désagréable.
- La technologie des sources : les contraintes d'utilisation diffèrent selon que l'on utilise une LED blanche classique ou des LED RVB.
- L'efficacité spectrale : même si les systèmes de communication par optique sans fil disposent d'une bande passante importante, celle-ci peut être limitée par différents paramètres comme la bande passante des composants d'émission/réception ou les perturbations multi-trajets des rayons optiques.
- Facteurs divers : coût, maintenance, complexité ...

Dans le premier standard IEEE 802.15.7 [22], différents types de modulations sont proposés : modulation On-Off Keying (OOK), Variable Pulse Position Modulation (VPPM) et Color Shift Keying (CSK). Cependant, de nombreux travaux ont montré l'intérêt d'utiliser des modulations multi-porteuses telles que l'Orthogonal Frequency-Division Multiplexing (OFDM) mais celles-ci ne sont pas encore implémentées dans les standards pour les VLC.

II.5.4.1. La Modulation OOK

La modulation binaire OOK est l'une des plus simples dans le domaine des communications, en particulier pour les systèmes IM/DD. Comme représenté sur la figure II-17, celle-ci n'est composée que de deux symboles (0 ou 1), chacun de durée T fixe (temps symbole).

Dans cet exemple, on considère que le symbole '0' correspond à l'absence d'émission optique pendant une durée T . Le symbole '1' correspond à l'émission d'un signal optique à la puissance $2P_t$ pendant le même temps. Ainsi, pour une émission équiprobable, la puissance moyenne émise est égale à P_t . Ce mode particulier de modulation OOK est appelé OOK-« No-Return to Zero » (NRZ) par opposition à l'OOK-RZ (Return to Zero) où le signal revient à 0 avant le temps T .

Malgré sa facilité d'utilisation, cette modulation est très sensible aux phénomènes de scintillements. En effet, si l'on ne respecte pas une certaine homogénéité dans l'apparition des symboles, une suite trop longue de 0 pourra être perçue par l'utilisateur comme le fait que la source est éteinte pendant une brève période de temps.



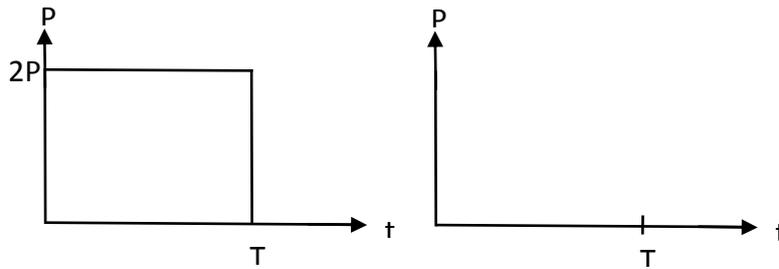


Figure II-17 : Symboles associés à la modulation OOK

Dans IEEE 802.15.7 la modulation OOK est proposée en utilisant des symboles de type Manchester au lieu de symboles NRZ. Pour un code de Manchester, un '0' est représenté par une impulsion optique suivit de l'absence de lumière. C'est l'inverse pour le symbole '1'. Un comparatif des deux types de symboles est représenté en figure II-18.

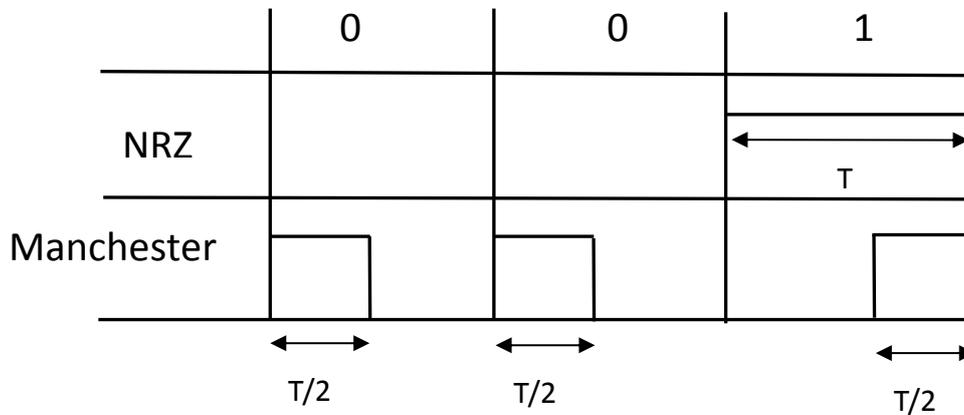


Figure II-18 : Comparaison des codes Manchester et NRZ

La modulation OOK + Manchester permet de résoudre les problèmes de scintillement au détriment d'une bande occupée deux fois plus grande qu'en OOK NRZ.

II.5.4.2. La modulation VPPM

La modulation VPPM est une variante de la Pulse Position Modulation (PPM) développée spécifiquement pour les VLC [112, 113]. La figure II-19 propose une illustration des symboles associés à cette modulation. En modulation PPM, l'information est représentée par la position de l'impulsion dans le temps symbole. La variante VPPM introduit en plus la variation de largeur d'impulsion fonction du niveau d'intensité lumineuse. Il s'agit d'une modulation Manchester OOK à laquelle on applique un rapport cyclique variable.

La modulation VPPM permet de s'affranchir des problèmes de scintillement car on supprime les longues suites de symboles 0) et la technique de modulation de largeur d'impulsions, ou « Pulse Width Modulation » (PWM), permet de contrôler l'intensité lumineuse.



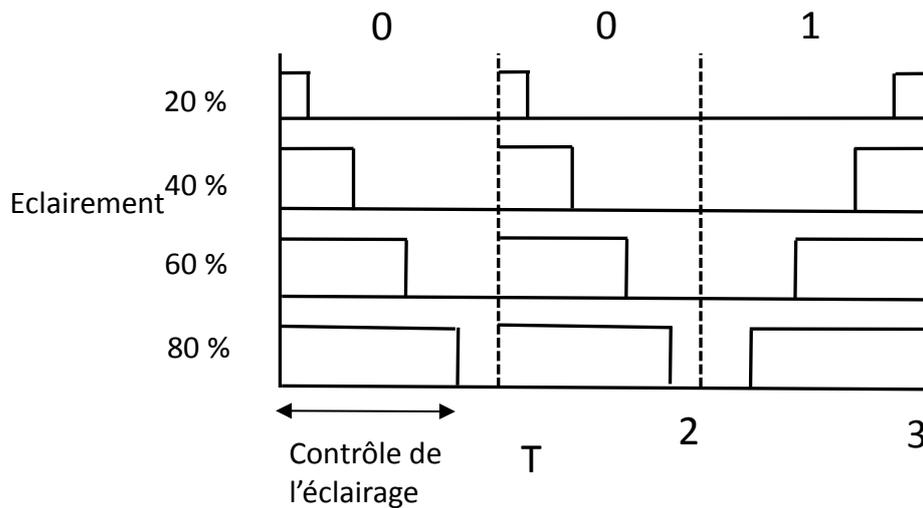


Figure II-19 : Les symboles de la modulation VPPM

II.5.4.3. La modulation CSK

A l'instar de la VPPM, la modulation « Color-Shift Keying » (CSK) est spécifique aux VLC. Elle est spécialement définie pour fonctionner avec des LED RVB. Contrairement aux autres modulations, les symboles sont ici sélectionnés de manière à ce que l'émission lumineuse reste constante alors que les différentes composantes chromatiques, associées à chaque couleur, varient [114, 115]. La figure II-20 présente un exemple de modulation CSK à 8 symboles.

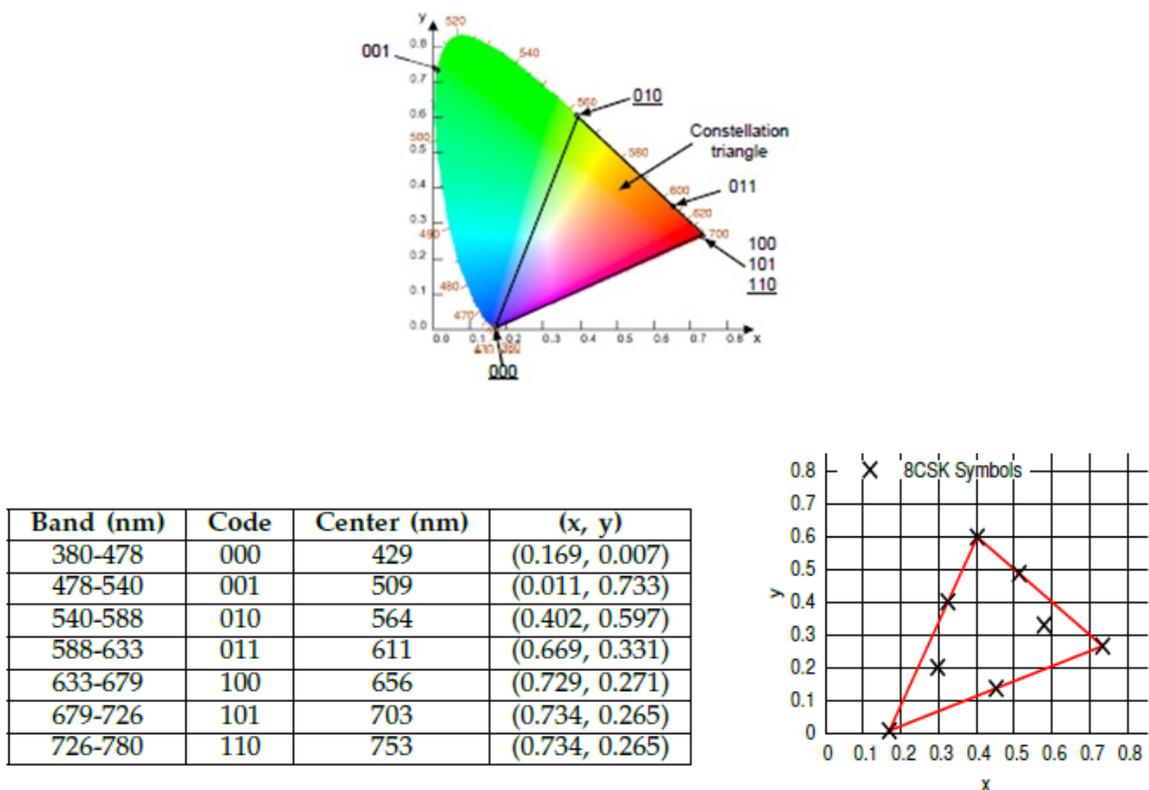


Figure II-20 : Exemple d'une modulation CSK avec 8 symboles



Cette technique permet de s'affranchir complètement des problèmes de scintillement. De plus, comme le flux lumineux émis est constant, le courant de commande reste constant lui aussi, diminuant ainsi grandement les contraintes sur les sources.

La limitation est liée à la complexité et à la nécessité en réception d'être capable de recevoir chaque couleur.

II.5.4.4. La modulation OFDM

Pour les applications hauts débits, on se retrouve rapidement confronté aux problèmes de limitation de la bande passante des sources ainsi que de génération de l'IES. Afin de répondre au mieux à ces problématiques, on peut utiliser une modulation de type OFDM [116-118].

Le principe de cette modulation est de considérer que les données sont envoyées sur plusieurs canaux en parallèle en utilisant différentes sous porteuses. Ainsi, le temps symbole correspondant à chaque sous porteuse est bien plus grand que son équivalent pour une porteuse unique, réduisant ainsi grandement l'impact de l'IES tout en permettant d'optimiser la bande passante.

L'utilisation d'un intervalle de garde permet également d'éliminer l'interférence entre sous-porteuses. Le principal avantage est alors de pouvoir réaliser une égalisation très simple en réception. De plus, il est possible de maximiser les performances en définissant différents débits et puissances transmises pour chaque sous porteuse.

Dans le cas d'un système IM/DD, les signaux portant l'information doivent être des réels positifs. Il s'agit de la différence majeure entre L'OFDM pour l'optique et pour les RF. Différentes techniques ont été proposées pour adapter l'OFDM à un canal IM/DD [118-120]. On peut citer en particulier la DCO-OFDM ou la ACO-OFDM :

- Direct Current biased Optical (DCO-OFDM)
- Asymmetrically Clipped Optical (ACO-OFDM)

Le problème principal réside dans un niveau élevé de PAPR (Peak to Average Power Ratio) comparé aux modulations mono-porteuses.

Malgré les nombreux avantages, la mise en œuvre de cette modulation est complexe, augmentant ainsi le prix des systèmes utilisant cette méthode. Néanmoins, les premiers systèmes commerciaux associés à la technologie Li-Fi utilisent ce genre de techniques, illustrant ainsi leur efficacité. On peut par exemple citer les produits vendus par la société Pure-Lifi.

II.5.5. Simulation du canal VLC

II.5.5.1. Historique

L'une des premières méthodes utilisées pour estimer la réponse impulsionnelle d'un canal optique sans fil fut proposée par Gfeller-Bapst [121] en 1979. Celle-ci est basée sur la méthode de radiativité largement connue dans les domaines de l'informatique graphique. L'un des inconvénients de cette méthode est qu'elle ne permet la simulation que d'une seule réflexion optique.



En 1991, Barry et. Al [122] ont élargi cette méthode afin de permettre la simulation d'un canal optique en considérant plusieurs réflexions. Cependant, malgré les diverses améliorations apportées au cours de ces dernières années (par exemple grâce aux algorithmes de DUSTIN [123] et SCOPE [124]), cette technique souffre toujours de sa lenteur de calcul qui est associée à la complexité des modèles utilisés.

En 1998, Lopez-Hernandez et. al [125] propose d'utiliser une méthode de lancer de rayon afin d'améliorer les temps de simulations. Cette méthode est très utilisée pour la simulation du canal de propagation radio [126].

La méthode proposée, repose sur un modèle déterministe de l'environnement de simulation et sur une connaissance précise des principes physiques de la théorie de propagation des ondes optiques, elle emploie une technique d'intégration stochastique appelée « Monte Carlo » (MC).

Le premier avantage est la dépendance linéaire de la complexité de calcul vis-à-vis du nombre de réflexions, contrairement à la méthode de radiosité. Le deuxième avantage est la possibilité de modéliser les réflecteurs de l'environnement de simulation avec des modèles plus réalistes, autres que les modèles purement diffus doivent obligatoirement être utilisés dans la méthode de radiosité. Enfin, cette méthode est facilement réalisable avec une précision paramétrable par l'utilisateur et directement liée au nombre de rayons lancés. Aujourd'hui, la plupart des travaux sur l'optique sans fil utilisent des méthodes de lancer de rayons [127-129].

Il existe des logiciels comme ZEMAX [130] qui proposent de modéliser des scénarios complexes en incluant un ou plusieurs émetteurs et un récepteur. Bien que très performant, ce logiciel est très onéreux ($\approx 5\,000$ \$) et son utilisation est principalement basée sur les applications points à points ce qui est limitant en ce qui concerne l'étude de la mobilité du récepteur ou de l'émetteur.

II.5.5.2. Logiciel RaPSor

Dans notre étude, nous utilisons un logiciel nommé RaPSor également basé sur la méthode de lancer de rayons. Celui-ci a été entièrement développé au sein du laboratoire XLIM à l'université de Poitiers [131-133]. Conçu au départ pour la simulation de canaux RF, une version a ensuite été développée pour les simulations de canaux optiques [133].

RaPSor offre la possibilité d'utiliser deux algorithmes de simulation : le Ray-Shooting (RS) et le Ray-Gathering (RG). Ils sont chacun basés sur des formulations résolues par la méthode de MC et intègrent des techniques d'optimisations afin de réduire les temps de calcul. Dans le cas de la méthode RS, les rayons sont lancés à partir de l'émetteur alors que la méthode RG consiste à générer des rayons à partir du récepteur. En outre, ce logiciel permet actuellement l'analyse de 3 modes de simulation : Single Input Single Output (SISO), Multiple Input Single Output (MISO) et Single Input Multiple Output (SIMO).

Il a été montré dans [131,132] que les deux méthodes RG et RS donnaient les mêmes résultats. Cependant, l'algorithme RG présente des temps de calcul beaucoup plus faibles de par le nombre de rayons à considérer pour faire converger les résultats (40000 contrairement à 1000000 pour le RS), et ce quel que soit le mode de simulation (SISO, MISO ...). De ce fait, on privilégiera dans cette étude l'utilisation de l'algorithme RG.



Une autre particularité de ce logiciel est de permettre la modélisation de structures 3D plus ou moins complexes dans l'environnement considéré. De plus, il est possible de modéliser des objets mobiles, auxquels on peut associer des émetteurs et/ou des récepteurs. De ce fait, ce logiciel est donc particulièrement adapté à l'étude menée dans cette thèse.

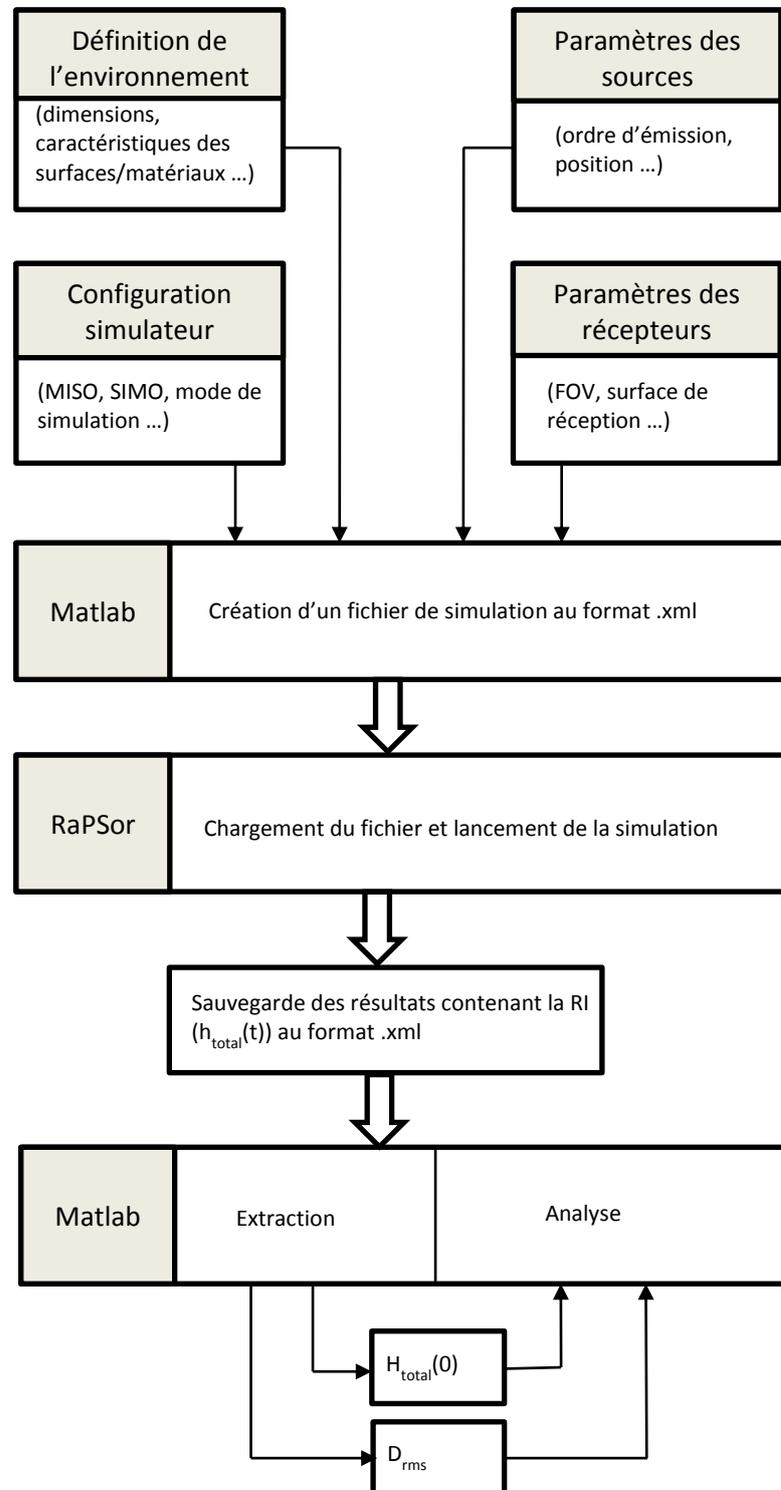


Figure II-21 : Méthode utilisée pour réaliser une simulation à l'aide du logiciel RaPSor



La mise en œuvre d'une simulation avec RaPSor s'effectue à l'aide d'un fichier au format .xml. Celui-ci comprend l'ensemble des paramètres nécessaires pour la simulation du scénario considéré, comme la définition de l'environnement, des émetteurs, des récepteurs, etc Pour créer ce fichier nous utilisons le logiciel Matlab. Les résultats obtenus après simulation sont également obtenus sous le format .xml. Le fichier de sortie contient la ou les réponses impulsionnelles associées aux couples émetteurs/récepteurs définis dans le fichier de simulation. Afin d'extraire et exploiter les résultats, on utilise une nouvelle fois le logiciel Matlab. La figure II-21 illustre un logigramme de ce fonctionnement. Les annexes I et II contiennent respectivement un exemple de fichier de simulation ainsi que le fichier de résultats obtenu avec RaPSor.

II.6. Conclusion

Au cours de ce chapitre, nous avons présenté les caractéristiques principales associées aux techniques de communication par optique sans fil, des différents modèles d'émetteurs et de récepteurs en passant par les techniques de modulations associées à cette technologie.

De par l'étude des différents composants d'émission et de réception, nous avons pu statuer que les plus utilisés étaient les LED et les photodiodes, respectivement pour l'émission et la réception. De ce fait, les simulations et études exposées dans la suite de ce document seront effectuées en utilisant ces composants.

D'autre part, nous avons illustré les différentes contraintes associées à cette technologie, comme le respect des contraintes d'éclairement dans le domaine du visible ou encore celles associées à la sécurité oculaire. Le respect de ces dernières devra être pris en compte pour toute étude de système utilisant l'optique sans fil.

Enfin, nous avons introduit le logiciel de simulation de canal utilisé dans cette étude (RaPSor). Celui-ci a été choisi notamment pour sa capacité à modéliser des scénarios complexes, incluant des objets mobiles, nous permettant donc ainsi de traiter plus facilement les problématiques soulevées dans ce document concernant la mobilité des émetteurs/récepteurs optiques.

Dans le prochain chapitre, nous étudierons l'impact que peuvent avoir les différents paramètres liés à la mobilité d'un récepteur dans le cas d'un canal de communication par optique sans fil dans le domaine du visible.





Chapitre III. Etude du canal VLC tenant compte d'un récepteur mobile et porté

III.1. Introduction

Comme nous l'avons décrit dans le premier chapitre, l'objectif principal de la thèse est d'étudier les performances d'un canal de communication optique bidirectionnel IR/VLC appliqué à un environnement indoor pour des applications de transmissions d'informations liées à la santé de patients. Plus particulièrement, nous nous intéressons à l'impact de la mobilité des couples émetteurs/récepteur sur le canal optique.

Ce chapitre est consacré à l'étude du canal correspondant à la voix descendante, c'est-à-dire le canal VLC (voir figure III-1). De ce fait, nous ne discuterons pas ici de la partie associée au canal en voie montante utilisant l'infrarouge car celle-ci a déjà fait l'objet de nombreuses études dans la littérature ainsi qu'au sein de l'équipe [79-81]. Une partie lui sera dédiée dans le prochain chapitre de ce document dans le cadre de l'étude du système bidirectionnel.

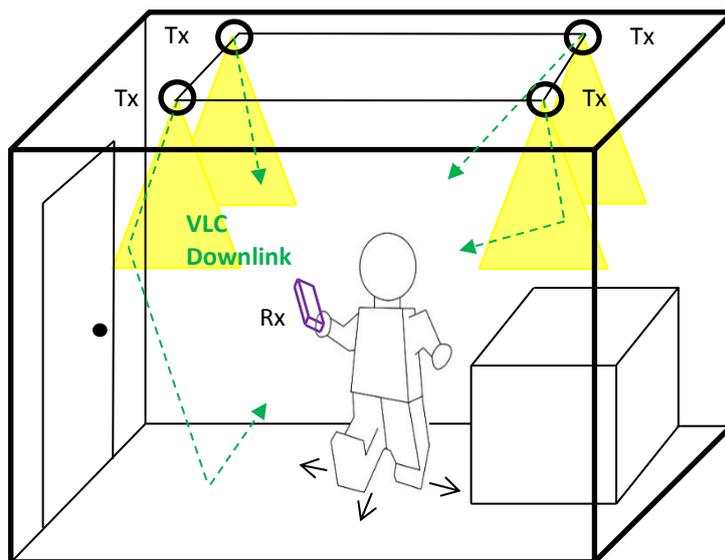


Figure III-1 : Présentation du scénario VLC étudié

Dans ce chapitre nous nous intéressons donc à l'impact des paramètres liés au récepteur porté par l'utilisateur en mouvement au sein de l'environnement. Considérer que le récepteur est porté et mobile ajoute un degré de complexité à la simulation du canal. Nous proposons dans ce chapitre d'en dégager les grandes lignes à travers l'étude de plusieurs paramètres.

La première partie porte sur la validation du logiciel utilisé pour la détermination de la RI du canal VLC, RaPSor, sur un exemple de pièce vide bien connu de la littérature. Ensuite, nous étudions plusieurs paramètres associés aux simulations à savoir le modèle de source optique, le nombre de réflexions et la modélisation des surfaces de l'environnement. L'objectif est de définir l'impact de ces paramètres pour la suite de l'étude.



Dans une seconde partie, l'environnement utilisé pour cette étude est défini ainsi que les caractéristiques associées aux l'émetteurs fixes et au récepteur VLC en mouvement. On étudie en particulier les variations de position, hauteur et orientation du récepteur.

Dans la dernière partie, nous étudions l'impact sur le canal lié à la présence de la personne portant le récepteur VLC, en considérant qu'elle se déplace conjointement au récepteur dans l'environnement considéré. Les analyses portent sur le choix du modèle du corps, puis sur l'effet des paramètres liés au corps comme le coefficient de réflexion ou la distance qui le sépare du récepteur.

III.2. Modélisation et simulation du canal VLC

III.2.1. Validation de RaPSor

Dans le chapitre précédent, nous avons détaillé les différentes composantes d'un canal de communication par optique sans fil. En accord avec l'équation (2.27), la RI d'un canal optique peut être décomposée en deux parties : l'apport dû au lien LOS et celui relatif aux réflexions optiques dans l'environnement. Comme mentionné dans le paragraphe II.5.5, le calcul associé à la détermination de cette RI peut s'avérer complexe et coûteux en temps.

Nous avons vu dans le paragraphe II.5.5.2 que, dans le cadre de cette thèse, nous utilisons pour déterminer la RI le logiciel RaPSor basé sur une méthode de lancer de rayons associée à une intégration de Monte-Carlo, qui est l'approche présentant les meilleures performances en termes de précision et de temps de calcul [133].

Tableau III-1 : Paramètres d'études pour la validation de RaPSor [122]

Paramètre	Valeur
Pièce	
Taille [xyz]	5x5x3 [m]
Réflectance des murs et plafond $\rho_{\text{mur/plafond}}$	0.8
Réflectance du sol ρ_{sol}	0.3
Émetteur	
Ordre lambertien	1
Position [xyz]	[2.5 2.5 3] [m]
Orientation	-90 [°]
Puissance	1 [W]
Récepteur	
Surface	1 [cm ²]
FOV	85 [°]
Position [xyz]	[0.5 1 0] [m]
Orientation	90 [°]
Simulateur	
Mode	Gathering
Nombres de rayons	40000
Echantillonnage	0.02 [ns]
Durée d'observation	600 [ns]
Nombre de réflexions optiques	3



Afin de démontrer la validité de ce logiciel, il est possible de se référer aux travaux de Barry et al [122]. Ces auteurs proposent plusieurs exemples d'études de canaux par optique sans fil pour différentes configurations. L'une d'entre elles, définie dans le tableau III-1 nous permettra d'effectuer une comparaison de résultats.

Afin de réduire le temps de calcul de la simulation dans RaPSor, on choisira le mode de simulation RG ou « Ray-Gathering ».

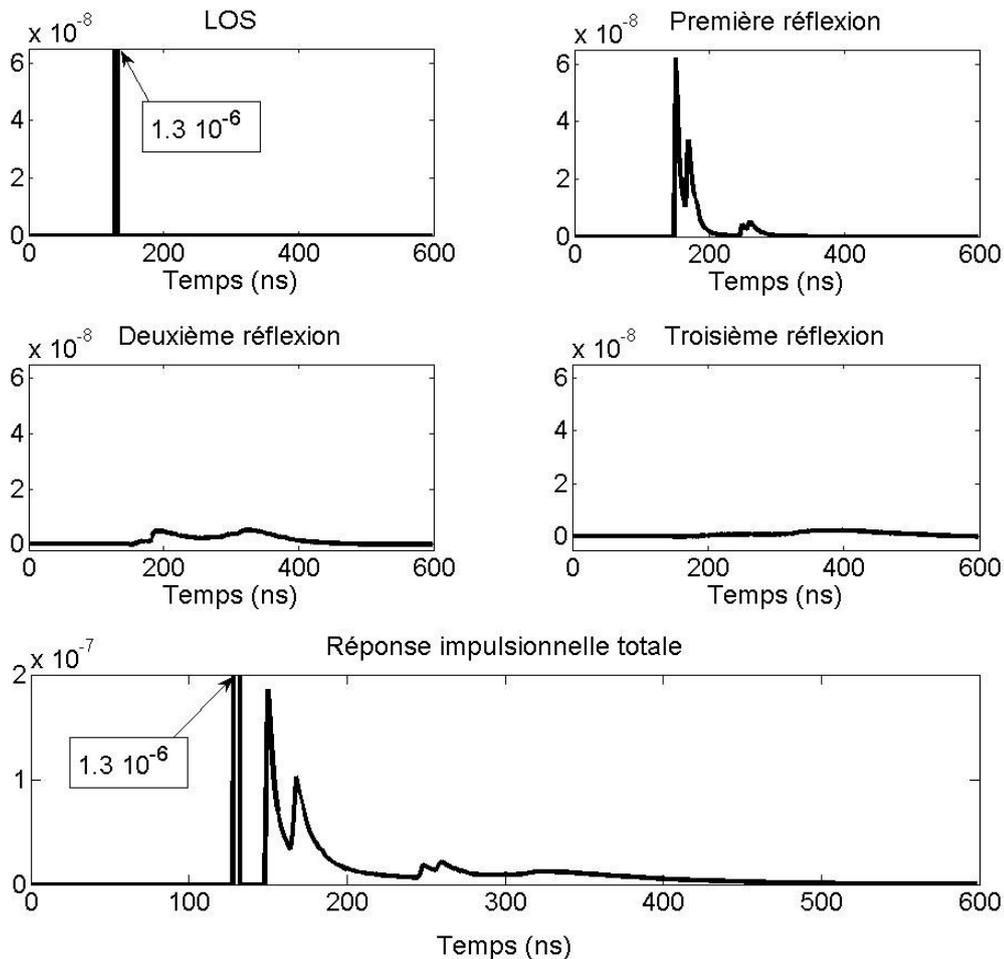


Figure III-2 : Réponses impulsionnelles obtenues avec le logiciel RaPSor correspondant à chaque réflexion optique pour la configuration étudiée

La figure III-2 illustre les différentes composantes de la RI (obtenues avec RaPSor) associées au lien LOS ainsi qu'à chacune des trois réflexions considérées. On observe ainsi que l'amplitude diminue avec l'ordre des réflexions alors qu'au contraire, l'étalement augmente. En effet, en accord avec l'équation (2.26), chaque rayon optique réfléchi est atténué d'un facteur $\rho/(d_1^2+d_2^2)$ et subit un retard de $(d_1+d_2)/c$. De ce fait, plus on considère de réflexions, plus cela affectera l'étalement de la RI.

Afin d'étendre l'analyse de ces résultats, on détermine l'intégrale de chaque composante de la réponse impulsionnelle sur l'intervalle d'étude. On en déduit l'atténuation de puissance selon l'ordre de réflexion entre l'émetteur et le récepteur. Il est ainsi possible de comparer les résultats obtenus avec ceux calculés dans les travaux de Barry et al. Le tableau III-2 illustre le comparatif des résultats en considérant $P_t = 1W$.



Outre le fait de confirmer que la contribution en puissance en réception apportée par chaque réflexion diminue lorsque l'ordre augmente, on observe ici que la part du lien LOS constitue environ 50% du signal reçu. Cela signifie que la perte éventuelle de ce lien LOS (par exemple dans le cas d'un blocage), peut impacter de manière significative la puissance reçue P_r .

Tableau III-2 : Comparatif des puissances obtenues avec le logiciel RaPSor et celles issues des travaux de Barry et al [122]

Ordre de réflexion	Travaux de Barry et al		Résultats issus de RaPSor	
	P_r	Proportion	P_r	Proportion
LOS	1.23 μ W	50.5 %	1.23 μ W	50.5 %
1	0.505 μ W	20.7 %	0.504 μ W	20.7%
2	0.430 μ W	17.7 %	0.417 μ W	17.1 %
3	0.269 μ W	11 %	0.249 μ W	10.2 %

On constate de plus que les valeurs obtenues avec le logiciel RaPSor sont très similaires à celles obtenues par Barry et al. Cette simple étude permet de valider l'utilisation de ce logiciel pour la simulation de canaux de communication par optique sans fil. De ce fait, RaPSor sera utilisé pour chacune des simulations réalisées dans ce document.

III.2.2. Modélisation des sources

Dans la configuration précédente, la source optique était assimilée à un point. Dans le cas d'un système utilisant une liaison IR, cette simplification est acceptable car les émetteurs sont souvent composés d'une seule LED. Cependant, dans le cadre des VLC, le nombre de LED constituant un seul émetteur est généralement beaucoup plus grand, ceci afin de respecter plus facilement leur fonction principale, à savoir l'éclairage de l'environnement.

Afin de vérifier s'il est correct d'étudier le canal VLC en utilisant un modèle de source ponctuelle, nous avons déterminé la puissance totale reçue en considérant d'une part une source ponctuelle de puissance 1W et d'autre part un émetteur constitué d'un ensemble de LED, typiquement un panneau de LED. Celui-ci a pour dimensions 0.7x0.7 m et il comprend une LED tous les 10 cm, soit 49 LED au total. Chacune des LED est considérée ponctuelle et émettant une puissance de 1/49 W.

Pour réaliser les différentes simulations, nous avons utilisé les paramètres du tableau III-1. Cependant, pour une étude plus exhaustive, nous avons choisi 4 positions différentes de récepteurs. Dans chaque cas, le récepteur est fixe, orienté vers le plafond et à une hauteur de 1.2 m, ce qui correspond à une hauteur de bureau standard. Les positions étudiées pour les récepteurs sont :

- Position 1 : [2.5 2.5 1.2] [m]
- Position 2 : [1.5 1.5 1.2] [m]
- Position 3 : [0.5 2.5 1.2] [m]
- Position 4 : [0.5 0.5 1.2] [m]

Elles correspondent à des cas bien distincts permettant d'étudier le comportement des deux émetteurs considérés. Dans la position 1, située au centre sous l'émetteur, le récepteur collecte majoritairement des liens LOS. Les positions numéros 2 et 3, plus distantes,



correspondent à des cas où la liaison comporte à la fois des liens LOS et des liens réfléchis. Pour la position 4, le récepteur collecte uniquement des rayons réfléchis. La figure III-3 offre une vue du dessus de la pièce incluant chaque position de récepteur ainsi que celle de l'émetteur. Le comparatif des résultats en termes de puissance reçue pour les deux modèles d'émetteurs est reporté dans le tableau III-3.

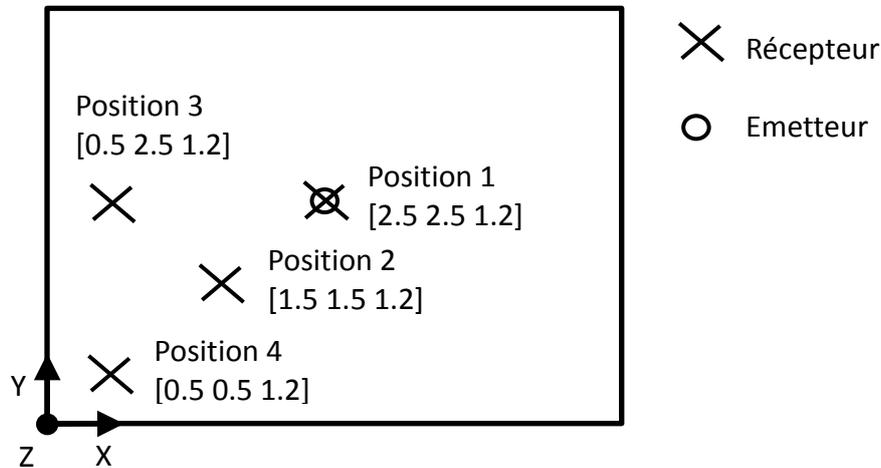


Figure III-3 : Positions des récepteurs pour l'étude de l'impact du modèle de source

Tableau III-3 : Comparatif des puissances reçues P_r en fonction du modèle de la source

	P_r (source ponctuelle)	P_r (source complexe, 49 LED)	% d'erreur
Position 1	11.87 μ W	11.26 μ W	5 %
Position 2	4.64 μ W	4.66 μ W	0.4 %
Position 3	2.89 μ W	2.91 μ W	0.7 %
Position 4	1.64 μ W	1.65 μ W	0.6 %

On constate que les puissances reçues pour une même position sont très proches pour chacun des modèles considérés avec un maximum de 5% d'erreur pour la position 1. On peut donc conclure que l'utilisation d'un modèle de source complexe n'est pas nécessaire dans notre cas. De ce fait, toutes les sources optiques utilisées dans la suite de ce document seront considérées comme ponctuelles.

III.2.3. Nombre de réflexions

Les simulations précédentes ont été réalisées avec un nombre de réflexions optiques égal à 3. C'est ce qui est généralement considéré dans la plupart des travaux sur les VLC [87, 88, 107, 110].

Le choix du nombre de réflexions est important car il impacte la précision de la RI au détriment d'une augmentation du temps de calcul. La figure III-4 propose l'évolution du gain statique $H(0)$ du canal VLC en fonction du nombre de réflexions considérées (de 0 à 8), et ce pour les positions 1 à 4 étudiées dans le paragraphe précédent.



Dans un premier temps, on observe que les positions 1 et 2, situées près de la source ne sont que très peu impactées par l'augmentation du nombre de réflexions considérées. On peut même conclure que 2 (voire 1) réflexions suffisent.

Pour les positions 3 et 4, plus éloignées, on constate que le nombre de réflexions impacte plus significativement la valeur du gain. Par exemple, pour la position 4, on passe de -61 dB en ne considérant que le lien LOS (pas de réflexion) à -56.5 dB pour 8 réflexions et plus. On observe néanmoins une convergence des valeurs des gains à partir de 3 réflexions. Ces résultats sont donc conformes avec ceux généralement utilisés dans la littérature. On considèrera donc 3 réflexions optiques dans la suite de ce document.

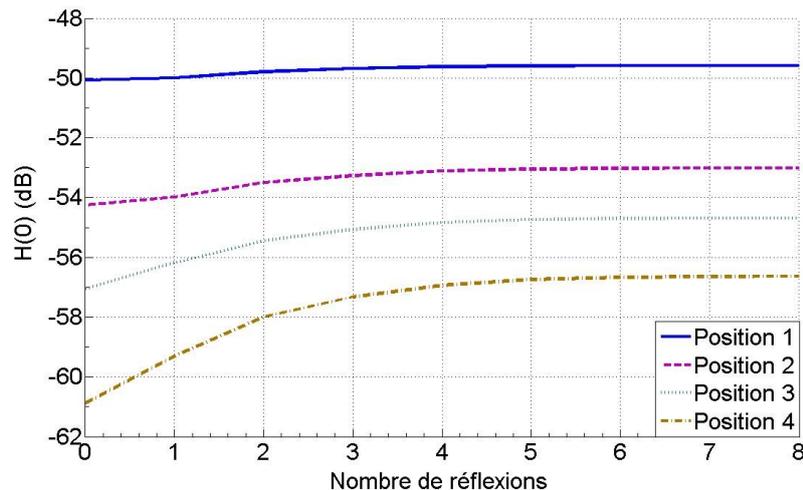


Figure III-4 : Evolution du gain optique $H(0)$ pour différentes positions en fonction du nombre de réflexions considérées

III.2.4. Modélisation des surfaces

Les réflexions optiques constituant la réponse impulsionnelle proviennent des différentes surfaces de l'environnement. Il existe plusieurs modèles pour représenter les propriétés de réflexion de la lumière sur une surface, généralement définies par une BRDF (« Bidirectional Reflectance Distribution Function »). Ces propriétés dépendent de la nature des matériaux constituant les surfaces et de la longueur d'onde.

III.2.4.1. Modèles de réflexion

Le modèle mathématique de BRDF le plus classiquement utilisé en communication optique est le modèle de Lambert [133] qui considère que la lumière incidente est réfléchi sur la surface uniformément dans toutes les directions. On dit que la réflexion est diffuse lorsque les dimensions des irrégularités des surfaces rencontrées par les rayons optiques sont suffisamment grandes vis-à-vis de la longueur d'onde. La surface est alors caractérisée par un coefficient de réflectivité ρ compris entre 0 pour un matériau parfaitement absorbant et 1 pour un matériau parfaitement réfléchissant.



On peut également considérer le cas extrême d'une réflexion spéculaire. Dans ce cas, les surfaces rencontrées par les rayons optiques sont parfaitement lisses par rapport à la longueur d'onde. En optique géométrique, on considère ce cas comme étant celui du miroir idéal, dans lequel le rayon incident n'est réfléchi que dans une seule direction. Dans notre cas, nous avons vu dans le paragraphe II.5.2.2 que toutes les surfaces en environnement indoor sont considérées lambertiennes, donc parfaitement diffuses.

A noter qu'il est possible dans RaPSor d'utiliser également des modèles hybrides (modèle de Blinn-Phong) prenant en compte à la fois une composante spéculaire et une composante diffuse, ce qui traduit bien par exemple le cas des surfaces en bois verni.

III.2.4.2. Coefficients de réflexions des matériaux

Chaque matériau se comporte différemment face aux rayons optiques incidents. En effet, la quantité d'énergie réfléchie liée au coefficient de réflexion ρ dépend de la longueur d'onde utilisée ainsi que de la nature du matériau.

Dans le domaine infrarouge on utilise une longueur d'onde λ unique pour transmettre une information. Dans ce cas, le coefficient de réflexion ρ est constant. Dans le domaine des communications par la lumière, les longueurs d'ondes utilisées sont multiples (elles englobent tout le spectre du visible) et donc ρ évolue en fonction de λ .

En considérant les surfaces purement diffuses, la figure III-5 montre l'évolution de ρ en fonction de λ pour différents matériaux dans les domaines du visible (a) et de l'IR (b) [134]. On peut observer que dans le domaine de l'IR les coefficients sont quasi-constants en fonction de λ . Par contre dans le domaine visible pour certains matériaux, comme le bois, les coefficients varient fortement et de manière presque linéaire en fonction de λ alors que pour d'autres, comme le plâtre, ils sont presque constants à partir de 550 nm. Dans le domaine du visible, la valeur de ρ est donc amenée à évoluer de manière plus ou moins importante avec la longueur d'onde et en fonction du matériau utilisé.

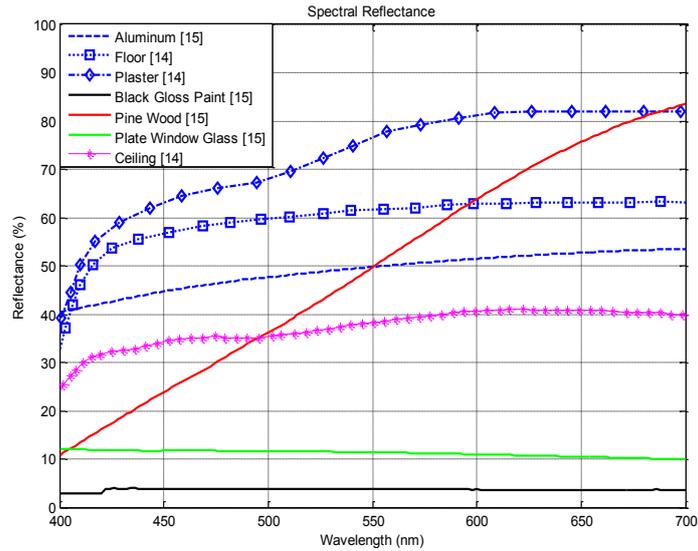
Dans la littérature, il est généralement considéré une valeur moyenne du coefficient de réflexion. Si ce choix est compréhensible pour des matériaux comme le plâtre, on peut cependant se poser la question de sa pertinence pour d'autres, comme le bois ou le plastique.

Pour essayer de répondre à cette problématique, nous avons déterminé le gain statique obtenu d'une part en utilisant une valeur moyenne de ρ et d'autre part en considérant l'évolution de ρ en fonction de λ . Les deux matériaux choisis pour cette étude sont le plâtre et le plastique, qui ont l'avantage de présenter deux profils distincts et qui de plus correspondent à des matériaux que l'on trouve fréquemment en milieu intérieur, notamment hospitalier.

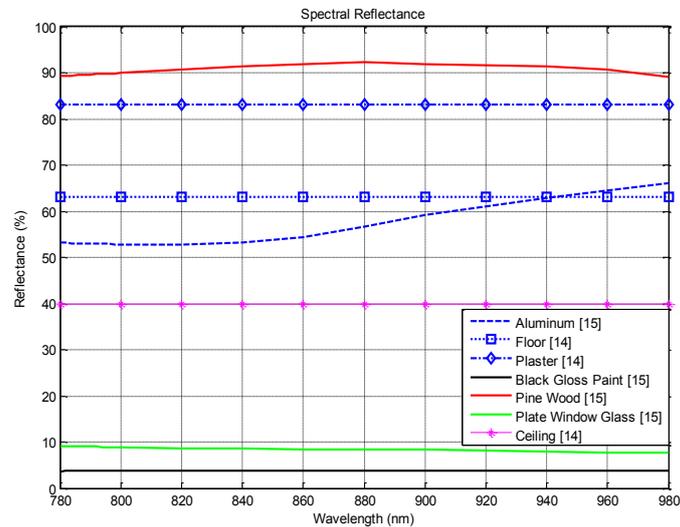
L'évolution de la réflectivité de ces deux matériaux est représentée en figure III-6. Chacune d'entre elles est discrétisée en 30 segments égaux tous les $\Delta\lambda = 10$ nm. Pour chacun des matériaux, une valeur $\rho_{\Delta\text{moy}}$ correspondant à la valeur moyenne de ρ dans l'intervalle $\Delta\lambda$ a été déterminée.

Nous avons donc effectué 30 simulations RaPSor, une pour chaque valeur de $\rho_{\Delta\text{moy}}$ sur le segment numéro x , permettant ainsi d'obtenir les valeurs respectives de gains statiques $\Delta H(x)$.





(a)



(b)

Figure III-5 : Evolution du coefficient de réflexion de différents matériaux pour (a) le domaine du visible, (b) le domaine de l'infrarouge

Pour effectuer les simulations, nous avons choisi de tester la position 4 précédemment définie, car il s'agit de la position la plus proche des surfaces de l'environnement. De plus, la seule contribution considérée ici est celle issue de la première réflexion, le LOS n'étant pas pris en compte, ceci afin d'être certain d'observer uniquement le gain provenant d'une seule surface (ici les murs).



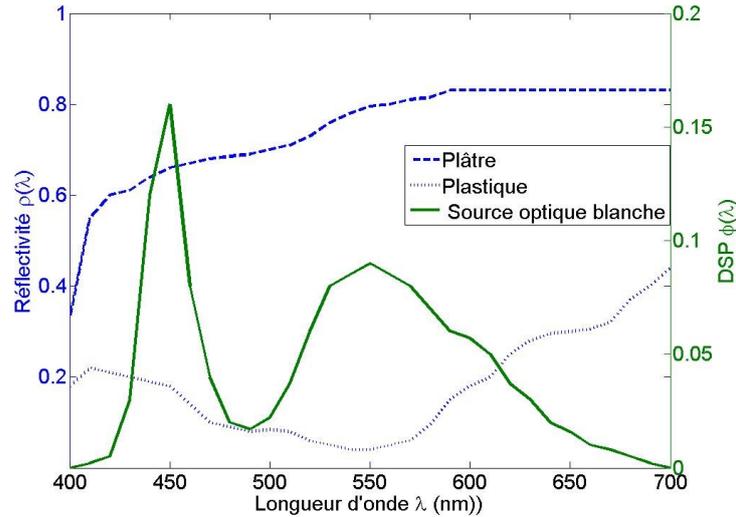


Figure III-6 : Représentation de la répartition spectrale d'une source optique froide ainsi que de la réflectivité associée au plâtre et au plastique en fonction de la longueur d'onde

D'autre part, la source optique associée possède une répartition en puissance $\Phi(\lambda)$ non-constante en fonction de la longueur d'onde comme illustré avec un exemple sur la figure III-6. Cette courbe est discrétisée comme précédemment en 30 segments égaux entre 480 et 780nm, soit un segment tous les $\Delta\lambda = 10$ nm. Il a été arbitrairement choisi d'utiliser le profil d'une source froide (cf figure II-5). On définit l'aire A_x comme étant la puissance du signal émis par rapport à une valeur de $\Delta\lambda$ associée. Elle est calculée en utilisant la méthode d'intégration par trapèze :

$$A_x = \frac{\Phi(x) + \Phi(x + 1)}{2} \cdot \Delta\lambda \quad (3.1)$$

Où x représente le numéro du segment considéré. On notera également par la suite A_{tot} comme étant la somme de l'ensemble des segments A_x .

Le gain statique total $H_{total}^{(1)}$ correspondant à la première réflexion tenant compte d'un ρ non-constant dans la bande visible et de la répartition spectrale en puissance de la source sur les 30 segments est finalement obtenu à partir de :

$$H_{total}^{(1)} = \sum_{x=1}^{30} \frac{A_x}{A_{tot}} * \Delta H(x) \quad (3.2)$$

Les résultats obtenus sont résumés dans le tableau III-4. On y a aussi reporté les valeurs de gain statique obtenues en ne considérant qu'une seule valeur moyenne de ρ pour toute la bande visible, à savoir 0.73 pour le plâtre et 0.18 pour le plastique.

On observe que dans le cas du plâtre, l'écart entre les deux valeurs est relativement faible (0.5 dB), ce qui est logique puisqu'on a vu pour ce matériau que les variations du coefficient de réflexion étaient faibles dans la bande visible. En revanche, on peut voir que pour le plastique, l'écart est un peu plus significatif (1.3 dB) et conduit à légèrement surestimer la puissance collectée à l'issue de la première réflexion en considérant la valeur moyenne.



Tableau III-4 : Gains optiques obtenus pour les matériaux plâtre et plastique pour une valeur de ρ moyen et pour des valeurs discrétisées

Scénario de simulation	Plâtre	Plastique
Evolution discrétisée de ρ dans la bande 480-780nm	- 63.5 dB	- 71.1 dB
Valeur moyenne dans la bande 480-780nm	- 64 dB	- 69.8 dB

Ces résultats illustrent le fait que la connaissance précise des propriétés de réflectances des matériaux pour le spectre visible peut permettre d'accroître la précision sur la détermination des performances. Rappelons néanmoins que l'impact des réflexions diminue fortement quand leur ordre augmente. Il y a donc un compromis à faire entre précision, complexité et temps de calcul.

III.3. Configuration étudiée

Dans cette partie, nous définissons l'environnement d'étude pour la suite de nos travaux dans le domaine du visible. Comme précédemment, certains paramètres sont étudiés pour définir au mieux la configuration.

III.3.1. Description générale

Les dimensions de l'environnement étudié correspondent à celles communément utilisées dans la littérature des VLC [135-138]. On considère une pièce rectangulaire vide, similaire à celle présentée dans le tableau III-1, avec 4 émetteurs VLC positionnés au plafond symétriquement par rapport au centre de la pièce. De ce fait, en se reportant à l'équation (2.28), la RI totale du canal en un point avec K réflexions se détermine par :

$$h_{total}(t) = \sum_{i=1}^4 h_{los}(t) + \sum_{i=1}^4 h_{nlos}^{(K)}(t) \quad (3.3)$$

L'objectif principal de cette étude est d'observer l'impact de la mobilité du récepteur sur le canal. De ce fait, la hauteur du plan dans lequel le récepteur peut se déplacer est un paramètre important. On considère ici qu'elle est initialement fixée à 1.2m du sol. Cela correspond à la hauteur moyenne d'un récepteur porté par une personne (par exemple un téléphone portable ou une tablette). De plus, nous considérons ici un déplacement en 2D dans un plan situé à la hauteur considérée. La figure III-7 illustre l'environnement considéré.

En accord avec les résultats du paragraphe III.2.2, chaque source est considérée ponctuelle et dirigée vers le sol. De plus, pour se rapprocher d'un environnement réaliste, nous avons choisi des murs et un plafond en plâtre, tandis que le sol est en plastique. Afin de faciliter les simulations et en accord avec les résultats du paragraphe III.2.4.2, nous considérons la valeur moyenne de ρ vis-à-vis des longueurs d'ondes associées à chacun de ces matériaux. L'ensemble des paramètres généraux est résumé dans le tableau III-5. Ce dernier regroupe également les paramètres utilisés avec le logiciel RaPSor.



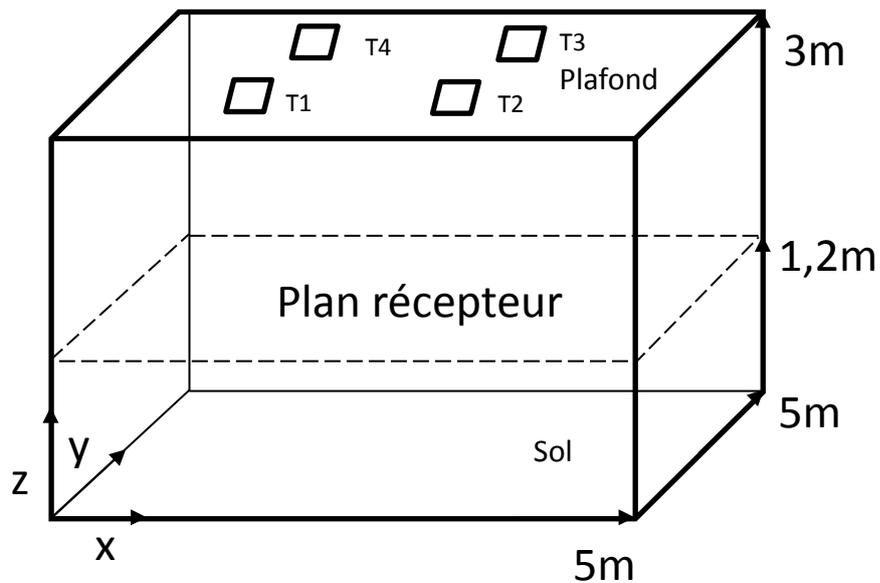


Figure III-7 : Environnement considéré

Tableau III-5 : Paramètres généraux utilisés pour l'environnement considéré

Paramètres	Valeurs
Dimension [X Y Z]	5x5x3 [m]
Hauteur du plan récepteur	1.2 [m]
Position des émetteurs [X Y Z]	
T1	[1.25 1.25 3] [m]
T2	[1.25 3.75 3] [m]
T3	[3.75 3.75 3] [m]
T4	[3.75 1.25 3] [m]
Direction	- 90 [°]
Coefficient de réflexion	
Plafond/mur	0.73
Sol	0.18
RaPSor	
Type	« Ray-Gathering »
Nombres de rayons	40000
Echantillonnage	0.02 [ns]
Durée d'observation	600 [ns]
Nombre de réflexions optiques	3

III.3.2. Caractéristiques des émetteurs

Comme nous l'avons déjà expliqué, l'objectif premier des sources en lumière visible est avant tout de fournir de l'éclairage dans l'environnement. Les caractéristiques des émetteurs dépendent donc de cette contrainte.

De ce fait, le premier élément à prendre en compte pour l'étude de l'environnement considéré est la répartition de l'éclairage. En utilisant l'équation (2.38) il est possible de calculer l'éclairement en un point donné. On peut donc facilement effectuer ce calcul en tout point de la pièce.



De par les similitudes entre le calcul de l'illumination et celui du gain optique, on choisit de calculer l'éclairement en un point en prenant en compte 3 réflexions optiques. En comparant les équations (2.24) et (2.36) d'une part, et (2.26) (2.37) d'autre part, il est possible d'exprimer la valeur de l'éclairement E_{total} en un point en fonction de celle du gain statique H_{total} , déterminé à partir de la RI obtenue avec RaPSor :

$$E_{total} = \frac{2\pi}{A_{phy}(m+1)} * I(0) * H_{total} \quad (3.4)$$

On utilise pour les simulations les paramètres des tableaux III-5 et III-6. Ce dernier contient les paramètres complémentaires associés aux émetteurs et récepteurs pour ces simulations.

Tableau III-6 : Paramètres complémentaires considérés pour le calcul de l'éclairement

Paramètres	Valeurs
Emetteurs	
Ordre lambertien	1
Intensité lumineuse I(0) en cd	Variable
Température de couleur	Froide
Récepteurs	
A_{phy}	1 [m ²]
FOV	90 [°]
Nombre de positions	50*50
Orientation	+90 [°]

L'ordre de l'émetteur a été choisi lambertien (m=1). C'est cette valeur qui est considérée dans une grande majorité des études VLC [135-138]. Elle permet de représenter correctement le rayonnement des sources d'éclairage.

Au vu de l'équation (3.4), on choisit de fixer les surfaces de réception à 1 m² afin de faciliter les calculs liés à l'exploitation des résultats. En effet, les équations (2.36) et (2.37) montrent que le calcul de l'éclairement est indépendant de la surface du récepteur. De ce fait, A_{phy} est choisi de manière à faciliter le passage de H_{total} à E_{total} .

D'autre part, on considère le FOV du récepteur comme étant de 90° afin de représenter le fait que les rayons incidents sont reçus quel que soit leur angle d'arrivée. Enfin, nous avons choisi de diviser la pièce selon un quadrillage 50*50, ce qui revient à considérer une position tous les dix centimètres. Nous associons à chacune de ces cases un récepteur, qui est l'image du flux lumineux en un point reçu à cette position.

La figure III-8 illustre l'évolution des valeurs minimale E_{min} , maximale E_{max} et moyenne E_{moy} de l'éclairement pouvant être obtenu dans la pièce, pour une hauteur donnée (ici la hauteur du plan de réception, égale à 1.2 m) en fonction du flux de puissance optique émis P_t (W). Les valeurs de P_t sont déterminées à l'aide des équations du paragraphe II.2.3.2 en considérant une source froide et en faisant varier l'intensité de la source I(0). On constate que les différentes évolutions sont linéaires. Il est ainsi possible de déterminer facilement la valeur d'intensité de la source permettant de répondre à une contrainte donnée.



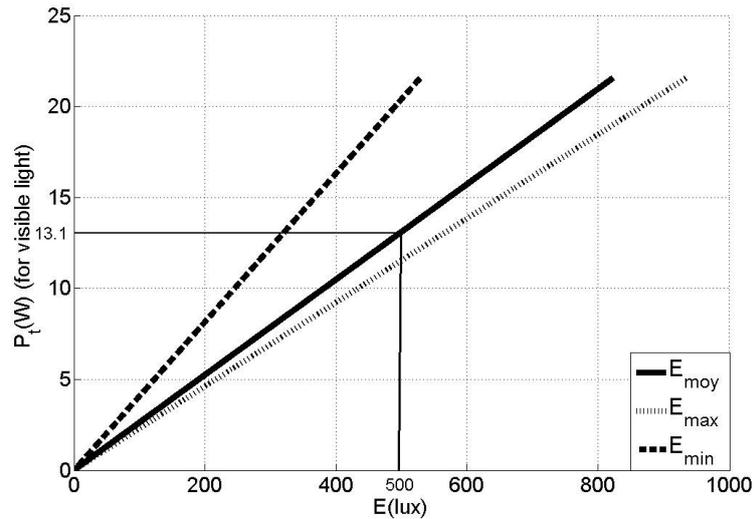


Figure III-8 : Evolution de l'éclairage minimal, moyen et maximal en fonction de la puissance émise

Dans le paragraphe II.2.4, nous avons indiqué que la valeur moyenne d'éclairage associée aux environnements médicaux était de 500 lux. En utilisant les courbes figure III-8, on voit qu'il est nécessaire que la puissance totale émise par les sources soit au moins de 13.1 W. De ce fait, chaque source sera initialement considérée comme émettant un maximum de $13.1/4 = 3.3$ W.

Cependant, le respect seul de la contrainte d'éclairage n'est pas suffisant. En effet, la répartition de l'éclairage au sein d'un environnement est également importante afin de garantir un confort aux usagers. La figure III-9 offre une représentation 3D de la répartition de l'éclairage pour une puissance totale émise de 13.1 W.

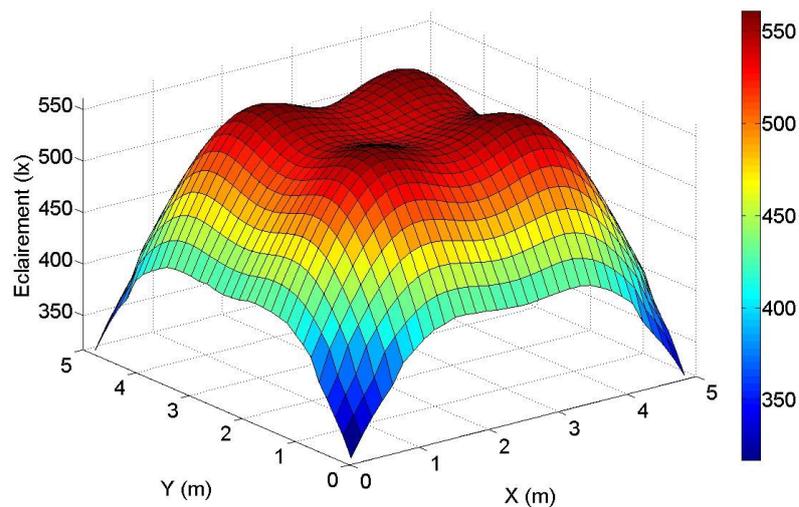


Figure III-9 : Représentation 3D de l'éclairage à une hauteur de 1.2 m pour une puissance d'émission totale de 13.1 W,

Sur cette figure, on observe que malgré le fait que l'éclairage soit beaucoup plus faible près des murs, celui-ci est réparti de façon bien plus homogène au centre de la pièce.



En général, les diverses activités d'une personne se déroulent dans cette zone. Au vu de ces observations, on peut donc considérer cette répartition comme convenable pour notre étude.

Pour résumer, le tableau III-7 reporte l'ensemble des caractéristiques des émetteurs VLC utilisés par la suite dans ce document pour l'étude des performances d'un canal.

Tableau III-7 : Paramètres des émetteurs VLC considérés dans la suite ce document

Paramètres	Valeur
Ordre lambertien	1
Puissance d'émission (1 source)	3.3 [W]
Température de couleur	Froide

III.3.3. Caractéristiques et mobilité du récepteur

Dans le domaine des VLC, les récepteurs sont soumis à moins de contraintes comparés aux émetteurs. Il faut entendre par là que la seule contrainte qui leur est associée est de recevoir convenablement le signal, contrairement aux émetteurs qui doivent assurer une double fonction.

Pour notre étude, nous nous limiterons à utiliser un modèle de récepteur largement considéré dans de nombreux études VLC [135-138]. Même s'il existe des composants bien plus performants, nous avons choisi d'utiliser des caractéristiques standards afin de généraliser les conclusions proposées. Le tableau III-8 propose un résumé de ces paramètres.

Tableau III-8 : Paramètres des récepteurs VLC considérés dans la suite ce document

Paramètres	Valeur
A_{phy}	1 [cm ²]
FOV	65 [°]
Sensibilité	0.48

La plupart des études sur les communications VLC portent sur un cas statique où le récepteur est fixe car les performances sont optimales en LOS direct dans le cas d'émetteurs et récepteurs alignés. Le canal peut cependant être impacté par des blocages aléatoires.

Dans notre étude, comme présenté dans le paragraphe II.5.2, on considère une configuration en LOS non directif car avec un récepteur en mouvement il est plus difficile de rester aligné avec l'émetteur. Lorsque le récepteur est porté par une personne, les mouvements de celle-ci et la présence du corps vont alors affecter les caractéristiques du canal et ce même si la vitesse de déplacement est faible.

Pour étudier ces effets on peut envisager différentes méthodes [139,140]. On peut par exemple modéliser le déplacement et la vitesse du récepteur suivant un ou plusieurs chemins préalablement définis ou aléatoires. C'est une approche adaptée pour l'étude d'environnements comprenant de nombreux obstacles.

Dans notre cas, on modélise une pièce vide et on se focalise sur les effets liés aux caractéristiques géométriques du récepteur (position, hauteur, orientation) par rapport aux luminaires installés dans la pièce et à ceux liés à la présence du porteur (corps).

On considèrera donc ici une approche statistique basée sur la définition d'un ensemble de positions aléatoires du récepteur réparties uniformément dans l'ensemble de l'espace



considéré. Cela signifie que les caractéristiques d'un récepteur pour une simulation donnée (position, hauteur, orientation) sont indépendantes de celles utilisées pour la simulation précédente (cf figure III-10).

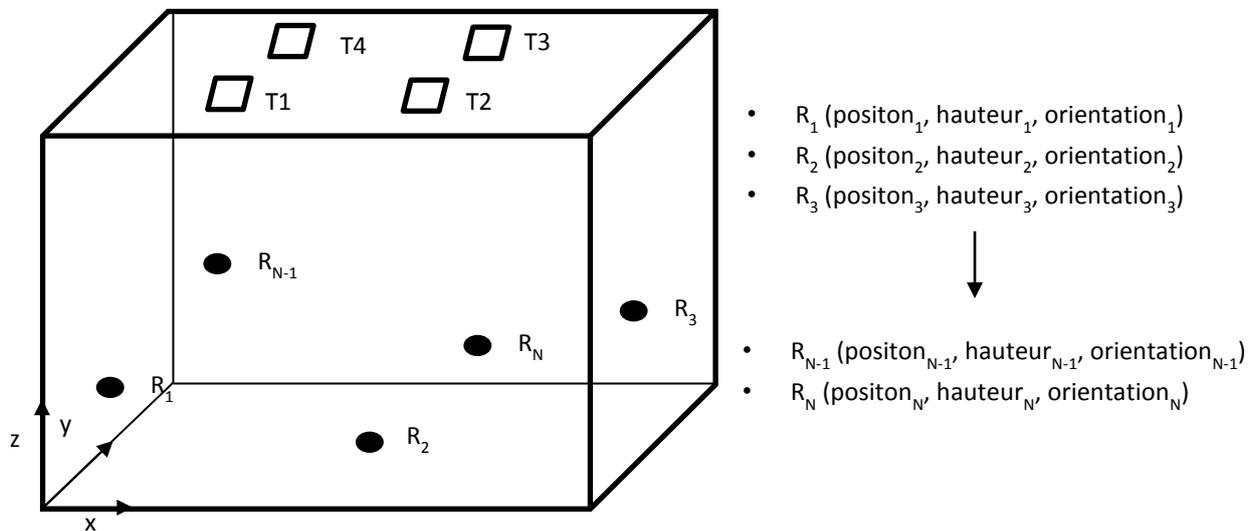


Figure III-10 : Exemple d'approche statistique pour la répartition de récepteurs en considérant N positions aléatoires.

III.3.3.1. Position aléatoire du récepteur

Dans cette première étude, on considère que l'orientation du récepteur est de $+90^\circ$, comme si il était dirigé vers le plafond quelle que soit sa position dans la pièce. Sa hauteur est elle aussi fixe conformément aux paramètres du tableau III-5.

Soit N le nombre de positions de récepteurs. Pour chaque position choisie indépendamment, aléatoirement et de manière uniforme dans l'espace étudié, la simulation de la RI grâce au logiciel RaPSor conduit à la détermination d'une valeur de gain statique $H(0)$. Cette valeur est obtenue grâce à l'équation (3.3).

A partir de l'ensemble des valeurs obtenues par simulation, il est possible de déterminer la répartition des valeurs de $H(0)$ et ainsi d'attribuer à chaque valeur prise dans l'ensemble une probabilité. On peut alors en déduire la fonction de densité de probabilité, ou Probability Density Function (PDF). L'évolution de la PDF permet d'analyser la répartition statistique des valeurs de $H(0)$ et d'observer, par exemple, quelles sont les valeurs ayant la plus petite probabilité.

En statistique, il existe différentes méthodes d'estimation de la PDF, par exemple directement à partir de l'histogramme des valeurs ou en utilisant des méthodes par noyau ou KDE (Kernel Density Estimation) [141]. Dans le logiciel MATLAB, la méthode d'estimation par noyau est codée. On fera l'analyse des performances en utilisant les valeurs de l'histogramme. Cependant, on utilisera pour la représentation la fonction d'estimation *ksdensity*.



On définit également la fonction de répartition ou CDF (Cumulative Density Function) de la variable $H(0)$ qui s'écrit :

$$CDF(H_0) = \text{prob}(H(0) \leq H_0) = \int_{-\infty}^{H_0} pdf(H(0))dH(0) \quad (3.5)$$

La CDF permet d'estimer la probabilité cumulée et donc de donner une indication de performance en termes de probabilité de coupure. En effet, en communication on cherche à minimiser l'atténuation, c'est-à-dire à maximiser le gain dans la majorité des cas. La CDF permet de déterminer la probabilité que le gain du canal visé ne soit pas atteint. Le système sera donc d'autant plus performant que la CDF pour une valeur donnée $H(0)$ sera faible.

Pour estimer $CDF(H_0)$ à partir des N valeurs de gain obtenues par simulation il suffit de compter le nombre de valeurs de gain inférieures à H_0 et diviser par le nombre total de points soit N . L'interprétation des résultats va dépendre du nombre d'échantillons N de positions et donc de valeurs de gains considérées. Une des solutions est de choisir une valeur de N très élevée, mais cela serait au détriment du temps de simulation. L'objectif est donc ici de déterminer la valeur de N pour laquelle les résultats convergent.

Plusieurs simulations pour différents cas ($N \in \{100, 500, 1000, 5000, 10000\}$) ont été réalisées et ont permis d'estimer $PDF(H(0))$. Le récepteur est à 1.2m du sol orienté perpendiculairement vers le plafond. Les paramètres de simulations utilisés sont ceux des tableaux III-5, III-7 et III-8. La Figure III-11 illustre les résultats obtenus.

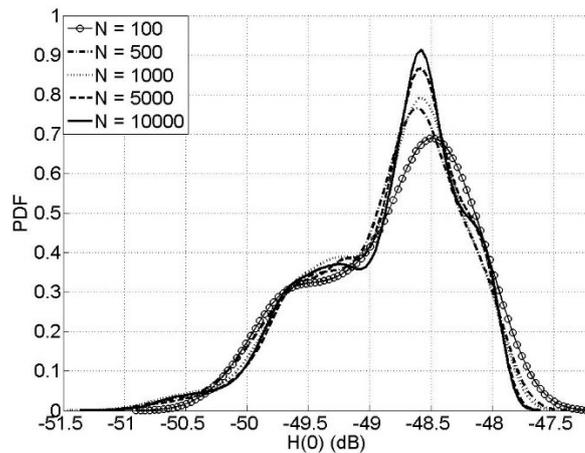


Figure III-11 : PDF($H(0)$) en fonction du nombre N de positions de récepteur

Cette figure permet d'illustrer deux points. Premièrement, on constate que quel que soit N , l'intervalle de distribution des valeurs de $H(0)$ reste très similaire (de -51 dB à -47.5 dB). On observe que le cas $N=100$ semble être celui proposant le plus de décalage vis-à-vis des autres cas, ce qui signifie qu'on manque de précision pour cette valeur de N .

Entre -49 dB et -48 dB, correspondant aux valeurs les plus probables, les distributions semblent converger lorsque N augmente. En accord avec les résultats illustrés dans le paragraphe III.2.1, on peut supposer que ces valeurs de gains et celles supérieures correspondent à des positions recevant une contribution LOS de la part d'un ou plusieurs émetteurs.



Pour compléter, nous avons tracé les CDF($H(0)$) des cas associés à $N = 1000$ et $N = 10000$. Les résultats sont reportés sur la figure III-12. On observe ici que les deux courbes sont pratiquement superposées, ce qui signifie que, en terme d'impact sur les performances, choisir un nombre $N = 1000$ sera suffisant pour obtenir une bonne estimation de la distribution des valeurs de $H(0)$.

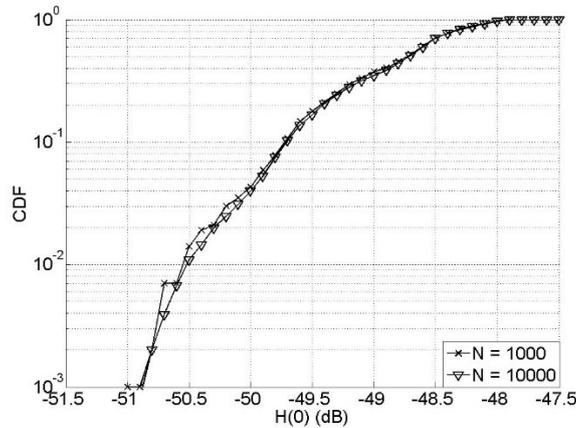


Figure III-12 : – CDF du gain pour $N = 1000$ et $N = 10000$

Cependant, comme nous l'avons vu dans le paragraphe II.5.2.4, une autre caractéristique importante du canal optique est l'étalement de la RI. Un critère d'appréciation de cette caractéristique est associé à la valeur du D_{rms} , qui permet ensuite de calculer le débit R_{b-max} atteignable sans IES.

Nous avons reporté dans le tableau III-9 l'ensemble des valeurs de R_{b-max} associées à chaque nombre N étudié. On constate dans un premier temps que les résultats obtenus convergent à partir de $N = 1000$. On observe également que l'écart entre les cas $N = 1000$ et $N = 10000$ est relativement faible ($\approx 4\%$). On peut donc conclure que le cas $N = 1000$ est suffisant pour obtenir une bonne approximation de la valeur de R_{b-max} associée à un canal optique considérant un récepteur mobile.

Tableau III-9 : Valeurs de R_{b-max} sans IES en fonction du nombre de positions du récepteur pour le cas de référence VLC

Nombre de points N	100	500	1000	5000	10000
R_{b-max}	57.8 Mbit/s	53.7 Mbit/s	50.6 Mbit/s	50.4 Mbit/s	48.7 Mbit/s

Afin d'illustrer la répartition des valeurs de R_{b-max} , nous avons tracé les valeurs obtenues sur la figure III-13 pour $N = 1000$.

On observe premièrement que les valeurs les plus hautes de R_{b-max} se situent comme attendu proches des sources. Au contraire, on observe que les positions les plus limitées en débit sont celles situées près des murs, là où les réflexions sont les plus importantes et donc les phénomènes d'IES plus impactants. Néanmoins, si on regarde la plus petite valeur de R_{b-max} (≈ 50 Mbit/s), on constate qu'elle reste bien supérieure aux débits considérés pour les applications médicales (≤ 10 Mbit/s).

Considérant l'ensemble de ces résultats, nous utiliserons donc par la suite un minimum de 1000 positions de récepteurs dans l'environnement. Etant donné que ce cas correspond à celui le plus simple concernant la mobilité d'un récepteur, les PDF et CDF obtenues pour cette valeur seront utilisées comme courbes de références et comparées aux résultats ultérieurs.



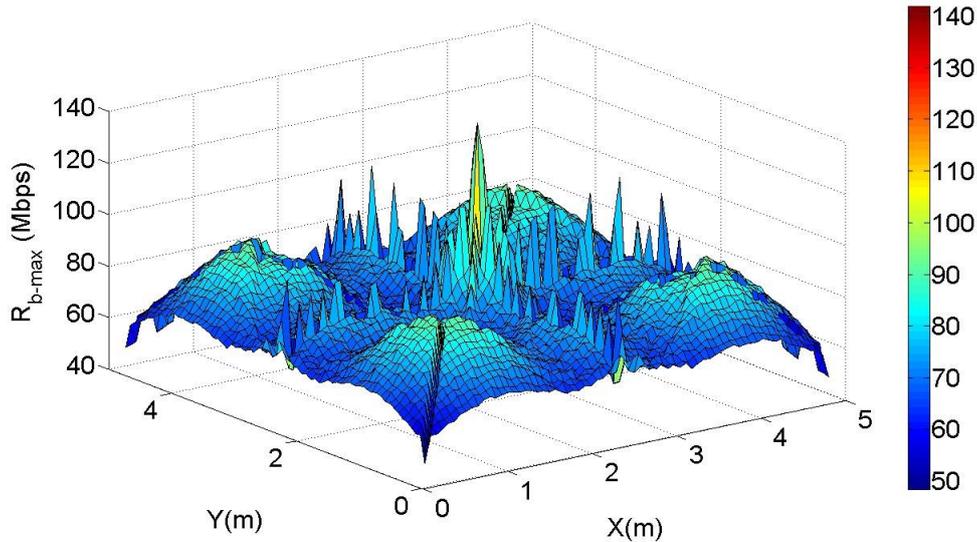


Figure III-13 : Répartition 3D de la valeur de R_{b-max} dans l'environnement considéré

III.3.3.2. Variation de la hauteur

Jusqu'à présent, nous avons considéré que la hauteur du récepteur était fixe par rapport au sol. Cette hypothèse n'est pas réaliste car lorsqu'une personne se déplace en portant un dispositif dans ses mains, la hauteur de celui-ci n'est pas forcément constante, et l'utilisateur peut être amené à la modifier de manière volontaire ou non. De ce fait, il est nécessaire de déterminer si ces changements de hauteurs ont un impact ou non sur les performances, c'est-à-dire sur le gain optique ainsi que sur l'étalement de la RI.

Afin de déterminer cet impact, nous avons défini qu'à partir du plan de référence situé à 1.2m, la hauteur du récepteur pouvait varier dans un intervalle Δh de ± 10 cm. Cette considération exclut les cas de mouvements brusques, telle une chute.

En considérant une orientation fixe de récepteur ($+90^\circ$), nous avons donc effectué de nouvelles simulations pour $N = 1000$ positions de récepteurs, mais en définissant pour chaque position une hauteur aléatoire comprise entre 1.1 m et 1.3 m. L'ensemble des paramètres de simulation est défini dans les tableaux III-5, III-7 et III-8.

La figure III-14 illustre la comparaison des CDF(H_0) entre le cas de référence et celui avec une hauteur variable. Comme expliqué précédemment, les performances de la liaison VLC seront d'autant meilleures que l'atténuation du canal sera faible c'est-à-dire que le gain optique $H(0)$ sera élevé. On préférera donc les configurations qui permettent d'atteindre les plus grandes valeurs de gain avec la plus faible probabilité d'être inférieure à ces valeurs, donc la plus petite valeur de CDF.

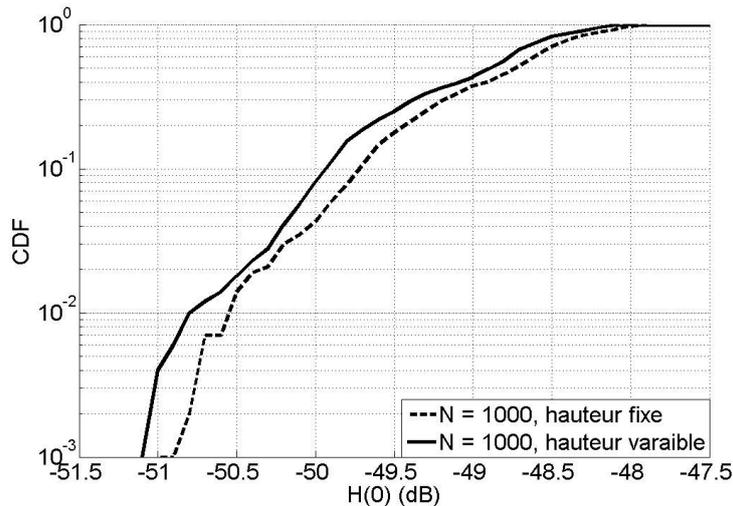


Figure III-14 : CDF(H_0) dans les cas d'une hauteur de récepteur fixe d'une part et variable d'autre part

Les courbes de la figure III-14 permettent d'observer que l'évolution des valeurs des gains entre les deux cas considérés est très similaire, que l'on prenne une hauteur variable ou une hauteur fixe. En effet, même pour des CDF très faibles (10^{-3}), l'écart n'est que de 0.25 dB. On peut donc conclure que, dans notre configuration, l'impact de la variation de hauteur du récepteur sur le gain statique est négligeable.

Pour compléter cette analyse, nous avons reporté dans le tableau III-10 les valeurs de R_{b-max} associées aux deux cas étudiés. On observe que même s'il existe un écart de 2.5 Mbit/s entre les deux cas observés, cette variation est peu significative car inférieure à 5 % de la valeur totale. De ce fait, on peut conclure que la prise en compte des variations de hauteurs pour un canal mobile n'influe pas de manière significative l'étalement de la RI.

Tableau III-10 : Valeurs de R_{b-max} sans IES en fonction dans les cas d'une hauteur de récepteur fixe et variable

	Hauteur récepteur fixe (cas de référence)	Hauteur récepteur variable
R_{b-max}	50.6 Mbit/s	53.1 Mbit/s

Il n'est donc pas nécessaire de tenir compte d'une variation de hauteur du récepteur par rapport à sa valeur nominale si l'on ne considère pas de mouvements brusques. Par la suite on considèrera donc que la hauteur est fixe à 1.2m.

Afin de résumer et faciliter l'accès aux paramètres de simulations par la suite, l'ensemble des paramètres utilisés est répertorié dans l'annexe III. Ceux associés au cas de référence utilisé pour comparer les résultats de nos prochaines simulations correspondent aux tableaux A3.1 et A3.2 de cette annexe.

III.3.3.3. Variation de l'orientation du récepteur

Comme pour la hauteur, les mouvements induits par la personne portant le récepteur peuvent changer l'orientation de celui-ci, ne serait-ce que pour l'orienter de manière convenable à son utilisation. Il est donc également nécessaire d'observer si ces changements d'orientations influent ou non sur le canal.



Afin de définir une orientation du récepteur dans le logiciel RaPSor, il faut définir le vecteur associé à la direction souhaitée. Le système de coordonnées le plus adapté est le système polaire, ou sphérique. Comme illustré sur la partie (a) de la figure III-15, les coordonnées sphériques sont définies par 3 paramètres : r , θ et φ . Les valeurs cartésiennes $[X Y Z]$ s'expriment en fonction des coordonnées sphériques par :

$$\begin{cases} X = r \cos(\theta) \cos(\varphi) \\ Y = r \cos(\theta) \sin(\varphi) \\ Z = r \sin(\theta) \end{cases} \quad (3.6)$$

Pour notre étude, nous avons défini les intervalles suivants : $\theta \in [0, \pi/3]$ et $\varphi \in [0, 2\pi]$ avec un pas de $\pi/6$, soit un total de 25 orientations, représentant ainsi un cône de mouvement visible en figure III-15 (b). Pour le vecteur unitaire définissant la direction, on choisira $r = 1$.

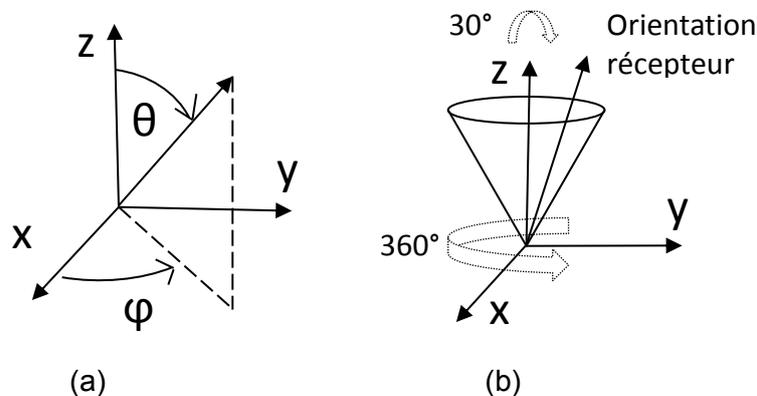


Figure III-15 : Illustration : (a) des coordonnées sphériques, (b) du cône de mouvement du récepteur

Ces valeurs ont été choisies afin de représenter une variation réaliste des orientations que peut prendre un récepteur lorsqu'il se déplace. Comme pour le cas de la hauteur, on considère ici que le récepteur ne prend pas d'orientations aberrantes, comme par exemple être dirigé vers le sol.

En utilisant les paramètres des tableaux A3.1 et A3.2 de l'annexe III, nous avons réalisé les simulations correspondants aux cas d'un récepteur mobile sans changements d'orientation (cas de référence) et d'un récepteur mobile avec changements d'orientation. Afin d'analyser les résultats, nous avons tracé en figure III-16 les PDF associées à ces deux cas.

Sur cette figure, on observe que les variations d'orientation induisent une très forte modification de la distribution des valeurs de gains comparé au cas de référence. En effet, alors que l'étalement du cas de référence se situe entre -47.5 dB et -51 dB, on trouve des valeurs de gains jusqu'à -54.5 dB dans le cas où les orientations changent. On constate également que la proportion de fortes valeurs de gains (associées au lien LOS), est bien plus importante dans le cas de référence. Ceci s'explique par le fait que les changements d'orientation créent des cas où le récepteur ne reçoit aucun signal LOS. Selon l'orientation, le signal issu des réflexions peut être très faible, ce qui correspond aux valeurs de gains que l'on peut observer aux alentours de -53 dB. De ce fait, on peut conclure que les changements d'orientations du récepteur impactent de manière significative la répartition du gain optique.



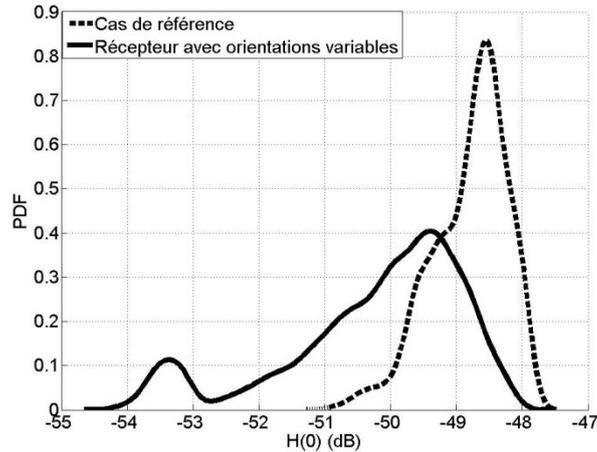


Figure III-16 : PDF des gains associés aux cas de référence et à celui d'un récepteur mobile avec changement d'orientations

Comme précédemment, il est aussi nécessaire d'observer l'impact sur l'étalement de la RI. Nous avons reporté dans le tableau III-11 les valeurs de R_{b-max} associées à chaque cas.

Tableau III-11 : Valeurs de R_{b-max} sans IES associés aux cas de référence et à celui d'un récepteur mobile avec changements d'orientation

	Cas de référence	Récepteur avec orientation variables
R_{b-max}	50.6 Mbit/s	16.6 Mbit/s

On observe ici que la différence entre les deux cas étudiés est très importante : environ 65%. Ces constatations nous permettent de confirmer les conclusions obtenues à l'aide de la figure III-16 : le changement d'orientation d'un récepteur ne peut être négligé si l'on souhaite étudier sa mobilité dans le cas d'une configuration VLC.

III.4. Impact de la présence du corps

Puisque l'on considère que le récepteur se déplace, il est nécessaire de prendre en compte le moyen qui induit ce mouvement. Dans la configuration VLC étudiée dans ce document, on considère que le récepteur est porté par une personne et que celle-ci se déplace conjointement avec le dispositif. On peut donc se poser la question de l'impact du corps de la personne sur le canal optique. En effet, de par sa présence, celui-ci peut influencer de manière significative sur les résultats, notamment en créant des cas de blocages du signal.

Comme illustré sur la figure III-17, nous nous concentrerons pour cette étude sur quatre aspects principaux liés à la présence du corps et à son impact :

- La modélisation géométrique: Comment modéliser le corps ? Est-il nécessaire de modéliser un corps complexe ou une forme simple suffit-elle à donner un bon aperçu des résultats ?



- Le changement d'orientation du récepteur : de même on peut imaginer que certains changements d'orientations conduiront à des blocages supplémentaires avec la présence d'un corps.
- La modélisation physique : quel est l'impact de la nature réfléchive du corps ou comment choisir le ou les coefficients de réflexion ?
- La distance du récepteur par rapport au corps (noté ici D_{recep}): quel est l'impact par exemple de la distance entre le corps et le récepteur ?

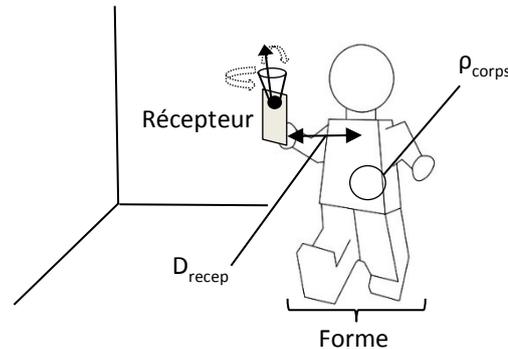


Figure III-17 : Illustration des différents paramètres considérés liés au corps

III.4.1. Modélisation du corps

Lorsque l'on doit modéliser un corps en mouvement, on peut légitimement se poser la question de la forme que celui-ci doit prendre : est-il nécessaire d'avoir une forme complexe réaliste, ou une simple forme en 2 dimensions suffit-elle ?

Pour répondre à cette question, nous avons défini 3 modèles de corps représentés en figure III-18. Pour chaque modèle, les dimensions sont : hauteur maximale de 170cm ; largeur maximale de 50cm ; épaisseur maximale de 20cm. Cela correspond aux dimensions moyennes d'un corps humain.

- Le corps n°1 est une modélisation en 3D constituée de 1796 faces triangulaires [133]. Ce modèle est disponible en libre accès sur le site de modèles 3D Sketchup [142]. Cette forme permettra de déterminer l'impact sur le canal d'un modèle considéré comme complexe.
- Concernant le cas (2), il s'agit d'un modèle plus simple en 2 D, où l'épaisseur est donc considérée nulle. La forme est semblable à celle du modèle (1). Elle permettra de déterminer s'il est nécessaire de considérer ou non le volume du corps.
- Enfin, le cas (3) est le plus simple : une surface rectangulaire en 2D de dimensions 170x50 cm.

Pour l'étude de l'impact du modèle géométrique du corps on choisit arbitrairement de placer le récepteur à une distance $D_{recep} = 200$ mm du corps. On considère également que le corps se déplace en même temps que le récepteur. De plus, l'orientation du récepteur est fixe dirigée vers le plafond (+90°), ceci afin d'isoler dans un premier temps l'impact seul du corps.

Enfin, concernant les propriétés de réflectivité optique du corps, on considère deux valeurs très différentes de coefficient de réflexion pour représenter le cas d'un corps plutôt réfléchissant ($\rho_1 = 0.7$) et celui d'un corps plutôt bloquant ($\rho_2 = 0.1$). Ceci permettra de



déterminer si l'impact du coefficient de réflexion diffère selon le modèle du corps choisi (et ce notamment pour le cas n°1, constitué d'une multitude de faces). Les autres paramètres de simulation peuvent être consultés dans les tableaux A3.1 et A3.2 de l'annexe III.

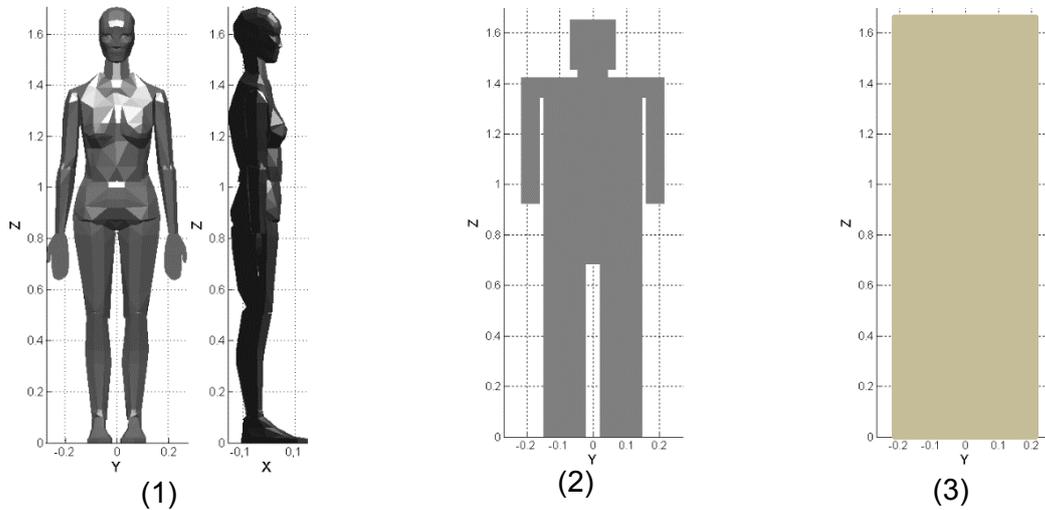


Figure III-18 : Différents modèles de corps étudiés

III.4.1.1. Impact sur le gain

Nous avons reporté sur les figures III-19 et III-20 les PDF des gains pour chaque modèle de corps, ainsi que pour le cas de référence, et ce respectivement pour $\rho_1 = 0.7$ et $\rho_2 = 0.1$.

Dans un premier temps, on observe que dans le cas où le corps est considéré, l'étalement des valeurs de gain est bien plus important comparé au cas de référence, et ce quel que soit le modèle de corps ou la valeur de ρ considérée. On obtient en effet des valeurs allant jusqu'à -55 dB pour le modèle de corps (3), contrairement à -51 dB pour le cas de référence. A l'instar des observations faites sur le changement d'orientations, ces valeurs les plus faibles sont dues aux cas de blocages créés par la présence du corps : dans ces conditions, le récepteur ne peut recevoir que la partie NLOS du signal transmis.

D'autre part, on observe que les distributions de gains obtenues pour chaque modèle de corps semblent très similaires pour deux valeurs de ρ considérées.

On peut également observer que les distributions obtenues pour les modèles 1 et 2 sont peu différentes. Le modèle le plus simple (3) est lui moins convergent même si l'étalement des valeurs de gains est très similaire. Ces résultats semblent donc pour l'instant montrer que le choix du modèle du corps n'a que peu d'impact sur le gain optique. Pour compléter ces résultats, nous avons tracé en figure III-21 les CDF pour chaque cas avec $\rho_2 = 0.1$.



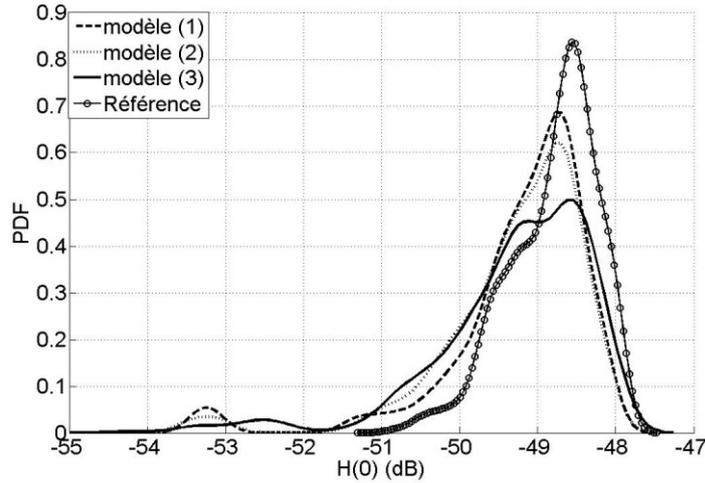


Figure III-19 : PDF du gain pour différents modèles de corps avec un coefficient de réflexion $\rho_1 = 0.7$

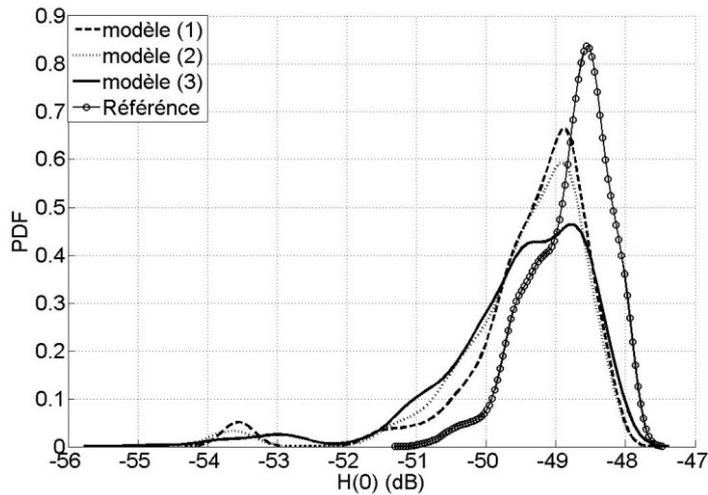


Figure III-20 : PDF du gain pour différents modèles de corps avec un coefficient de réflexion $\rho_2 = 0.1$

Premièrement, on observe que dans le cas de référence la probabilité que $H(0)$ soit plus petit que -51dB est très faible (10^{-3}). Elle est cependant beaucoup plus importante quand on tient compte du corps (en moyenne $7 \cdot 10^{-2}$). Cela signifie que la présence du corps induit presque 100 fois plus de cas de fortes atténuations voire de blocages.

De plus, on remarque que le modèle simple (3) est celui qui induit les plus faibles valeurs de gains. Néanmoins, l'évolution de la CDF pour les 3 modèles considérés est très peu différente. On peut donc en conclure que la présence d'un corps impacte de manière significative les performances lorsque l'on considère un récepteur mobile, mais que la complexité du modèle n'est pas un critère important.



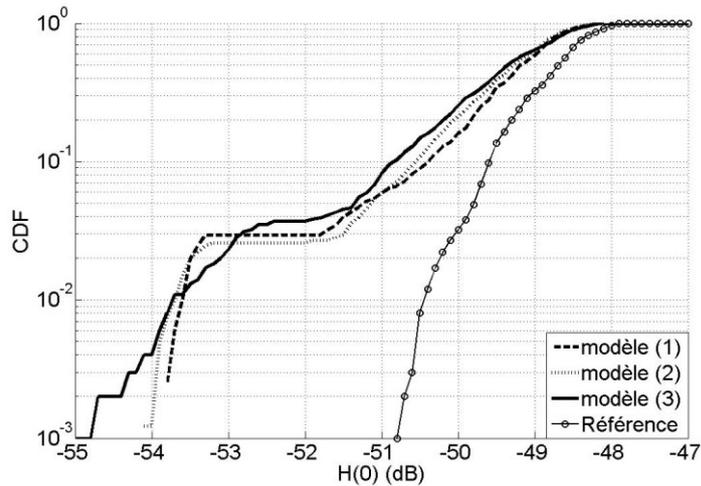


Figure III-21 : PDF du gain pour différents modèles de corps avec un coefficient de réflexion $\rho_2=0.1$

III.4.1.2. Impact sur le débit sans IES

Afin de compléter nos observations, nous avons reporté dans le tableau III-12 les valeurs maximales de débits R_{b-max} associées à chaque modèle à partir de la détermination des valeurs D_{RMS} de l'étalement des retards.

On constate premièrement que quel que soit le modèle de corps considéré, la valeur de débit maximal sans IES est toujours beaucoup plus faible (jusqu'à -50 %) que celle du cas de référence, soulignant ici l'importance de la prise en compte du corps pour l'estimation des performances du canal.

On observe ensuite que, pour un modèle donné, la valeur de R_{b-max} reste quasi-constante quel que soit le coefficient de réflexion considéré, confirmant que celui-ci n'a pas ou très peu d'impact. Cependant, même si les valeurs obtenues pour les modèles (1) et (2) sont relativement proches, celles correspondantes au modèle (3) sont plus faibles : on note en effet 6 Mbit/s de différence environ. Ainsi, considérer un corps trop simple aura pour conséquence de sous-estimer la valeur de R_{b-max} atteignable sans IES.

Tableau III-12 : Valeurs de R_{b-max} sans IES associées à chaque modèle de corps considéré et pour chaque coefficient de réflexion

	Modèle (1)	Modèle (2)	Modèle (3)	Référence
$\rho_1 = 0.1$	35 Mbit/s	32.8 Mbit/s	26.8 Mbit/s	50.6 Mbit/s
$\rho_2 = 0.7$	34.3 Mbit/s	32.2 Mbit/s	26.3 Mbit/s	50.6 Mbit/s

Ces différentes observations nous permettent de conclure qu'afin de réaliser une modélisation fiable du canal VLC pour un récepteur mobile porté, il est nécessaire de tenir compte de la présence du corps du porteur. Cependant, la modélisation de celui-ci n'a pas besoin d'être très complexe et un modèle surfacique en 2D suffit. Ceci s'explique par le fait que l'effet principal lié à la prise en compte d'un corps est le blocage d'une partie du signal.



On peut donc utiliser des modèles similaires à ceux des cas n°2 et 3. Cependant, pour ne pas sous-estimer la valeur de R_{b-max} atteignable, le meilleur choix est de considérer un corps avec une modélisation correspondant au cas n°2. C'est donc ce modèle qui sera utilisé par la suite.

III.4.2. Impact des variations de l'orientation du récepteur

Dans le paragraphe précédent, l'orientation du récepteur était fixe afin de pouvoir étudier l'impact du corps de manière indépendante par rapport aux autres paramètres. Cependant, comme nous l'avons montré dans le paragraphe III.3.3.3, il est nécessaire, dans le cas d'un récepteur mobile, de prendre en compte les changements d'orientations induits par le déplacement de celui-ci. D'autant plus que maintenant, nous avons montré que le corps ne pouvait pas non plus être négligé.

De ce fait, il est nécessaire d'étudier l'impact du corps sur le gain en tenant compte en plus du changement d'orientations. Il est également intéressant d'étudier la différence d'impact de chacun de ces deux paramètres.

Pour réaliser ces études, nous définissons plusieurs cas :

- cas (a) : Récepteur mobile avec changement d'orientation, sans corps – étudié au III.3.3.3
- cas (b) : Récepteur mobile avec changement d'orientation, avec corps
- cas (c) : Récepteur mobile sans changement d'orientation, avec corps
- cas de référence : celui du récepteur mobile sans changement d'orientation et sans corps étudié au III.3.3.1

Pour les cas (a) et (b) les intervalles de variations des angles θ et φ du vecteur d'orientation sont définis comme au paragraphe III.3.3.3.

Pour les cas (b) et (c), la distance corps-récepteur est fixée à $D_{recep} = 200$ mm et le coefficient de réflexion du corps à 0.5. L'ensemble des autres paramètres de simulation peuvent être consultés dans les tableaux A3.1, A3.2 et A3.3 de l'annexe III.

III.4.2.1. Impact sur le gain

A partir des résultats obtenus pour les 4 cas considérés, nous avons représenté en figure III-22 les PDF du gain optique.

Par rapport au cas de référence, on vérifie comme précédemment que l'impact induit par la présence du corps seul (c) ou des variations d'orientation sans corps (a) est significatif.

Lorsqu'on observe l'effet cumulé des orientations et du corps (cas (b)), la modification de la PDF par rapport au cas de référence est encore plus importante. En effet, on observe pour le cas (b) des gains allant jusqu'à -56 dB, soit 2 dB de moins que les cas (a) et (c). On note que la différence est d'autant plus grande pour le cas de référence (5 dB), illustrant ainsi l'importance de prendre en compte à la fois les changements d'orientations, mais aussi la présence du corps.

Les faibles valeurs de gains obtenues pour le cas (b) s'expliquent par le fait que pour certaines orientations, le récepteur est dirigé vers le corps, ce qui signifie qu'en plus du blocage



induit par ce dernier, le récepteur ne reçoit que des réflexions, la puissance reçue est donc plus faible.

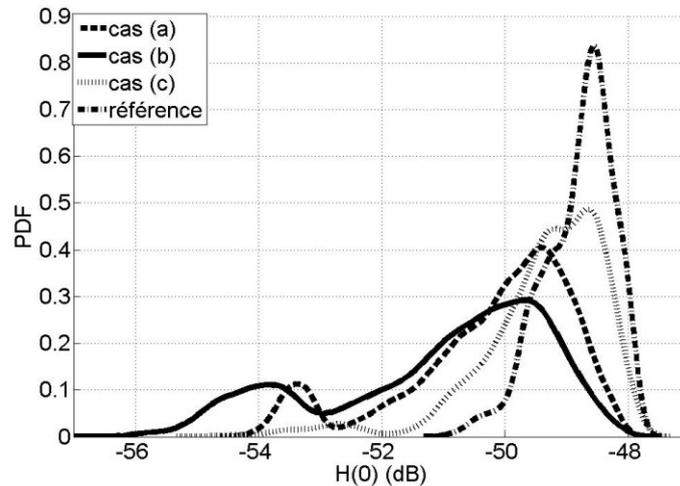


Figure III-22: PDF du gain pour les différents cas considérés

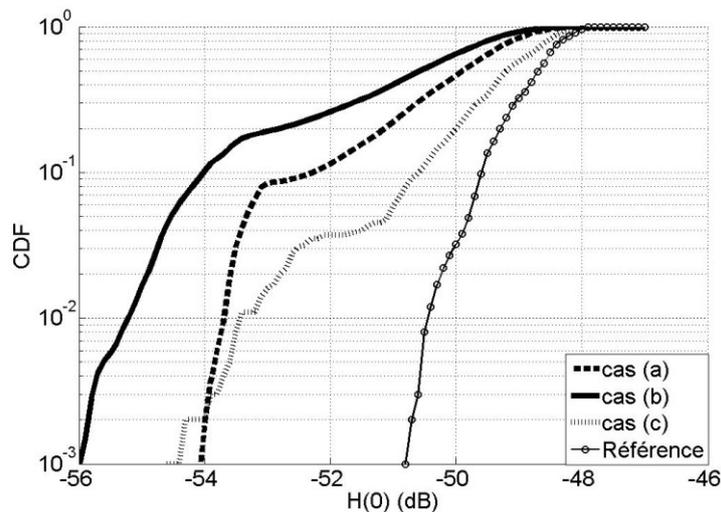


Figure III-23 : CDF du gain pour les différents cas considérés

Ces conclusions se confirment lorsqu'on observe les CDF tracées sur la figure III-23 pour les différents cas. On peut noter tout d'abord que l'effet des variations d'orientation (cas(a)) est plus dégradant que celui lié à la présence du corps (cas(c)). On observe également l'importance de tenir compte de l'effet cumulé du corps et des orientations pour les valeurs faibles de gain. Par exemple, on peut voir que dans les cas (a) et (c), la probabilité que $H(0)$ soit plus petit que -54 dB est très faible ($\approx 10^{-3}$). Mais elle est beaucoup plus importante quand on tient compte des deux effets combinés ($\approx 10^{-1}$). Il y a donc environ 100 fois plus de chance que l'atténuation du canal soit plus grande que -54 dB.

Ces résultats permettent donc d'illustrer que l'impact du changement d'orientation du récepteur dans le cas de l'étude en mobilité est aussi, voire plus, impactant que celui lié à la présence du corps. Ces deux paramètres sont donc indissociables l'un de l'autre et doivent être pris en considération.



III.4.2.2. Impact sur le débit sans IES

Nous avons reporté dans le tableau III-13 les valeurs associées de R_{b-max} pour chaque cas étudié. Les conclusions à partir des résultats de ce tableau concordent avec les précédentes. En effet, en comparant les cas (a) et (c) on observe que les variations d'orientations limitent beaucoup plus le débit sans IES que la présence du corps. De plus, le cumul des deux paramètres ne fait que décroître encore cette valeur, comme on peut le voir pour le cas (b) où l'on descend jusqu'à 13 Mbit/s pour le débit maximum. Remarquons toutefois que cette valeur théorique de 13 Mbit/s satisfait encore les contraintes des applications médicales définies dans le paragraphe I.3.4.

Tableau III-13 : R_{b-max} maximal sans IES associé à chaque cas considéré

	Cas (a)	Cas (b)	Cas (c)	Référence
R_{b-max}	16.6 Mbit/s	13 Mbit/s	33 Mbit/s	50.6 Mbit/s

III.4.3. Impact du coefficient de réflexion du corps

Dans le paragraphe III.4.1.1, nous avons illustré que le coefficient de réflexion ρ du corps n'avait pas d'impact sur le choix du modèle de corps dans le cas d'une orientation de récepteur fixe. Intéressons-nous maintenant à l'impact de ce dernier en tenant compte des variations d'orientations du récepteur pour un modèle de corps donné.

Nous avons décidé d'étudier deux cas distincts : celui d'un corps avec $\rho = 0.1$, et un autre avec $\rho = 0.9$. Nous avons étudié pour chaque valeur de ρ les cas avec et sans variations d'orientation. Concernant les paramètres de simulations, ils sont définis exactement (hormis la valeur de ρ) comme ceux des cas (b) et (c) étudiés au paragraphe précédent.

Les résultats pour chacun des cas sont illustrés sous forme de CDF du gain optique sur la figure III-24. Ils illustrent de manière évidente le fait que l'impact de la valeur du coefficient de réflexion du corps est beaucoup plus important quand on considère que l'orientation du récepteur varie comparé au cas où elle est fixe vers le plafond ($+90^\circ$). Comme nous avons vu précédemment que les changements d'orientation ne pouvaient être négligés, il en va alors de même pour le coefficient de réflexion du corps.

Cependant, contrairement aux paramètres précédemment étudiés, le coefficient de réflexion d'un corps est indépendant de la mobilité du récepteur. En effet, il ne change théoriquement pas entre deux positions. De ce fait, il est nécessaire de bien choisir cette valeur afin de représenter au mieux son impact sur le canal. La modélisation peut alors devenir très complexe car comme nous l'avons vu dans le paragraphe III.2.4.2, le coefficient de réflexion d'un matériau varie avec la longueur d'onde. Comme l'illustre la figure III-25, ceci est d'autant plus vrai lorsque l'on considère des vêtements ou la couleur de la peau.



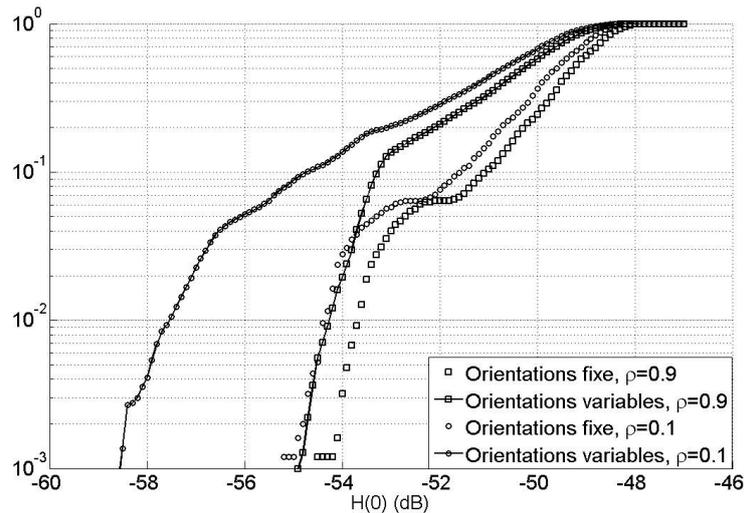


Figure III-24: CDF des gains pour d'un récepteur mobile avec corps considérant les cas avec et sans changements d'orientation, et ce pour deux valeurs de ρ : 0.1 et 0.9

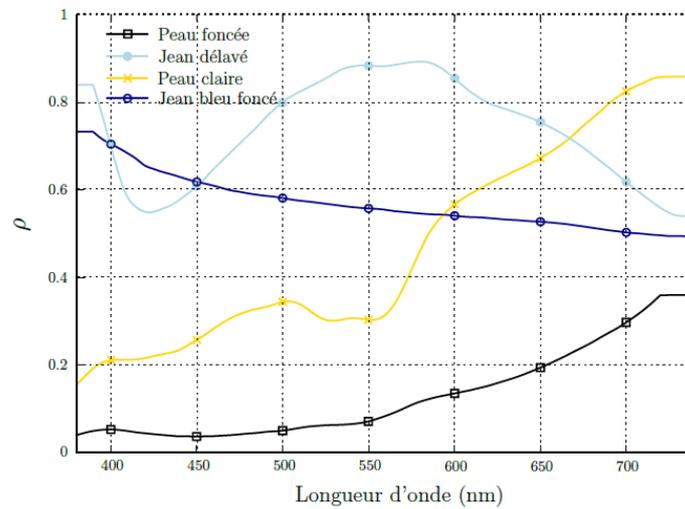


Figure III-25 : Evolution de la valeur du coefficient de réflexion en fonction de la longueur d'onde pour différents types de vêtements et de peaux [133]

Pour ne pas perdre l'aspect général de notre étude tout en conservant une modélisation complexe du canal, nous considérerons pour la suite deux valeurs extrêmes de ρ : 0.1 et 0.9 ainsi que la valeur moyenne $\rho = 0.5$.

III.4.4. Distance corps-récepteur

Dans les résultats précédents, nous avons considéré que le récepteur était fixé à une distance $D_{\text{recep}} = 200\text{mm}$ du corps. Cependant, comme pour la hauteur ou les orientations, cette distance peut être amenée à changer en fonction des mouvements de l'utilisateur.



III.4.4.1. Impact du changement d'orientations

Afin d'étudier l'impact de cette distance, nous utilisons la même méthodologie que précédemment : nous allons déterminer dans un premier temps si cet impact change si l'on considère des variations d'orientation du récepteur.

Pour ce faire, nous avons réalisé des simulations pour les deux cas distincts (avec et sans variations d'orientation du récepteur) pour deux valeurs de D_{recep} : 50 mm et 300 mm. Ces valeurs correspondent respectivement à la distance la plus rapprochée du corps et à la longueur moyenne main-avant-bras. Enfin, afin de limiter l'impact des autres paramètres, le coefficient de réflexion du corps a été fixé égal à 0.5 pour un corps correspondant au modèle n°2 de la figure III-18. Les paramètres de simulations peuvent être consultés dans les tableaux A3.1, A3.2 et A3.3 de l'annexe III.

La figure III-26 illustre les différents résultats en termes de CDF. La principale observation est que la distance entre le récepteur et le corps modifie les performances. En particulier, on observe que la probabilité d'avoir une atténuation du canal élevée augmente lorsque le récepteur se rapproche du corps, ce qui peut paraître logique car le corps est un obstacle pour la transmission. Par exemple, pour le cas avec variations d'orientation, CDF(-56dB) est de l'ordre de $3 \cdot 10^{-3}$ pour $D_{\text{recep}} = 300\text{mm}$ et de $2 \cdot 10^{-1}$ pour $D_{\text{recep}} = 50\text{mm}$.

On remarque de plus que considérer une orientation fixe ou une orientation variable conduit à estimer de la même manière l'impact de la distance du récepteur au corps : pour une même probabilité, on observe un écart similaire entre $D_{\text{recep}} = 50 \text{ mm}$ et $D_{\text{recep}} = 300 \text{ mm}$. Par exemple, pour une probabilité de 10^{-2} , on obtient une différence de 4.3 dB dans le cas avec orientation variable et 4.2 dB dans le cas avec orientation fixe.

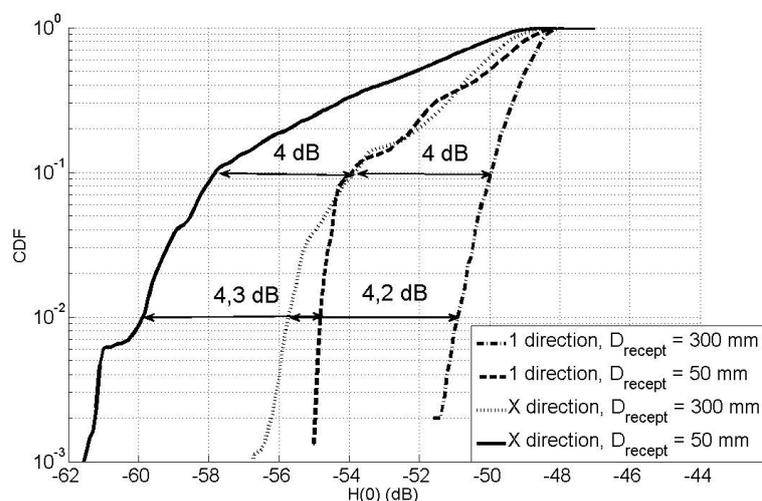


Figure III-26 : CDF des gains pour un récepteur mobile avec corps considérant les cas avec et sans changements d'orientations pour $D_{\text{recep}} = 50 \text{ mm}$ et 300 mm

III.4.4.2. Impact du coefficient de réflexion du corps

Dans cette partie, nous explorons l'impact de D_{recep} en considérant un autre paramètre lié au corps : le coefficient de réflexion. Nous avons vu dans les paragraphes précédents que l'impact du coefficient de réflexion du corps était lié à la présence des changements



d'orientations. Ainsi, pour étudier l'impact du coefficient de réflexion, nous avons défini les cas suivants pour un récepteur à orientation variables :

- (d) : $\rho_{\text{corps}} = 0.1$, $D_{\text{recep}} = 50\text{mm}$
- (e) : $\rho_{\text{corps}} = 0.1$, $D_{\text{recep}} = 300\text{mm}$
- (f) : $\rho_{\text{corps}} = 0.9$, $D_{\text{recep}} = 50\text{mm}$
- (g) : $\rho_{\text{corps}} = 0.9$, $D_{\text{recep}} = 300\text{mm}$

Pour chacun de ces cas, les paramètres considérés correspondent à ceux des tableaux A3.1 et A3.3 de l'annexe III. La figure III-27 illustre la CDF des gains obtenus.

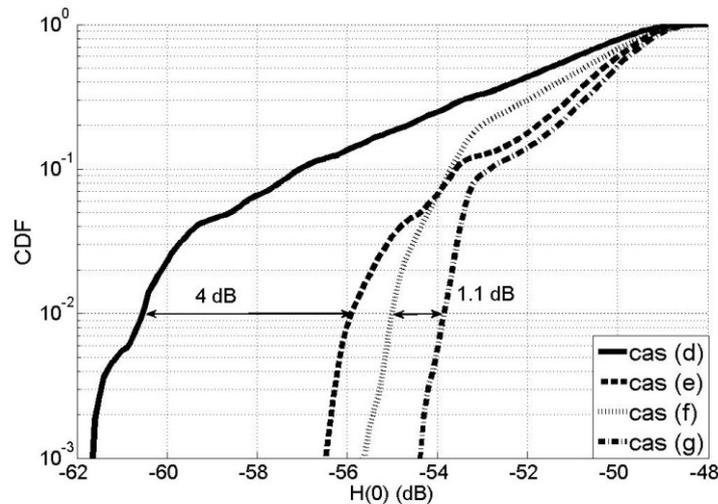


Figure III-27 : CDF des gains pour un récepteur avec corps mobile sans changement d'orientation pour différents cas

On constate sur cette figure que, si l'on se fixe une CDF donnée (par exemple 10^{-2}), l'impact de D_{recep} varie en fonction de ρ_{corps} . En effet, il y a un écart de 1.1 dB entre les cas (f) et (g), alors qu'il est de 4 dB entre les cas (d) et (e), montrant ainsi que l'impact de D_{recep} est plus significatif lorsque la valeur de ρ_{corps} est faible.

Afin d'analyser ce phénomène, nous avons décidé de tracer l'évolution de l'écart de gain $\Delta H(0)$ en fonction de plusieurs valeurs de ρ_{corps} et pour différentes probabilités. On définit $\Delta H(0)$ comme suit :

$$\Delta H(0) = (H_x(0)_{300\text{ mm}} - H_x(0)_{50\text{ mm}})_{\text{CDF}(H(0))=x} \quad (3.7)$$

Avec x étant les valeurs de CDF égales à 10^{-1} , 10^{-2} et 10^{-3} . Les résultats obtenus sont reportés sur la figure III-28. Ces courbes nous permettent dans un premier temps de confirmer le fait que l'impact de D_{recep} avec de faibles valeurs de ρ_{corps} est plus significatif qu'avec de fortes valeurs, et ce quelle que soit la valeur de la CDF. On peut voir en effet que les valeurs de $\Delta H(0)$ se situent entre 3.5 et 5.2 dB pour $\rho_{\text{corps}} = 0.1$ alors qu'elles convergent vers 1 dB pour $\rho_{\text{corps}} = 0.9$. On note également que l'évolution suit une relation non-linéaire entre l'impact de la distance corps-récepteur et le coefficient de réflexion du corps.



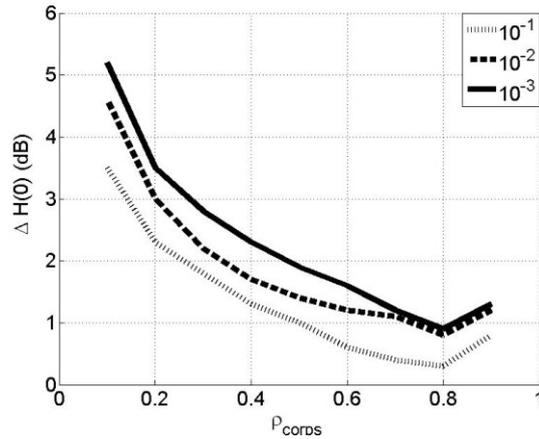


Figure III-28 : Evolution de $\Delta H(0)$ en fonction de ρ_{corps} pour différentes valeurs de $\text{CDF}(H(0))$

On peut conclure que l'impact sur le gain optique de la distance entre le corps et le récepteur est très dépendant de la valeur du coefficient de réflexion du corps.

III.4.4.3. Considérations sur le débit maximal sans IES

Comme nous l'avons fait précédemment, nous allons maintenant observer l'impact des paramètres D_{recep} et ρ_{corps} sur l'étalement de la RI. En utilisant les mêmes paramètres de simulation que le paragraphe précédent, nous avons illustré en figure III-29 l'évolution des valeurs de $R_{b\text{-max}}$ en fonction de la distance corps-récepteur pour plusieurs valeurs de coefficient de réflexion du corps, à savoir 0.1, 0.5 et 0.9.

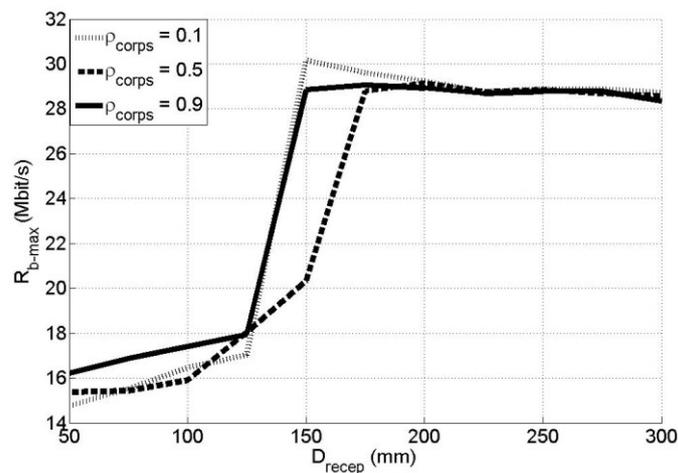


Figure III-29 : Evolution des valeurs de $R_{b\text{-max}}$ en fonction de la distance corps-récepteur D_{recep} pour plusieurs valeurs de coefficient de réflexion du corps

Premièrement, on peut observer que la valeur de ρ_{corps} n'a presque aucun impact sur l'évolution de $R_{b\text{-max}}$. En effet, les trois courbes illustrées présentent la même allure et ce quelle que soit la valeur du coefficient de réflexion. Cependant, on observe que $R_{b\text{-max}}$ évolue de manière non-linéaire en fonction de D_{recep} . On observe en effet un palier à partir de $D_{\text{recep}} \approx 125$ mm pour lequel la valeur de $R_{b\text{-max}}$ chute grandement : on passe de 29 Mbit/s à 17 Mbit/s, soit



une perte de 12 Mbit/s. En dehors de ce palier, les valeurs de $R_{b\max}$ semblent cependant constantes.

On peut donc en conclure que la distance entre le corps et le récepteur peut impacter significativement l'étalement de la RI du canal optique. Cependant, cet impact est indépendant de la valeur du coefficient de réflexion du corps.

III.5. Conclusion

Au cours de ce chapitre, nous avons étudié l'impact sur le canal des différents paramètres liés à la mobilité d'un récepteur en considérant un environnement indoor classique.

Nous avons tout d'abord commencé par valider l'utilisation du logiciel de simulation RaPSor, logiciel de lancer de rayons permettant d'obtenir la réponse impulsionnelle du canal, en comparant les résultats obtenus avec un environnement de référence. Une fois cette validation effectuée, nous avons montré que l'utilisation d'une source optique composée d'une multitude d'émetteurs pouvait être assimilée à une source ponctuelle, facilitant ainsi grandement les simulations. D'autre part, nous avons également illustré qu'utiliser pour les simulations une valeur moyenne du coefficient de réflexion des surfaces pouvait amener à sous-estimer les performances dans le cas où la variation du coefficient en fonction de la longueur d'onde est importante.

Ensuite, nous avons décrit notre environnement de simulation. Pour ce faire, nous avons choisi d'utiliser un environnement commun à la plupart des études VLC. Nous avons premièrement montré que considérer 1000 positions aléatoires de récepteurs était suffisant afin de correctement modéliser la mobilité de ce dernier. Ensuite, nous avons montré que si l'on ne considère pas de mouvement improbable, il n'est pas nécessaire de prendre en compte les variations de hauteurs dues au mouvement du récepteur. Cependant, les variations d'orientation induites par le mouvement du porteur ont un impact significatif sur la détermination du gain optique et sur l'étalement de la RI, ce qui doit être pris en considération pour l'étude d'un canal mobile VLC.

Dans la dernière partie, nous avons étudié l'impact des différents facteurs liés à la présence du corps portant le récepteur mobile. Premièrement, nous avons illustré que le corps avait un impact non négligeable sur les valeurs de gains du canal tout en montrant qu'il n'est pas pour autant nécessaire de réaliser des simulations avec une modélisation complexe du corps : un simple modèle en 2D est suffisant. Nous avons également pu illustrer que l'impact dû aux variations d'orientation du récepteur était plus important que celui lié au corps.

Enfin, nous avons étudié les différents paramètres induits directement par la présence du corps : son coefficient de réflexion ainsi que la distance qui le sépare du récepteur. Il a d'abord été montré qu'il était important de choisir correctement la valeur associée au coefficient de réflexion du corps, car celle-ci peut impacter de manière significative le gain du canal optique. Ensuite, nous avons illustré que même si la distance du corps avait un impact important sur le canal, celui-ci est indépendant des changements d'orientations du récepteur. Cependant, le choix de la valeur du coefficient de réflexion du corps a un effet non négligeable.

Pour résumer, le tableau III-14 propose un récapitulatif des différentes conclusions concernant l'impact des paramètres étudiés, respectivement sur le gain $H(0)$ et la valeur de $R_{b\max}$, liés à la mobilité d'un récepteur.



Tableau III-14 : Récapitulatif de l'impact des différents facteurs liés à la mobilité sur le gain optique $H(0)$ et la valeur du R_{b-max} sans IES

	H(0)	R_{b-max}
Nombre de points à considérer	≥1000	≥1000
Variation de la hauteur du récepteur	Impact faible	Impact modéré
Changements d'orientation du récepteur	Impact élevé	Impact élevé
Présence du corps	Impact élevé	Impact élevé
Distance corps-récepteur	Impact dépend de ρ	Impact dépend de la distance corps-récepteur
Coefficient de réflexion du corps	Impact élevé	Impact faible

Dans le prochain chapitre, nous étudierons les performances de ce canal optique pour une modulation donnée. Nous analyserons également le canal de communication en voie montante, associé cette fois-ci au domaine de l'infrarouge. Enfin, nous concluons sur l'étude de la performance globale associée à ces deux liens.





Chapitre IV. Etude des performances d'un système de communication IR/VLC

IV.1. Introduction

Comme nous l'avons exposé lors de la conclusion du premier chapitre, l'objectif principal de ce document de thèse est d'étudier les performances d'un système de communication IR/VLC dans le domaine des applications médicales. Le principe, illustré sur la figure IV-1, est le suivant : utiliser la technologie de communication par optique sans fil afin de transmettre des informations, à la fois en voie montante (IR) et descendante (VLC), à une ou plusieurs personnes situées dans un environnement sensible de type médical.

- La voie montante IR

L'objectif de la voie montante est de réaliser le monitoring d'un patient. On considère que celui-ci est équipé de capteurs permettant de surveiller ses constantes vitales. De plus, le patient se déplace librement dans l'environnement considéré (par exemple une chambre). Afin de permettre la transmission des différentes informations, le patient est équipé d'un dispositif portable permettant d'envoyer les différentes données en utilisant la communication optique sans fil dans le domaine de l'infrarouge. Ce dispositif est donc autonome et dispose de sa propre alimentation (une batterie par exemple). Les différentes informations ainsi envoyées au travers de la pièce sont reçues par un ou plusieurs récepteurs situés au plafond de la pièce dans laquelle se trouve le patient.

- La voie descendante VLC

Pour la voie descendante, la configuration est très similaire à celle étudiée dans le chapitre précédent. L'objectif ici est d'utiliser les éclairages ambiants, présumés à LED, présents dans l'environnement afin de faire redescendre des informations en direction d'un utilisateur mobile. Dans notre cas, ces informations correspondent à celles transmises en utilisant le lien IR. On suppose donc que l'utilisateur dispose d'un récepteur adéquat (par exemple une tablette contenant un photorécepteur) lui permettant de recevoir et analyser les données reçues. On distingue alors ici deux cas concernant l'utilisateur : il peut s'agir soit d'un membre du personnel soignant (infirmier, médecin ...) ou bien alors du patient lui-même, lui permettant ainsi d'accéder à l'évolution de ses constantes vitales.

Cette configuration est donc caractérisée par deux canaux optiques distincts : le premier, le canal de communication infrarouge en voie montante, et le second, le canal de communication dans le visible pour la voie descendante. L'objectif de ce chapitre est d'étudier la performance globale associée à ces deux liens dans le cas d'une communication bidirectionnelle.



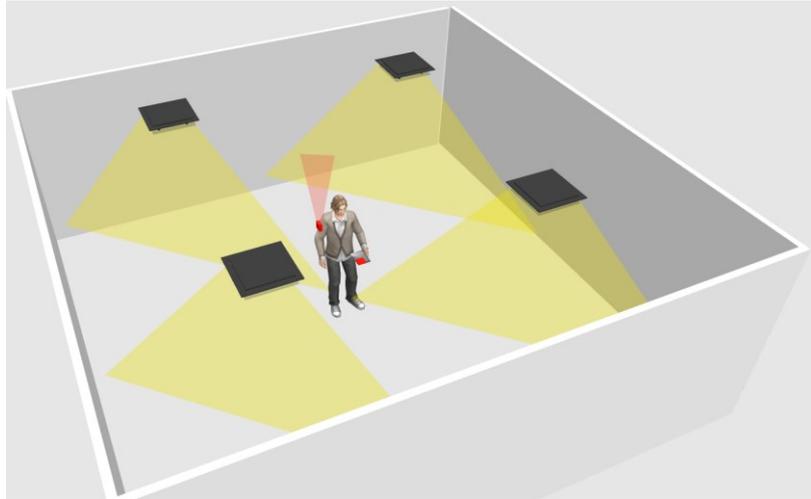


Figure IV-1 : Résumé du concept de lien de communication IR/VLC

Dans un premier temps, nous utiliserons les résultats obtenus dans le chapitre précédent afin d'illustrer les performances obtenues pour une modulation donnée concernant un canal VLC avec mobilité du récepteur. Cela permettra notamment d'étudier la façon dont les contraintes sur l'éclairage peuvent affecter les performances.

La seconde partie sera consacrée à l'étude du canal voie montante infrarouge. Nous commencerons par définir l'environnement considéré avant de faire une étude paramétrique similaire à celle menée dans le chapitre III pour le lien VLC, l'objectif étant d'utiliser une modélisation cohérente entre les deux canaux de communication.

Enfin, la dernière partie sera consacrée à l'étude de la performance globale associée au scénario considéré. Différents paramètres seront étudiés afin de déterminer le potentiel ainsi que les limites d'une telle configuration.

IV.2. Détermination des performances du canal VLC

IV.2.1. Choix de la modulation

Comme nous l'avons vu dans le paragraphe II.5.4, plusieurs modulations sont adaptées au domaine de la communication par optique sans fil, aussi bien dans le cas de l'infrarouge que du visible. Pour choisir l'utilisation d'une modulation ou d'une autre, on se réfère généralement à plusieurs critères comme l'efficacité spectrale, l'efficacité en puissance, la fiabilité de transmission ou encore les effets de scintillement (uniquement pour le visible).

Dans le cadre de notre étude, on souhaite observer les performances de deux canaux utilisant la même technologie, mais pour des longueurs d'ondes différentes. Dans les deux cas, IR et VLC, il existe des risques biologiques, à savoir des risques de nausées pour le visible (effet de scintillement), et un risque de détérioration de la rétine pour l'infrarouge (puissance émise trop importante). Hormis ces deux paramètres, les autres contraintes associées concernant le choix de la modulation sont les mêmes.

En se référant au paragraphe I.3.4, on constate que les contraintes sur la bande passante sont minimales. En effet, le débit maximal pour les applications médicales est de 10



Mbit/s. En conséquence, on peut envisager d'utiliser pour cette configuration une modulation très simple comme la OOK.

Cette modulation est largement utilisée comme référence dans les études portant sur l'optique sans fil dans le domaine de l'infrarouge [79-81]. Cependant, dans le domaine du visible elle est très sensible au phénomène de scintillement (décrit dans le paragraphe II.5.4.1). Il est possible de palier à ce problème en rajoutant des symboles au sein de la trame de communication [17]. Cela a pour conséquence d'augmenter de débit de données, et donc de limiter la bande passante, mais comme nous venons de le voir, ceci n'est pas un problème dans notre configuration. Nous considérerons donc par la suite que la modulation appliquée à chacun des canaux optiques correspond à de la OOK.

En général, pour faire l'étude des performances d'un canal de communication, on commence par calculer le rapport signal sur bruit, ou Signal to Noise Ratio (SNR). Il se définit comme étant le rapport du signal reçu par rapport au bruit total présent dans l'environnement. Pour une modulation OOK, en considérant une puissance moyenne transmise P_t et dans le cas d'une émission équiprobable (cf figure II-17), il s'exprime ainsi [143] :

$$SNR_{OOK} = \frac{(\frac{1}{2}0^2 + \frac{1}{2}(2P_t)^2 R^2 H(0)^2)}{\sigma_{shot}^2 + \sigma_{therm}^2} = \frac{2P_t^2 R^2 H(0)^2}{\sigma_{shot}^2 + \sigma_{therm}^2} \quad (4.1)$$

Où σ_{shot}^2 et σ_{therm}^2 sont respectivement les variances associées au bruit optique et bruit thermique et R la sensibilité du photorécepteur. Conformément au paragraphe II.4.2, la valeur de σ_{therm}^2 est négligée dans cette étude. En appliquant l'équation (2.18) à l'équation (4.1) on obtient :

$$SNR_{OOK} = \frac{P_t^2 R^2 H(0)^2}{qI_b B} \quad (4.2)$$

Généralement, les valeurs de R et I_b sont fixes. De ce fait, la valeur du SNR dépend majoritairement du gain H(0), de la puissance émise P_t , de la bande passante du système B et du niveau de bruit puisque les valeurs du photocourant de bruits I_b associées à l'IR et le VLC sont différentes (cf paragraphe II.4).

IV.2.2. Probabilité d'outage

Pour analyser les performances d'un canal de communication, on utilise généralement la métrique associée au calcul du taux d'erreur binaire. Pour une modulation OOK, il s'exprime ainsi [143] :

$$BER = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\frac{SNR}{2}}\right) \quad (4.3)$$

La figure IV-2 illustre l'évolution du BER en fonction des valeurs de SNR associées. On voit ainsi que pour obtenir par exemple un $BER \leq 10^{-3}$, il faut que le SNR du canal soit supérieur ou égal à 9.8 dB. Dans le paragraphe I.3.4, nous avons vu que, concernant les applications médicales, il existait plusieurs BER cibles, à savoir 10^{-3} , 10^{-5} et 10^{-10} . On peut donc, grâce à



cette formule, déterminer les valeurs de SNR minimales associées. L'ensemble de ces valeurs est reporté dans le tableau IV-1.

Pour des variations lentes du canal, ce qui est le cas lorsque l'on considère la mobilité d'un émetteur/récepteur porté par une personne en mouvement, le critère de BER n'est plus adapté. En effet, même en prenant un débit maximal de 10 Mbit/s, soit un temps bit de 0.1 μ s, le canal ne peut pas prendre plusieurs états différents sur un seul temps bit. On parle alors ici de canal quasi-stationnaire [144]. Dans ce cas, il est possible d'utiliser le critère de la probabilité de rupture (ou dépassement) P_{out} afin d'évaluer les performances.

Cette probabilité P_{out} exprime la probabilité que le lien de communication se retrouve en état où le BER dépasse un certain seuil cible. Le BER étant lié au SNR, elle s'exprime aussi en fonction d'un SNR seuil (SNR_0) :

$$P_{out}(SNR_0) = p(SNR < SNR_0) \quad (4.4)$$

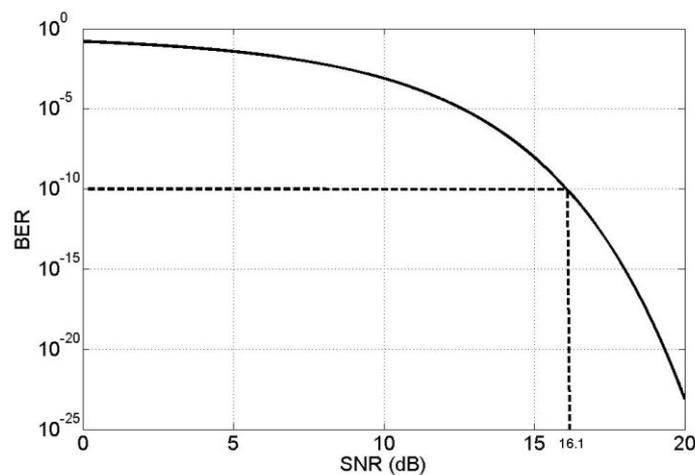


Figure IV-2 : Evolution du BER en fonction du SNR pour une modulation OOK

Tableau IV-1 : Valeurs de SNR minimales associées à différents BER pour une modulation OOK

BER	10^{-3}	10^{-5}	10^{-10}
SNR (dB)	9.8	12.6	16.1

Mathématiquement, la P_{out} correspond donc à la CDF du SNR qui est une variable associée à $H(0)$.

C'est donc cette métrique qui sera utilisée dans la suite de cette étude afin de déterminer les performances des systèmes étudiés. Les applications médicales les plus sensibles nécessitant un BER minimal de 10^{-10} , nous choisirons une valeur de SNR_0 de référence égale à 16.1 dB. De même, nous utiliserons un débit $R_b = 1$ Mbit/s correspondant à une application de reconnaissance de mouvements. (cf tableau I-1).



IV.2.3. Performances

IV.2.3.1. Paramètres utilisés

Grâce aux résultats obtenus dans le chapitre précédent, nous avons défini les différents paramètres à prendre en considération lors de l'étude d'un lien VLC considérant un récepteur mobile.

La figure IV-3 propose un rappel de la configuration considérée. Les différentes informations sont envoyées en utilisant les quatre luminaires à LED situés au plafond de la pièce, chacun modélisé par une source ponctuelle. Le récepteur, un dispositif portable assimilable à une tablette par exemple, est porté par une personne en mouvement correspondant soit au médecin, lui permettant ainsi d'accéder aux données de ses patients, soit au patient lui-même, pour lui permettre de suivre ses données biologiques.

Dans cette configuration, les éclairages à LED sont initialement paramétrés pour fournir un éclairage moyen ambiant $E_{\text{moy}} = 500$ lux, ce qui correspond, conformément au paragraphe III.3.2, à une puissance optique émise P_{VLC} de 13.1 W. Cependant on considère que cette puissance peut être amenée à varier afin de permettre l'adaptation de l'éclairage ambiant en fonction des besoins et de la situation. Enfin, conformément au paragraphe II.4.1, on considère que la valeur du photocourant généré par le bruit ambiant est telle que $I_{b\text{-VLC}} = 5100 \mu\text{A}$, qui est la valeur maximale correspondant à un impact direct du rayonnement solaire.

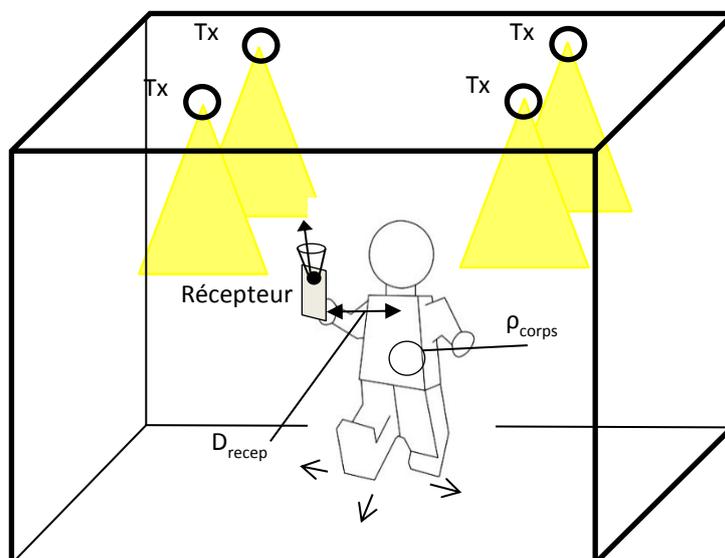


Figure IV-3 : Illustration du scénario associé à la voie descendante VLC

En tenant compte des conclusions précédentes, nous considérons dans nos simulations la présence du corps associé au récepteur en mouvement. Chaque position est choisie de manière aléatoire selon une distribution uniforme dans l'espace considéré pour un total de $N = 1000$ positions. Pour chacune d'elles, l'orientation du récepteur varie aléatoirement. Le corps portant le dispositif est modélisé par une forme 2D (cf figure III-18). Enfin, on considère que le récepteur est situé à une distance du corps $D_{\text{recep}} \in [0.05, 0.3]m$ et



que cette valeur varie pour chaque position prise par le récepteur. L'ensemble des paramètres de simulation est consultable dans les tableaux A3.1 et A3.4 de l'annexe III.

Dans les conclusions du chapitre précédent, nous avons établi que le coefficient de réflexion du corps pouvait avoir un impact important sur les valeurs du gain optique. Afin d'en tenir compte, nous considérerons par la suite deux valeurs de coefficients de réflexion du corps, à savoir $\rho_{\text{corps1}} = 0.1$ et $\rho_{\text{corps2}} = 0.9$.

IV.2.3.2. Résultats

Afin d'analyser les performances associées à cette configuration en considérant une modulation OOK, nous avons tracé en figure IV-4 les probabilités de rupture résultant de la simulation du canal optique, et ce pour les deux valeurs de ρ considérées. Afin de comparer nos résultats, nous avons également tracé la P_{out} associée au cas de référence, défini dans le paragraphe III.3.3.1. Dans cette configuration, le corps n'est pas pris en compte et l'orientation du récepteur est fixe pour chaque position (dirigé vers le plafond).

Dans sa définition, l'interprétation d'une P_{out} se fait de manière similaire à celle de la CDF de $H(0)$. Les performances de la liaison VLC seront d'autant meilleures que l'atténuation du canal sera faible c'est-à-dire que le gain du canal $H(0)$ ou SNR associé seront élevés. Pour comparer les P_{out} des différentes configurations on cherche donc celles qui permettent d'atteindre les plus grandes valeurs de SNR avec la plus faible probabilité d'être inférieure à ces valeurs, donc la plus petite valeur de P_{out} .

Les résultats de la figure IV-4 nous permettent premièrement de vérifier les conclusions établies lors du chapitre III. En effet, on observe que comparées au cas de référence, les performances obtenues en prenant en compte une modélisation plus complexe de la mobilité du récepteur sont fortement dégradées. Par exemple, si l'on fixe $P_{\text{out}} = 10^{-2}$, on observe un écart de 8 dB entre le cas de référence et le cas où l'on considère une mobilité avec ρ_{corps2} . Cet écart augmente jusqu'à 18 dB dans le cas avec ρ_{corps1} illustrant une fois de plus l'impact du choix du coefficient de réflexion du corps sur les performances.

Ensuite, on constate que les performances obtenues, dans tous les cas étudiés, sont bien au-dessus de celles ciblées, c'est-à-dire une probabilité très faible que le SNR soit plus petit que $\text{SNR}_0 = 16.1$ dB correspondant à la qualité de service visée. En effet, pour les plus faibles valeurs de P_{out} , ici 10^{-3} , la plus petite valeur de SNR_0 correspondante est de 45 dB. Cela s'explique notamment par le fait que la puissance mise en jeu est très importante car elle doit permettre d'assurer la contrainte en éclairage de l'environnement.

De ce fait, dans le cas où un fort éclairage ambiant est nécessaire, (par exemple ici 500 lx), et où tous les luminaires sont également utilisés pour la fonction de communication, on pourrait donc considérer une modélisation simple semblable au cas de référence afin d'étudier les performances car les valeurs de SNR obtenues permettent de respecter n'importe quel critère de qualité de service.



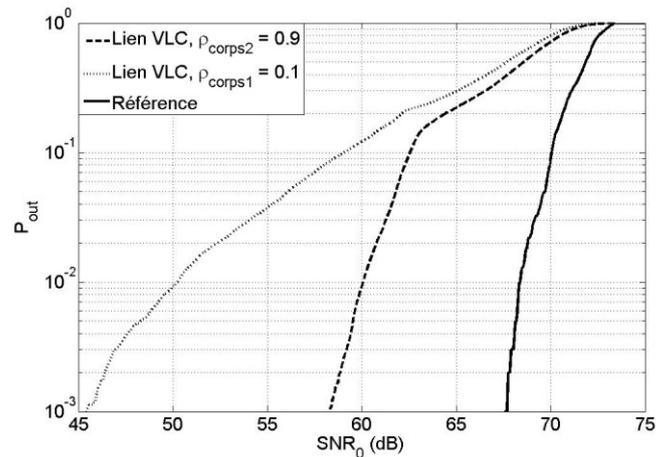


Figure IV-4 : P_{out} obtenue pour un lien de communication en voie descendante utilisant les VLC pour deux valeurs de ρ_{corps}

Cependant, la configuration étudiée ici est un cas particulier. En effet, on considère non seulement que tous les luminaires servent à éclairer et communiquer, mais aussi qu'ils assurent à eux seuls le respect de la contrainte associée à l'illumination ambiante. Hors, en pratique, pendant la journée, l'éclairage ambiant est principalement fourni par la lumière extérieure. Même dans le cas où l'on doit utiliser les sources lumineuses comme éclairage d'appoint, il est rarement nécessaire d'émettre une puissance équivalente à une illuminance de 500 lx, sauf la nuit où il faut compenser l'absence de lumière extérieure. De ce fait, différents cas doivent être pris en compte afin d'étudier de manière correcte les performances du lien VLC.

IV.2.4. Le mode « Light-Off »

IV.2.4.1. Définition

L'utilisation de l'éclairage au sein d'un environnement dépend principalement du moment de la journée. De manière générale, les pièces ou les couloirs disposent de fenêtres, amenant ainsi une forte illumination venant de l'extérieur. Dans ce cas, les sources d'éclairages peuvent être considérées, dans le meilleur des cas, comme apportant un appoint à l'illumination ambiante. Cet éclairage d'appoint devient majoritaire la nuit, là où les contributions optiques venant de l'extérieur sont très faibles. Dans ce cas, il est nécessaire de fournir suffisamment de puissance optique pour éclairer de manière convenable l'environnement, que ce soit pour fonctionner en tant que simple veilleuse de nuit, ou éclairage à part entière.

A ces considérations s'ajoutent une autre problématique : la technologie VLC ne peut fonctionner si la lumière est complètement éteinte. De ce fait, même si les contraintes d'éclairage sont atteintes par la seule contribution de la lumière extérieure, il est tout de même nécessaire d'émettre un minimum de puissance afin de permettre une communication. Dans ce cas, on souhaite que l'intensité lumineuse fournie par les sources soit très faible afin qu'elle ne soit quasiment pas détectable par l'œil humain. Ce mode de fonctionnement est appelé « Light-Off » [145-147].

Il est difficile de déterminer la valeur de la puissance minimale exacte associée au mode light-off puisque cela dépend du niveau de la luminosité ambiante et donc de l'ensoleillement et de la proximité notamment des fenêtres. Nous avons reporté dans le tableau IV-2 quelques exemples de valeurs d'illuminations fournies par des sources externes dans un environnement de tous les jours [145].

Tableau IV-2 : Valeurs d'illumination issues des sources optiques externes pour différentes positions dans une pièce [145]

Source optique externe	Près de la fenêtre	Bureau	Coin de la pièce
Soleil	1190 lx	403 lx	368 lx
Lune	0.04 lx	0.02 lx	0.01 lx

Ce tableau nous permet d'illustrer que dans le cas où une pièce est éclairée par la lumière du soleil, les contraintes d'éclairage sont globalement atteintes. On cherchera donc dans ce cas à réduire au maximum la puissance émise par les sources VLC afin d'optimiser la consommation d'énergie et de ne pas gêner les utilisateurs. Au contraire, dans le cas d'une utilisation de nuit, on voit ici que l'on a tout intérêt à utiliser un maximum de puissance optique pour éclairer l'environnement. D'autre part, Les résultats obtenus en mesurant l'éclairage issu de la lune permettent de donner une indication sur une valeur très faible pouvant néanmoins être perçue par l'œil humain.

IV.2.4.2. Impact sur les performances

Il est donc intéressant de déterminer, dans le cadre de notre étude, la puissance minimale P_{VLC_min} permettant de répondre à la qualité de service visée. Cela permet en effet de vérifier si la quantité de lumière émise par les sources est suffisamment faible pour ne pas créer de gênes trop importantes pour l'utilisateur en plein jour.

En reprenant les résultats du paragraphe III.3.2, on peut donc déterminer la puissance optique minimale permettant de respecter une contrainte ciblée. La figure IV-5 illustre les probabilités de ruptures obtenues pour les cas étudiés qui conduisent à la condition sur $P_{out}(16.1 \text{ dB}) = 10^{-1}$. Les valeurs de P_{VLC_min} obtenues sont égales à 35 mW pour le cas de référence puis 83 mW et 123.5 mW respectivement pour les cas $\rho_{corps1} = 0.1$ et $\rho_{corps2} = 0.9$. On peut donc remarquer que si la modélisation est trop simple, on sous-estime très fortement la puissance minimale nécessaire pour respecter la condition visée.

Afin de déterminer les valeurs d'illumination ambiante correspondantes, nous avons utilisé les résultats de la figure III-8 du chapitre III. Cependant, l'échelle n'étant pas adaptée, une nouvelle figure a été réalisée pour des puissances plus faibles (cf figure IV-6). En reportant chacune des puissances obtenues, on obtient des valeurs de E_{moy} égales à 1.3 lx pour le cas de référence 3.2 lx et 4.6 lx respectivement pour les cas ρ_{corps1} et ρ_{corps2} . Ces valeurs d'éclairage sont faibles, permettant d'une part de limiter la consommation des sources mais aussi la gêne potentielle pour l'utilisateur.



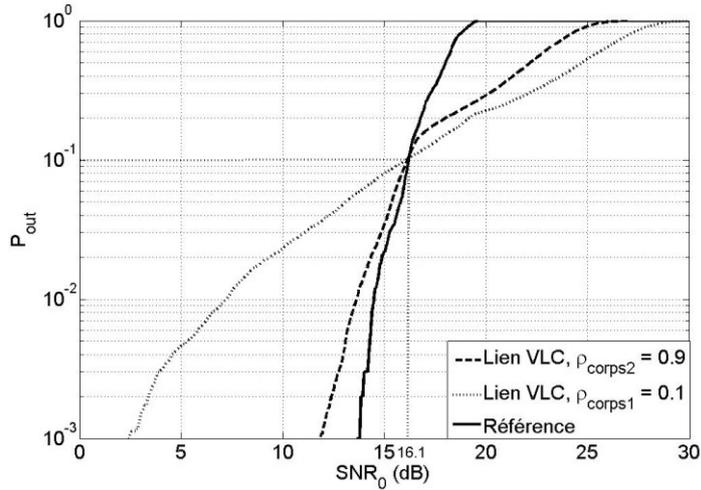


Figure IV-5 : Evolution des P_{out} obtenues en considérant la puissance minimale à émettre pour atteindre $P_{out}(16.1 \text{ dB}) = 10^{-1}$, et ce pour différents cas de lien VLC

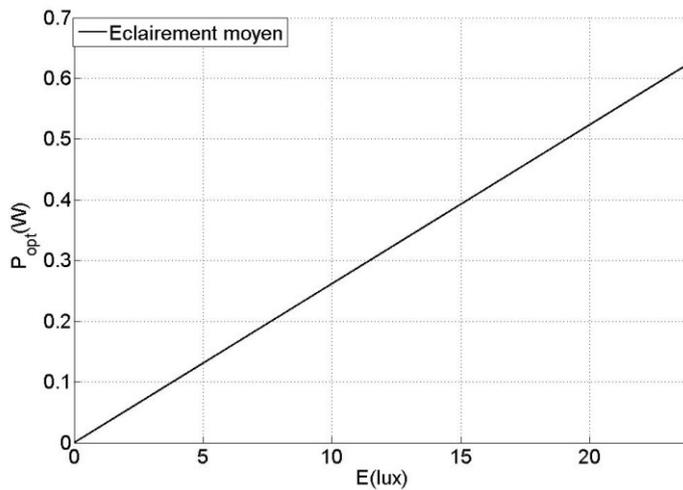


Figure IV-6 : Evolution de l'éclairage moyen en fonction de la puissance émise

Cependant, il faut noter que ces résultats sont obtenus pour une $P_{out} = 10^{-1}$. Or, si l'on observe la figure IV-5, on constate que si la probabilité de rupture diminue, la valeur du SNR associée diminue aussi. On observe par exemple un ΔSNR de 4 dB entre $P_{out} = 10^{-1}$ et $P_{out} = 10^{-3}$ dans le cas du lien VLC pour ρ_{corps2} . Cela signifie que si l'on réduit la valeur de P_{out} visée, la puissance minimale nécessaire va augmenter et donc avec elle la valeur de l'éclairage ambiant.

Pour observer cette évolution, nous avons reporté dans le tableau IV-3 les puissances minimales pour les probabilités de rupture suivantes : 10^{-1} , 10^{-2} et 10^{-3} , et ce toujours en respectant le critère $\text{SNR}_0 = 16.1 \text{ dB}$.

Ce tableau permet premièrement de constater que la variation de P_{VLC_min} en fonction de la P_{out} visée est très faible en ce qui concerne le cas de référence. De ce fait, la valeur de l'éclairage moyen varie donc très peu elle aussi. Cependant, ce n'est pas le cas lorsque l'on considère une modélisation plus complexe. En effet, pour une faible probabilité de rupture ($P_{out} = 10^{-3}$), $E_{moy} = 5.2 \text{ lx}$ pour ρ_{corps2} et 22 lx pour ρ_{corps1} , soit pour ce dernier environ 12 fois plus que dans le cas de référence sans corps.



Tableau IV-3 : Evolution de la puissance minimale requise et de l'éclairement associé en fonction de la valeur de P_{out} cible

	Lien VLC				Cas de référence	
	$\rho_{corps1} = 0.1$		$\rho_{corps2} = 0.9$		P_{VLC_min}	E_{moy}
	P_{VLC_min}	E_{moy}	P_{VLC_min}	E_{moy}		
$P_{out} = 10^{-1}$	123.5 mW	4.6 lx	83 mW	3.2 lx	35 mW	1.3 lux
$P_{out} = 10^{-2}$	343.5 mW	13.1 lx	110.5 mW	4 lx	42.5 mW	1.6 lux
$P_{out} = 10^{-3}$	597.5mW	22 lx	136 mW	5.2 lx	47 mW	1.8 lux

On peut illustrer les conséquences de cet écart par un cas concret : si l'on se reporte au tableau II-4, on observe que dans le cas d'une surveillance de nuit en milieu hospitalier, l'éclairage ambiant doit être d'environ 20 lx. Dans ce cas de figure, on constate que si le coefficient de réflexion du corps est faible, on risque de ne pas pouvoir atteindre cette contrainte tout en respectant la qualité de service visée. Cela signifie également que l'on risque de ne pas pouvoir ajuster la luminosité en cas de besoin, ce qui peut être problématique pour s'adapter au confort de l'utilisateur.

IV.3. Détermination des performances du canal IR

Comme nous l'avons rappelé dans l'introduction de ce chapitre, notre objectif est d'étudier les performances globales d'un lien IR (voie montante)/VLC (voie descendante).

Cette partie sera donc consacrée à l'étude du lien IR. De la même manière que cela a été fait pour le lien VLC, cette étude portera principalement sur l'impact de la mobilité de l'émetteur porté par le patient. L'objectif est ici de proposer une modélisation cohérente vis-à-vis de celle utilisée en voie descendante. En suivant la même logique que celle du chapitre III, nous observerons l'impact des différents facteurs liés à la mobilité à la fois sur le gain optique mais aussi sur l'étalement de la RI.

IV.3.1. Environnement étudié

IV.3.1.1. Définition des paramètres

Dans l'introduction de ce chapitre, nous avons illustré que, dans le cadre de la communication IR/VLC mise en place, l'envoi d'informations utilisant la voie descendante VLC pouvait être réalisé soit dans la même pièce, soit dans une autre située à un endroit différent.

Afin de simplifier notre propos, nous considérons ici que le patient équipé du dispositif d'émission IR se trouve dans la même pièce que celle utilisée pour faire redescendre l'information VLC. Ses caractéristiques sont donc semblables à celles décrites dans le paragraphe III.3.1. Cependant, contrairement à la configuration VLC, les récepteurs sont ici fixés au plafond afin de pouvoir recevoir le signal émis par l'émetteur porté par le patient.

Nous considérons donc ici que la pièce est équipée de 4 récepteurs localisés aux mêmes coordonnées que les émetteurs VLC, comme on peut le voir sur la figure IV-7. On admettra ici facilement que les systèmes VLC peuvent également être équipés d'un récepteur IR afin de permettre une communication bidirectionnelle. C'est d'ailleurs sous cette forme que sont commercialisés les premiers produits VLC présents aujourd'hui sur le marché. Enfin,



conformément au paragraphe II.4.1, on considère que la valeur du photocourant associée au bruit ambiant est telle que $I_{b-IR} = 200 \mu A$.

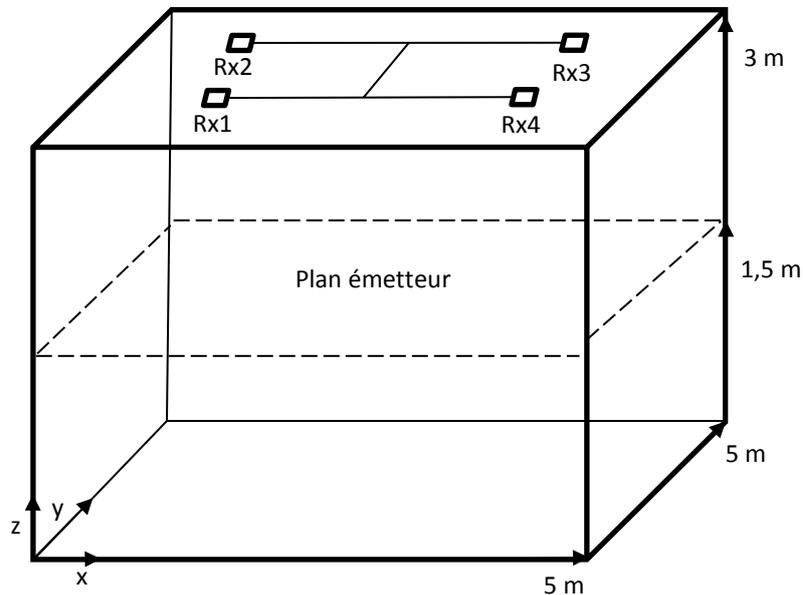


Figure IV-7 : Définition de l'environnement considéré dans le cas du lien IR

Tableau IV-4 : Paramètres utilisés dans le cas de la voie montante IR

Paramètres	Valeurs
Dimension	5x5x3 [m]
Photocourant lié au bruit ambiant	200 [μA]
Récepteurs	
Position R_{x1} [X Y Z]	[1.25 1.25 3] [m]
Position R_{x2} [X Y Z]	[1.25 3.75 3] [m]
Position R_{x3} [X Y Z]	[3.75 3.75 3] [m]
Position R_{x4} [X Y Z]	[3.75 1.25 3] [m]
Orientation	-90 [$^{\circ}$]
FOV	45 [$^{\circ}$]
Surface	34.5 [mm^2]
Sensibilité	1 [A/W]
Emetteur	
Hauteur	1.5 [m]
Angle à mi puissance	45 [$^{\circ}$]
Coefficient de réflexion	
Plafond/mur	0.73
Sol	0.18
RaPSor	
Type	« Ray-Gathering »
Nombres de rayons	40000
Echantillonnage	0.02 [ns]
Durée d'observation	600 [ns]
Nombre de réflexions optiques	3



Concernant les paramètres intrinsèques du récepteur, nous choisissons d'utiliser les caractéristiques de composants du commerce standard (ici le TSOP34338). Pour l'émetteur, nous considérons que ce dernier est porté à l'épaule du patient, soit à une hauteur de 1.5 m du sol avec une orientation initiale de +90 ° (dirigé vers le plafond). Cette position a été choisie non seulement pour rapprocher l'émetteur des récepteurs, et ainsi maximiser le gain, mais aussi afin de limiter l'impact de la présence du corps sur le gain optique.

En effet, contrairement au lien VLC, le patient n'a nul besoin ici d'avoir un accès visuel au dispositif, laissant donc plus de liberté quant à son positionnement. On considère également que l'appareil est équipé d'une LED émettant dans le domaine infrarouge avec un angle à mi-puissance $\varphi_{1/2} = 45^\circ$, soit $m = 2$. Il a déjà été montré dans la littérature qu'il s'agissait de la valeur optimale dans ce genre de configuration [148].

Pour les paramètres de simulation Raspor, nous utiliserons les mêmes que pour le canal VLC, et ce dans un souci d'optimisation du temps de simulation. De plus, en accord avec les résultats illustrés dans le paragraphe III.2.3, nous considérons ici un nombre de réflexions optiques égal à 3. L'ensemble de ces paramètres a été résumé dans le tableau IV-4.

Aussi, afin d'évaluer par la suite l'impact des différentes paramètres on définira le cas de référence comme le cas sans corps et sans variations d'orientations de l'émetteur mobile étudié dans les paragraphes suivants.

IV.3.1.2. Nombre de récepteurs actifs

A l'opposé du canal VLC, on considère ici 4 récepteurs et 1 émetteur. L'objectif est d'assurer une couverture suffisante afin d'optimiser au maximum la réception du signal considérant les mouvements de l'émetteur. Il est néanmoins nécessaire de déterminer la façon dont l'information reçue est traitée. En effet, dans le cas d'un système composé de plusieurs récepteurs la même information peut arriver à des temps différents entre deux récepteurs donnés.

Dans la littérature, il existe plusieurs techniques pour traiter les données en présence de diversité spatiale : « Selection Combining » (SC), Maximum Ratio Combining (MRC) ou « Equal Gain Combining » (EGC) [143]. Pour cette étude, nous considérons la plus simple de ces techniques : la SC. Dans cette dernière, on ne conserve qu'une seule valeur de gain qui correspond à la valeur maximale reçue :

$$H(0)_{IR} = \text{Max}[H_1, H_2, \dots, H_i] \quad (4.5)$$

Avec H_i les valeurs de gains au niveau du récepteur numéro i . La valeur de i dépend donc du nombre de récepteurs actifs. Dans notre configuration, on peut avoir jusqu'à $i = 4$ récepteurs. De ce fait, augmenter le nombre de récepteurs actifs revient à augmenter les chances de récupérer de fortes valeurs de gain, ce qui revient à augmenter la couverture.

Pour illustrer cet effet, nous avons tracé dans le cas de référence, en figure IV-8 la PDF des gains correspondant respectivement à 1, 2, 3 et 4 récepteurs actifs. Nous avons choisi arbitrairement de simuler un nombre de positions aléatoires égal à $N = 1000$. En se reportant au tableau IV-4, les récepteurs actifs ont été définis ainsi :

- 1 récepteur actif : $[R_{x1}]$
- 2 récepteurs actifs : $[R_{x1}, R_{x3}]$



- 3 récepteurs actifs : $[R_{x1}, R_{x2}, R_{x3}]$
- 4 récepteurs actifs : $[R_{x1}, R_{x2}, R_{x3}, R_{x4}]$

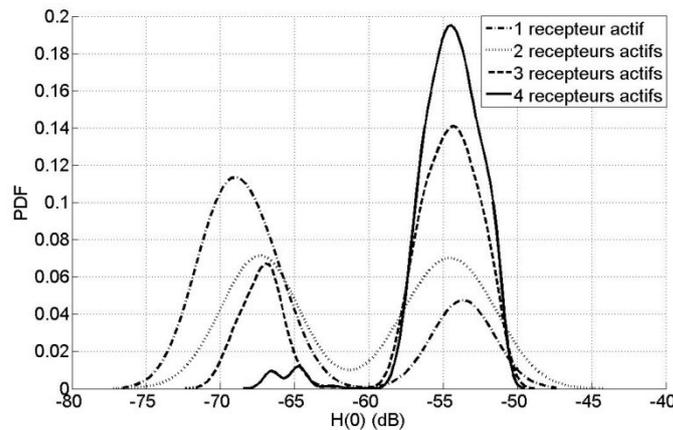


Figure IV-8 : PDF de l'évolution des valeurs de gains en fonction du nombre de récepteurs actifs

On observe que chaque distribution est composée de deux parties : une contenant des gains élevés (> -60 dB) et une autre contenant des gains plus faibles (< -64 dB). En accord avec les résultats obtenus dans le paragraphe III.2.1, nous pouvons dire que ces parties correspondent respectivement à des liens LOS et à des gains uniquement composés de réflexions optiques (NLOS). On observe ainsi que plus le nombre de récepteurs augmente, plus la partie associée au signal NLOS diminue alors qu'au contraire, celle correspondant au signal LOS augmente.

Comme on pouvait s'y attendre, on constate que la meilleure distribution de gain est obtenue pour un nombre de 4 récepteurs actifs, confirmant ainsi qu'il s'agit de la configuration offrant la meilleure couverture du signal. C'est donc cette configuration qui sera retenue pour la suite de cette étude.

IV.3.1.3. Nombre de points à considérer

De la même manière que pour le cas du lien VLC, nous allons maintenant étudier dans le cas de référence le nombre de points N à considérer afin non seulement d'optimiser le temps de simulation, mais aussi d'être certains que le nombre de points soit suffisant pour converger.

Pour se faire, nous avons utilisé les paramètres du tableau IV-4 afin de réaliser deux simulations : une pour $N = 1000$ et une pour $N = 10000$. Conformément aux résultats du paragraphe précédent, on considère ici les 4 récepteurs comme étant actifs.

Les résultats obtenus ont été tracés sous forme de CDF sur la figure IV-9. On constate dans un premier temps que les deux courbes obtenues sont très similaires et semblent converger. On peut donc en déduire que choisir un nombre de points $N = 1000$ est suffisant pour avoir une bonne estimation du gain optique. Ces résultats sont donc concordants avec ceux obtenus pour le lien VLC.



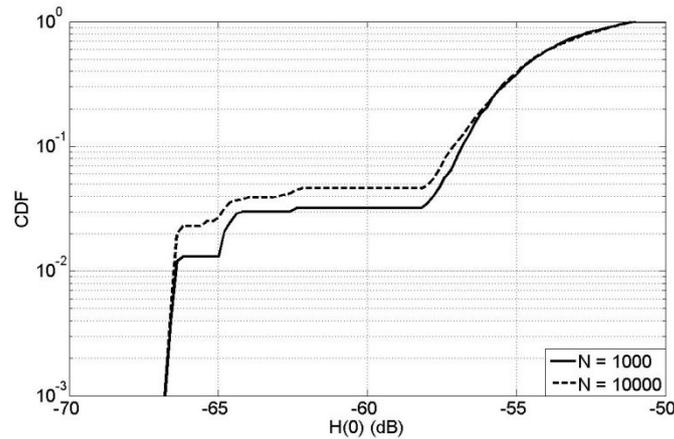


Figure IV-9 : CDF des gains du lien IR pour N = 1000 et N = 10000

On peut également remarquer que les distributions obtenues présentent un palier entre -57 dB et -63 dB, chose que l'on n'observait pas dans le cas du lien VLC.

Afin d'expliquer ce comportement, nous avons tracé en figure IV-10 la PDF des gains. On observe sur cette figure qu'entre -57 dB et -63 dB, il n'y a aucune valeur de gain, expliquant ainsi le palier observé en figure IV-9. Cette absence de valeurs se justifie par la méthode utilisée (cf équation (4.5)). En effet, comme on ne conserve ici que la meilleure valeur du gain : il y a une forte probabilité que celle-ci corresponde à lien LOS. Cela signifie que les autres valeurs reçues ne sont composées que de réflexions optiques. Dû au fait que le lien LOS apporte une grosse contribution au gain du canal, cela créé un décalage entre les valeurs contenant un lien LOS et les autres.

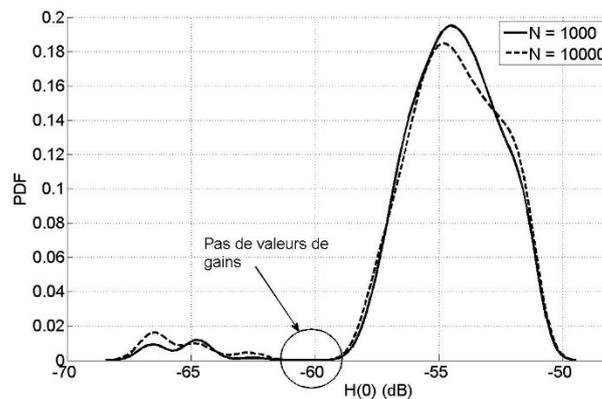


Figure IV-10 : PDF du gain du lien IR pour N = 1000 et N = 10000

Afin d'observer l'étalement de la RI, nous avons illustré dans le tableau IV-5 les valeurs de R_{b-max} (représentant le débit maximal atteignable sans IES) déterminées pour N = 1000 et N = 10000 points. On observe que les valeurs de R_{b-max} sont très proches et restent supérieures aux débits maximaux nécessaires pour les applications médicales ($R_{b-max} = 10$ Mbit/s).

De ce fait, ces résultats nous permettent de confirmer l'utilisation de N = 1000 positions d'émetteurs pour les simulations du canal IR, concordant ainsi avec le nombre de positions du lien VLC. Afin de simplifier par la suite l'accès aux différents paramètres de simulation, nous les avons reportés dans le tableau A4.1 de l'annexe IV.

Tableau IV-5 : Valeur de R_{b-max} sans IES pour différents nombres de positions N d'émetteurs

	$N = 1000$	$N = 10000$
R_{b-max}	16.1 Mbit/s	15.9 Mbit/s

IV.3.2. Modélisation du canal IR

Dans les prochains paragraphes, nous étudions l'impact de la mobilité de l'émetteur sur le canal IR. On s'intéresse en particulier au changement d'orientation de l'émetteur ainsi qu'à la présence du corps portant le dispositif. Nous avons montré dans le chapitre III que ces paramètres ne pouvaient être négligés dans le cas d'un canal VLC. L'objectif ici est de déterminer s'il est ou non nécessaire de les prendre en compte pour le canal IR.

IV.3.2.1. Impact du changement d'orientation sans corps

Dans la configuration étudiée, l'émetteur infrarouge transmettant les données biologiques du patient est fixé sur son épaule. Comme c'était le cas pour le récepteur associé au canal VLC, les mouvements du patient induisent de manière évidente des changements d'orientation au niveau de l'émetteur. Cependant, contrairement au canal VLC où ces changements pouvaient être volontaires (par exemple pour orienter le récepteur afin de mieux lire les données), ceux induits dans le cas du canal IR sont uniquement dus aux mouvements du corps. On considère en effet que le patient se déplace de manière naturelle, et ne va pas intentionnellement orienter l'émetteur vers les récepteurs optiques.

De ce fait, l'intervalle de variations des valeurs est bien plus restreint. Comme nous l'avons fait dans le paragraphe III.3.3.3, nous définissons ici les changements d'orientation avec des coordonnées polaires. En tenant en compte d'un mouvement réaliste d'épaule, nous considérons les intervalles suivants : $\theta \in [0, \pi/3]$ et $\varphi \in [0, \pi]$ avec un pas de $\pi/6$. La figure IV-11 propose une illustration de ces variations.

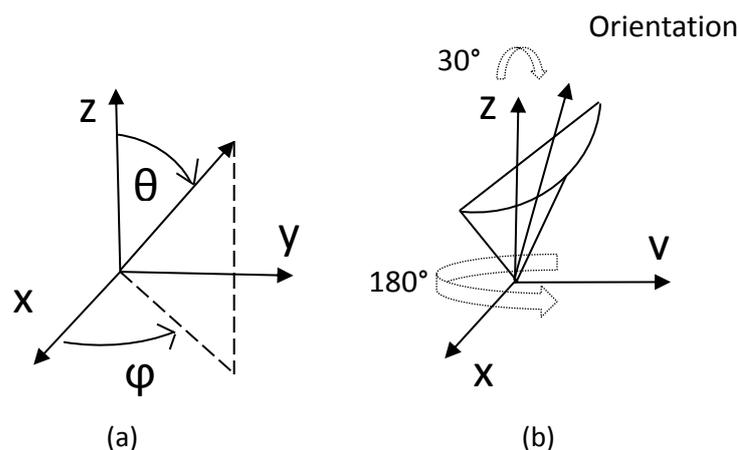


Figure IV-11 : Illustration : (a) des coordonnées sphériques, (b) du cône de mouvement de l'émetteur



Nous avons tracé en figure IV-12 les PDF et CDF associées aux cas avec changements d'orientation et à orientation fixe perpendiculaire au plafond (étudié dans le paragraphe précédent).

Dans un premier temps, on observe sur les PDF que les distributions obtenues sont similaires, hormis dans la zone [-63 ; -67] dB où il n'y a aucune valeur de gain lorsque l'on considère une orientation fixe comme nous l'avons observé concernant le cas de référence. Ceci s'explique par le fait qu'en prenant en compte les variations d'orientations, on augmente les probabilités de se trouver dans le FOV d'un récepteur, et ce même si la position de l'émetteur est éloignée de ces derniers. En sachant que la valeur de gain diminue avec la distance (équation (2.24)), on peut en conclure que l'étalement des valeurs de gains associés à un lien LOS augmente.

Ces observations se retrouvent sur les CDF : en effet, même si les deux cas semblent converger pour des P_{out} inférieures à 10^{-2} . On observe une différence significative pour des probabilités plus hautes pour $H(0)$ appartenant à [-67 ; -63] dB. Par exemple, la probabilité d'avoir un gain de -58 dB dans le cas de référence est de 3.2 % alors qu'elle est de 15 % lorsque l'on considère le changement d'orientations, soit presque 5 fois plus.

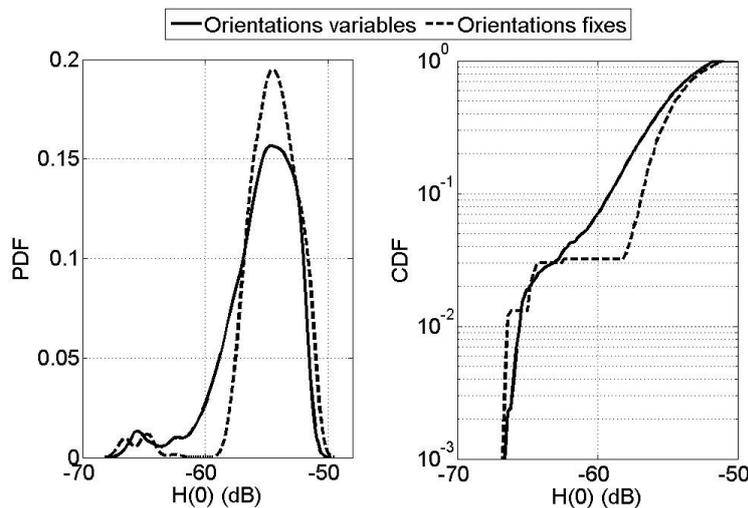


Figure IV-12 : PDF et CDF des gains associés au cas avec et sans changements d'orientation pour le canal IR

Concernant l'impact sur l'étalement de la RI, nous avons reporté dans le tableau IV-6 les valeurs de R_{b-max} obtenues pour chacun des cas. On constate ici que les changements d'orientations impactent grandement le débit maximal atteignable sans IES, avec une différence de 6.6 Mbit/s par rapport au cas où l'orientation est fixe. De ce fait, il devient difficile d'atteindre le débit maximum de 10 Mbit/s sans prendre en compte la présence de l'IES.

Tableau IV-6 : Valeur du débit maximal atteignable R_{b-max} sans IES en tenant compte ou non des variations d'orientations

	Lien IR avec changements d'orientation	Cas de référence (sans changement d'orientation)
R_{b-max}	9.5 Mbit/s	16.1 Mbit/s



Ces résultats permettent donc de montrer que, dans le cas d'un émetteur porté à l'épaule, les changements d'orientation n'ont pas un impact aussi significatif que dans le cas d'un lien VLC. Cependant, ils ne peuvent être négligés, notamment car ils permettent d'obtenir une estimation plus précise et réaliste de la répartition du gain, mais aussi car leur impact sur l'étalement de la RI ne peut être ignoré. De ce fait, on considère pour la suite de nos simulations que les orientations de l'émetteur varient.

IV.3.2.2. Impact de la présence du corps

De la même façon que pour l'étude du canal VLC, nous allons maintenant étudier l'impact de la présence du corps sur le canal IR. En effet, même si la position de l'émetteur à l'épaule permet de réduire l'impact du corps, il est toujours possible que ce dernier puisse créer des situations de blocage (avec la présence de la tête par exemple), et ce d'autant plus lorsqu'on considère les changements d'orientations.

Pour le choix de la modélisation du corps, nous avons montré que l'impact liée à la présence de ce dernier est avant tout lié aux phénomènes de blocage du signal, et ceci indépendamment de la complexité de sa modélisation. On se focalisera donc sur une modélisation de corps simple.

Cependant, contrairement à la configuration du lien VLC où le récepteur était situé en face du corps, il est ici placé sur un côté (épaule). De ce fait, les zones possibles de blocages correspondent au flanc du corps, rendant donc nécessaire la prise en compte de son épaisseur. Nous choisissons donc d'utiliser la forme illustrée en figure IV-13, correspondant à un modèle 3D de la forme n°2 de la figure III-18.

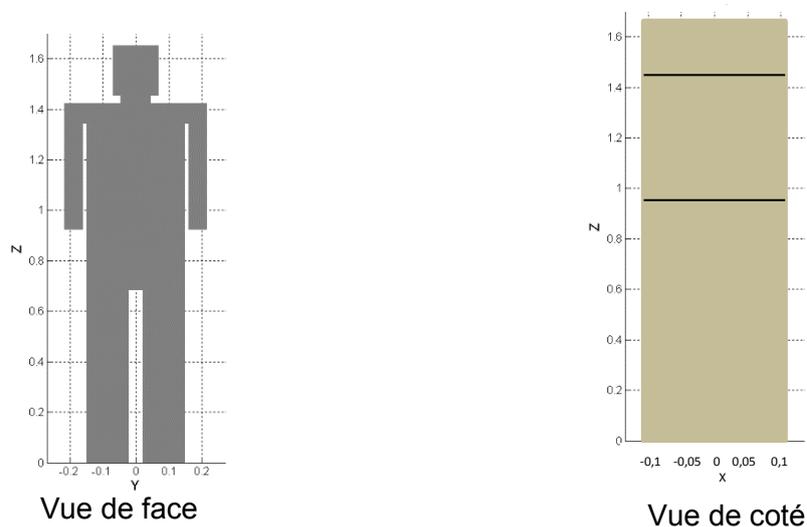


Figure IV-13 : Modèle de corps considéré pour le lien IR

Pour réaliser l'étude de l'impact de la présence du corps, nous utilisons la même méthodologie que pour le lien VLC, c'est-à-dire en définissant les différents cas suivants :

- cas (a) : Récepteur mobile avec changements d'orientation, sans corps – étudié au IV.3.2.1



- cas (b) : Récepteur mobile avec changements d'orientation, avec corps, $\rho_{\text{corps1}} = 0.1$
- cas (c) : Récepteur mobile avec changements d'orientation, avec corps, $\rho_{\text{corps2}} = 0.9$

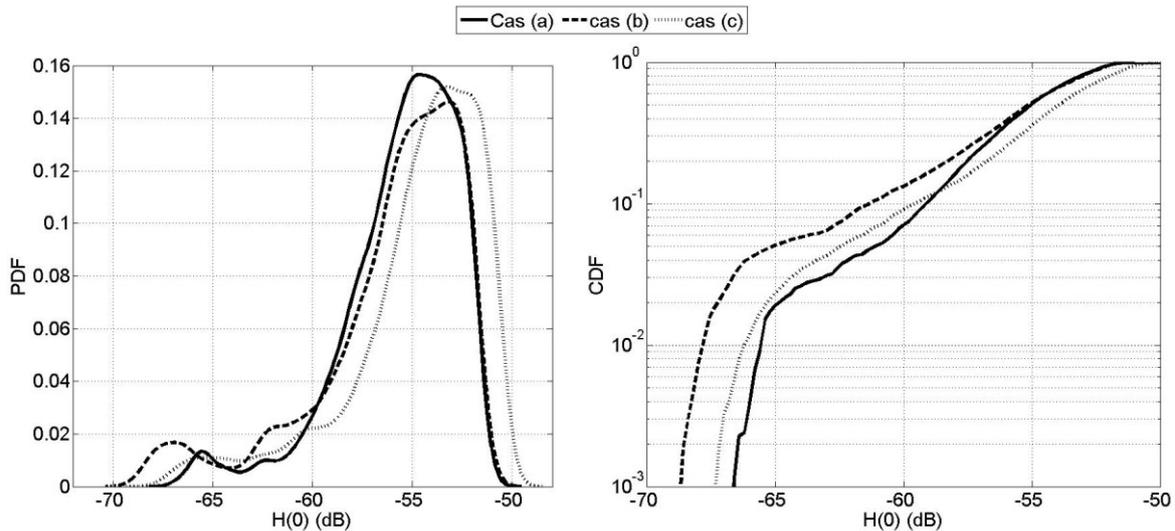


Figure IV-14: PDF et CDF associées à plusieurs cas sur l'étude de l'impact du corps pour le lien IR

La figure IV-14 illustre les PDF et CDF associées à chaque cas considéré. On observe que les différentes courbes obtenues, que ce soit pour la CDF ou la PDF, sont très similaires. En effet, l'impact du corps semble être relativement faible et ce indépendamment de son coefficient de réflexion : on observe que l'évolution des courbes associées aux cas (b) et (c) est très similaire à celle associée au cas (a).

Si l'on regarde les CDF, on constate que l'évolution entre les cas (a) et (c) est aussi très similaire, illustrant ainsi que pour un coefficient de réflexion élevé l'impact du corps est négligeable. Cependant, pour une valeur de ρ faible, on observe une évolution différente entre le cas (a) et le cas (b), illustrant ainsi l'impact du corps ne peut être négligé pour $\rho = 0.1$. On constate néanmoins que l'impact du corps sur le gain optique dans le cas du canal IR est beaucoup plus faible que dans le cas des VLC.

Concernant l'impact sur l'étalement de la RI, nous avons reporté dans le tableau IV-7 les valeurs de $R_{b\text{max}}$ obtenus pour chacun des cas.

On voit ici que l'impact du corps est plus significatif : on observe une différence de 1.9 Mbit/s entre le cas (a) et le cas (c), soit une diminution de 20 %. En ce qui concerne l'impact lié au coefficient de réflexion, il est ici beaucoup plus faible. On constate en effet une différence de seulement 0.9 Mbit/s entre les cas (b) et (c), soit seulement 11%.

Tableau IV-7 : Valeur du débit maximal atteignable sans IES pour différents cas

	Cas (a)	Cas (b)	Cas (c)	Cas de référence
$R_{b\text{max}}$	9.5 Mbit/s	6.7 Mbit/s	7.6 Mbit/s	16.1 Mbit/s



Cela nous permet de conclure que, pour un émetteur situé sur l'épaule, l'impact du corps sur le canal est beaucoup moins significatif que dans le cas des VLC. Ceci est majoritairement dû à la position de l'émetteur, qui limite grandement les possibilités de blocages du signal. D'après les résultats obtenus, la prise en compte du corps dépend principalement de son coefficient de réflexion : si ce dernier est faible alors la présence du corps ne peut être négligée.

IV.3.3. Considérations sur la puissance optique

Contrairement au lien VLC, où la contrainte en puissance est fonction de l'éclairage, celle associée au lien IR est liée à la de sécurité oculaire et à la consommation pour un système porté.

Il a été montré par exemple que pour des sources diffuses, comme c'est le cas ici, la puissance maximale autorisée dans le cas du proche infrarouge était d'environ 280 mW à 865 nm pour $\phi_{1/2} = 60^\circ$ [79]

D'autre part, on considère dans notre cas que le système est porté par une personne, et donc qu'il est autonome en énergie. Cela signifie qu'il est équipé d'une batterie assurant son bon fonctionnement.

Donc que ce soit pour respecter la puissance maximale autorisée ou pour maximiser la durée de vie du système, il est donc important d'essayer de minimiser la puissance émise en IR.

Comme nous l'avons vu dans les paragraphes précédents, nous considérons que le débit pour l'application de suivi médical est de 1 Mbit/s. Pour ce débit, on peut déterminer la puissance minimale P_{IR-min} permettant d'atteindre la qualité de service définie par $P_{out}(SNR_0) = 10^{-1}$ pour un BER de 10^{-10} soit en OOK un $SNR_0 = 16.1$ dB.

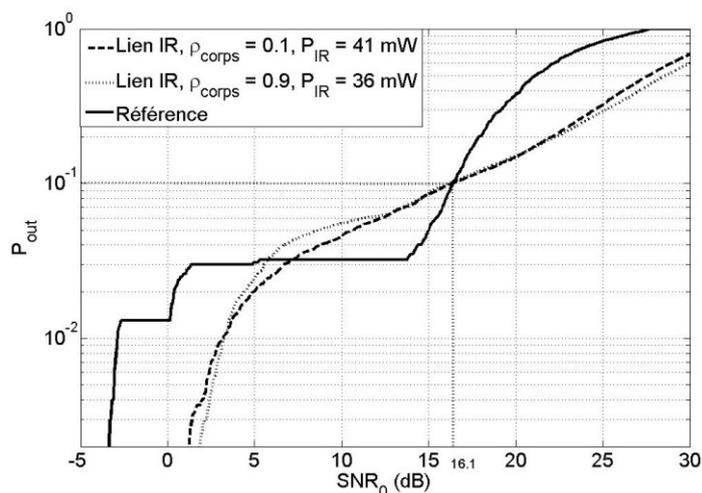


Figure IV-15 : Evolution des P_{out} obtenues en considérant la puissance minimale à émettre pour atteindre $P_{out}(16.1 \text{ dB}) = 10^{-1}$ pour différentes configurations

Nous avons illustré en figure IV-15 les résultats obtenus dans le cas d'un lien IR considérant la mobilité de l'émetteur (corps + changements d'orientation) et dans le cas de référence. Les simulations du lien IR mobile ont été réalisées en utilisant les paramètres du



tableau A4.1 de l'annexe IV et en considérant deux valeurs de coefficient de réflexion pour le corps : $\rho_{\text{corps1}} = 0.1$ et $\rho_{\text{corps2}} = 0.9$. La figure illustre le cas $P_{\text{out}}(16.1 \text{ dB}) = 10^{-1}$.

Les valeurs de $P_{\text{IR_min}}$ obtenues sont de 18 mW pour le cas de référence et de 41 mW, respectivement 36 mW, pour $\rho_{\text{corps1}} = 0.1$ respectivement $\rho_{\text{corps2}} = 0.9$.

On constate un facteur 2 entre le cas de référence et ceux correspondant à des modélisations plus complexes. Cela montre que si on n'utilise pas un modèle de canal adéquat, on risque de fortement sous-estimer la consommation du système.

Pour compléter ces résultats, nous avons reporté dans le tableau IV-8 les valeurs de $P_{\text{IR_min}}$ pour différentes valeurs de P_{out} .

Ces résultats montrent que quelle que soit la modélisation, la puissance minimale nécessaire augmente significativement à partir de $P_{\text{out}} = 10^{-2}$. De plus l'écart entre le lien IR et le cas de référence devient plus faible. On peut noter également que, pour $P_{\text{out}} = 10^{-3}$ avec $\rho_{\text{corps1}} = 0.1$, la puissance nécessaire est très proche de la limite autorisée concernant la sécurité oculaire.

Tableau IV-8 : Evolution de la puissance minimale requise en fonction de la valeur de P_{out} cible pour le lien IR

	$P_{\text{IR_min}}$		$P_{\text{IR_min}}$ (cas de référence)
	$\rho_{\text{corps1}} = 0.1$	$\rho_{\text{corps2}} = 0.9$	
$P_{\text{out}} = 10^{-1}$	41 mW	36 mW	18 mW
$P_{\text{out}} = 10^{-2}$	198 mW	132 mW	161 mW
$P_{\text{out}} = 10^{-3}$	244 mW	180 mW	174 mW

Ces résultats permettent de montrer qu'utiliser une modélisation précise du canal IR est capital si l'on souhaite déterminer correctement la puissance minimale à émettre et donc estimer au mieux la consommation associée au système étudié.

IV.4. Performance globale

Maintenant que nous avons réalisé l'étude des performances associées aux voies montante IR et descendante VLC, nous pouvons nous intéresser à l'étude de la performance globale du système.

IV.4.1. Définition de la performance globale

La métrique utilisée P_{out} (probabilité de rupture) dépend du SNR du lien donc de la puissance émise, de l'atténuation du canal, du débit et du bruit pour un composant de réception donné.

Dans notre approche, on considère que le récepteur a une sensibilité égale à 1 dans le cas de l'IR et de 0.48 dans le visible. De plus, on se place dans le cas où les débits sont identiques pour la voie montante IR et descendante VLC.

On peut alors modéliser le système global de manière simple comme dans un cas de topologie de communication multi-sauts à 2 variables (figure IV-16).



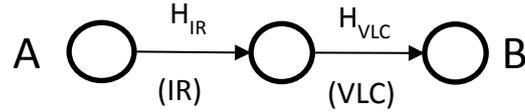


Figure IV-16 : Système global de multi-sauts à 2 variables

La communication entre A et B échoue si l'un ou l'autre des liens (IR) ou (VLC) échoue. Dans ce cas, la probabilité de coupure de bout en bout (entre A et B) peut s'écrire de manière simple comme dans un cas avec un relais parfait.

Un évènement de coupure, ou outage, apparaît pour la transmission globale lorsque l'un ou l'autre des SNR des liens montant (IR) ou descendant (VLC) est inférieur à sa valeur seuil, respectivement SNR_{0-IR} et SNR_{0-VLC} :

$$\begin{aligned}
 P_{out-globale} &= p(SNR_{IR} < SNR_{0-IR} \cup SNR_{VLC} < SNR_{0-VLC}) \\
 &= p(SNR_{IR} < SNR_{0-IR}) + p(SNR_{VLC} < SNR_{0-VLC}) \\
 &\quad - p(SNR_{IR} < SNR_{0-IR}) \cdot p(SNR_{VLC} < SNR_{0-VLC})
 \end{aligned} \tag{4.6}$$

Ce qui s'écrit aussi à l'aide des définitions des probabilités de rupture de chacun des liens :

$$P_{out-globale} = P_{out-IR} + P_{out-VLC} - P_{out-IR} \cdot P_{out-VLC} \tag{4.7}$$

Afin d'illustrer par un exemple le calcul de $P_{out-globale}$, nous avons reporté en figure IV-17 l'évolution des probabilités de rupture $P_{out-VLC}$ et P_{out-IR} pour les configurations déjà étudiées et reportées sur le même axe SNR_0 . Pour le lien VLC, nous utilisons la configuration du paragraphe IV.2.4.2 en considérant la puissance minimale $P_{VLC} = 123.5$ mW. Pour le lien IR, c'est la configuration du paragraphe IV.3.3 qui est utilisée, avec une puissance $P_{IR} = 41$ mW. Nous avons considéré dans chaque cas que le coefficient de réflexion du corps était $\rho_{corps} = 0.1$.

Cet exemple montre qu'il y a deux possibilités permettant obtenir une certaine valeur de $P_{out-globale}$ en fonction des liens IR et VLC :

- On peut considérer que chaque lien doit respecter une même qualité de service. Sur la figure IV-17, ce cas correspond par exemple à $SNR_{0-IR} = SNR_{0-VLC} = 9.6$ dB (soit un BER de 10^{-3} d'après la figure IV-2) avec $P_{out-VLC}^{(1)} = 0.021$ et $P_{out-IR}^{(1)} = 0.043$. En utilisant l'équation (4.7), on obtient $P_{out-globale} = 0.063$, soit 6.3 %.
- Il est également possible d'obtenir la même valeur de $P_{out-globale}$ de 6.3% lorsque les SNR_0 visés sont différents. Sur la figure IV-17, on observe que si on considère les points $P_{out-VLC}^{(2)} = 0.043$ et $P_{out-IR}^{(2)} = 0.021$, on obtient la même valeur de $P_{out-globale}$, alors que les valeurs de SNR_0 associées sont différentes : $SNR_{0-IR} \approx 5$ dB et $SNR_{0-VLC} \approx 13$ dB.

Dans la suite, on se place dans le cas où la qualité de service, c'est-à-dire les valeurs de SNR_0 , sont identiques pour les deux voies.



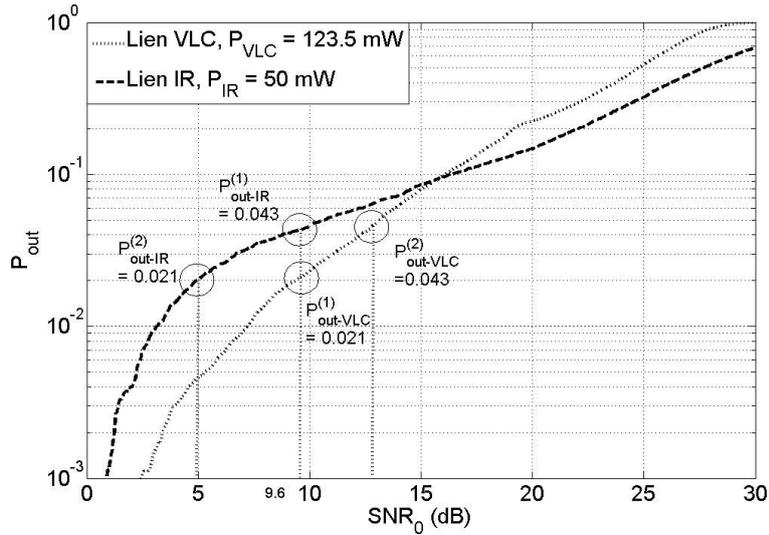


Figure IV-17 : Illustration de la méthode de calcul de la P_{out} globale

IV.4.2. Etude en fonction de la puissance

Comme nous l'avons vu dans les paragraphes précédents, une des contraintes principales du lien IR est liée à la puissance émise P_{IR} . Concernant le lien VLC, il s'agit de la valeur de l'éclairement moyen E_{moy} . Au cours des prochains paragraphes, nous allons donc étudier l'impact de ces deux paramètres sur l'évolution de la probabilité de rupture globale.

IV.4.2.1. Méthodologie

L'objectif est de déterminer l'ensemble des couples $(P_{IR}; P_{VLC})$ permettant d'obtenir une valeur donnée de performance globale pour un débit fixe $R_{b-VLC} = R_{b-IR}$. On part de l'équation (4.7) et on cherche par exemple toutes les valeurs $(P_{out-IR}; P_{out-VLC})$ permettant d'obtenir $P_{out-globale} = 0.1$. Le résultat est illustré sur la figure IV-18 (a).

On peut sélectionner par exemple un couple de valeurs $(P_{out-VLC}; P_{out-IR})$: $P_{out-IR} = 0.043$ et $P_{out-VLC} = 0.06$. On considère que la qualité de service visée sur chacun des liens correspond à un $BER = 10^{-10}$, c'est-à-dire $SNR_0 = 16.1$ dB. Il est donc possible de déterminer la puissance IR, respectivement VLC, permettant pour chaque lien de satisfaire P_{out-IR} et $P_{out-VLC}$ comme illustré sur la figure IV-18 (b). Pour notre exemple, on trouve $P_{IR} = 14.8$ mW et $P_{VLC} = 25.8$ mW.

Pour finir, il est possible de transformer la valeur de P_{VLC} en éclairement moyen en utilisant la figure IV-6. Pour notre exemple, $E_{moy} = 1.6$ lx.



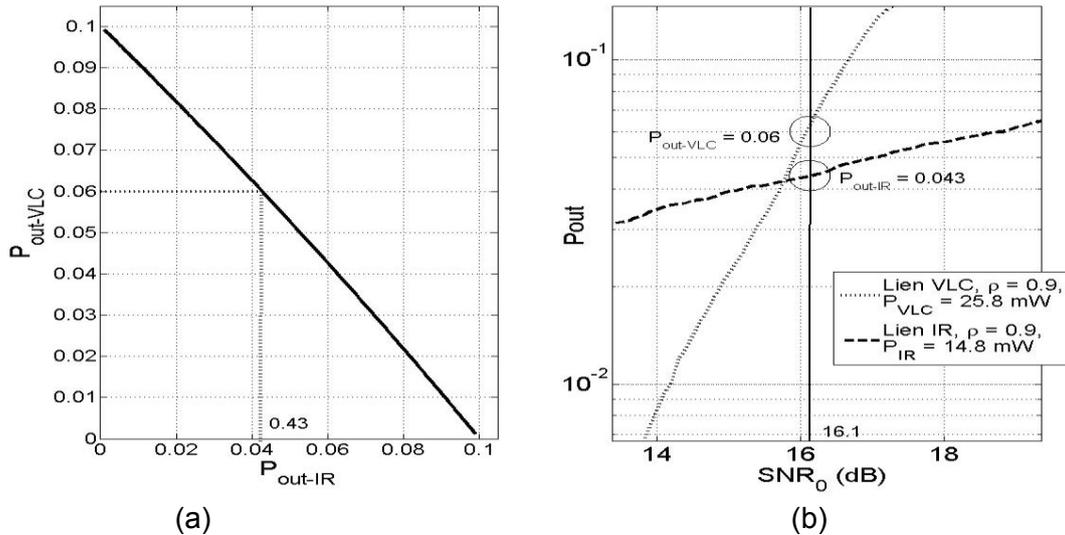


Figure IV-18 : (a) Valeurs des couples ($P_{out-VLC}$; P_{out-IR}) permettant de respecter une $P_{out-globale} = 10\%$, (b) Exemple d'un couple ($P_{out-VLC}$; P_{out-IR}) permettant de respecter $P_{out-globale} = 10\%$ pour $SNR_0 = 16.1$ dB

IV.4.2.2. Résultats

Comme défini dans l'introduction de ce chapitre, on peut considérer deux scénarios : soit le patient est à la fois porteur de l'émetteur IR et du récepteur VLC, soit ce dernier est utilisé par une autre personne (personnel soignant par exemple). Afin de simplifier notre propos, nous considérerons ici que le patient est équipé des deux dispositifs, lui permettant ainsi de surveiller en direct ses fonctions vitales.

Nous venons de voir que la détermination de la probabilité de rupture globale s'effectue à partir d'un couple de valeurs ($P_{out-VLC}$; P_{out-IR}). Nous allons donc déterminer, en utilisant la méthode décrite dans le paragraphe précédent, l'ensemble des valeurs de (P_{IR} ; E_{moy}) pour différentes $P_{out-globale}$ cibles et ce pour une qualité de service $SNR_0 = 16.1$ dB identique pour chacun des liens et pour un débit de données $R_{b-VLC} = R_{b-IR} = 1$ Mbit/s.

Pour les simulations, nous considérerons, dans le cas du lien VLC les paramètres des tableaux A3.1 et A3.4 de l'annexe III. Etant donné que l'on considère le corps pour le lien VLC, il est aussi nécessaire de le considérer pour le lien IR, car le patient porte les deux dispositifs. Nous utiliserons donc pour ce lien les paramètres des tableaux A4.1 et A4.2 de l'annexe IV. Etant donné l'importance de la prise en compte de l'impact des coefficients de réflexion associés au corps, on considèrera deux valeurs telles que $\rho_{corps1} = 0.1$ et $\rho_{corps2} = 0.9$.

Les figures IV-19 et IV-20 illustrent l'ensemble des couples de puissance (P_{IR} ; E_{moy}) obtenus pour différentes valeurs de P_{out} cibles de 10^{-1} , 10^{-2} et 10^{-3} .

Dans un premier temps, on observe que dans chacun des cas, si on augmente P_{IR} , E_{moy} tend vers une valeur quasi-constante qui est d'autant plus élevée que $P_{out-globale}$ est faible. Par contre, si P_{IR} diminue et tend vers sa valeur minimale, E_{moy} doit augmenter. De plus, le nombre de couples (P_{IR} ; E_{moy}) diminue grandement quand la probabilité de rupture ciblée diminue.



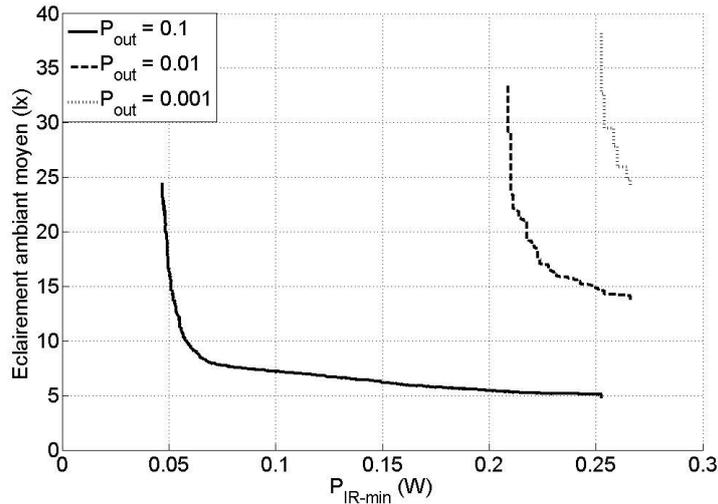


Figure IV-19 : Evolution des couples (E_{moy} ; P_{IR}) pour différentes valeurs de probabilité de rupture globale visées et pour $\rho_{corps1} = 0.1$

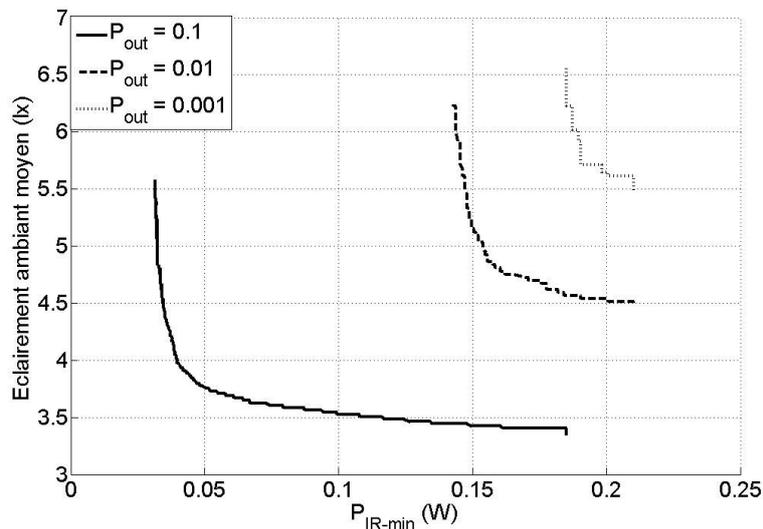


Figure IV-20 : Evolution des couples (E_{moy} ; P_{IR}) pour différentes valeurs de probabilité de rupture globale visées et pour $\rho_{corps2} = 0.9$

Sur la figure IV-19, on observe également que l'intervalle des valeurs de P_{IR} diminue plus rapidement que celui de E_{moy} en fonction de la P_{out} ciblée. En effet, si l'on regarde pour $P_{out} = 10^{-1}$, respectivement $P_{out} = 10^{-3}$, la plage de valeurs de E_{moy} est d'environ 20 lx, respectivement 13 lx alors que pour P_{IR-min} , elle est d'environ 200mW respectivement 20 mW. Cela signifie que dans le cas où le corps est plutôt bloquant (valeur de ρ faible) la probabilité de rupture totale sera imposée par le lien IR lorsque l'on augmentera la contrainte sur la P_{out} .

Ces conclusions sont cependant différentes pour les courbes illustrées en figure IV-20. Lorsque le coefficient de réflexion du corps est plus élevé, l'impact du lien VLC est tout aussi important que celui du lien IR

Enfin, on observe également que l'évolution de chaque courbe est bornée par deux couples ($E_{moy-max}$; P_{IR-min}) et ($E_{moy-min}$; P_{IR-max}). De ces couples, on peut donc isoler les valeurs



P_{IR-min} et $E_{moy-min}$ qui correspondent aux limites d'utilisation des liens IR et les VLC, car au-delà de ces valeurs, il ne sera pas possible de respecter la qualité de service visée.

Prenons l'exemple de la courbe associée à $P_{out} = 10^{-1}$ de la figure IV-19 : si la puissance émise par l'émetteur associé au lien IR est inférieure à 49 mW, il sera alors impossible d'atteindre la qualité de service visée pour le lien total. Il en va de même si l'éclairement moyen fourni par les sources du lien VLC est inférieur à 5 lx.

Les différentes valeurs limites pour chacun des cas étudiés ont été reportées dans le tableau IV-9.

Tableau IV-9 : Valeurs limites P_{IR-min} et $E_{moy-min}$ permettant de respecter un BER = 10^{-10} dans le cas d'un lien bidirectionnel IR/VLC

	$\rho_{corps1} = 0.1$		$\rho_{corps2} = 0.9$	
	$E_{moy-min}$	P_{IR-min}	$E_{moy-min}$	P_{IR-min}
$P_{out} = 10^{-1}$	5 lx	49 mW	3.4 lx	40 mW
$P_{out} = 10^{-2}$	14 lx	209 mW	4.5 lx	145 mW
$P_{out} = 10^{-3}$	24.2 lx	251 mW	5.5 lx	182 mW

IV.4.3. Application à différentes contraintes médicales

Les résultats précédents ont été obtenus pour un BER de 10^{-10} et pour un débit de 1Mbit/s. Si l'on se reporte au tableau I-1, on constate que cela correspond à une application liée à la reconnaissance de mouvement. Or, il existe de nombreuses autres applications médicales, chacune possédant ses propres contraintes en termes de débit et BER.

En utilisant les exemples présentés dans le tableau I-1, on a déterminé les valeurs de $E_{moy-min}$ et P_{IR-min} associées à chacune des applications. Les résultats ont été obtenus avec la même méthodologie que dans le paragraphe précédent et résumés dans le tableau IV-10.

On peut analyser ces résultats en considérant les puissances associées au lien VLC d'une part, et celles associées au lien IR d'autre part.

- Les contraintes du lien VLC

Si l'on regarde l'ensemble du tableau IV-10, on constate que les plus grandes valeurs obtenues sont celles concernant la transmission d'image ou de vidéo médicales, avec $E_{moy} = 39.2$ lx et 8.2 lx respectivement pour $\rho_{corps1} = 0.1$ et $\rho_{corps2} = 0.9$. Ces valeurs permettent de respecter sans problème les standards d'éclairage pour un milieu hospitalier (500 lx en moyenne). Cependant, si on est dans le cas d'une surveillance de nuit, soit environ 20 lx, on s'aperçoit que la qualité de service des applications comme le transfert d'images ou de signaux EMG pourrait ne pas être respectée notamment dans le cas où le corps qui tient le dispositif est très peu réfléchissant. C'est la même problématique dans le cas où l'on souhaite réduire au maximum l'éclairage afin de ne pas gêner les utilisateurs.

- Les contraintes du lien IR

Concernant le lien IR, on constate que la majeure partie des applications respectent la contrainte maximale de $P_{IR-min} = 300$ mW. Cependant, ce n'est pas le cas pour la transmission de signaux EMG ainsi que pour l'envoi d'images ou de vidéos médicales. En effet, pour ces applications la puissance minimale nécessaire pour faire remonter les informations issues du



patient sont au-delà du standard. Cela signifie que, pour ce type d'application, il sera nécessaire de réduire le débit de données ou bien d'adapter le système afin de pouvoir répondre aux contraintes oculaires notamment.

Pour résumer, l'ensemble de ces résultats permettent de conclure qu'hormis dans les cas particulier de transfert multimédia ou d'EMG, l'utilisation d'une technologie tout optique IR/VLC est applicable pour transmettre les données de capteurs médicaux portés sur un patient.

Tableau IV-10 : Valeurs limites P_{IR-min} et $E_{moy-min}$ nécessaire pour respecter diverses applications médicales dans le cas d'un lien bidirectionnel IR/VLC

Application	Débit visé	BER	P_{out}	$\rho_{corps1} = 0.1$		$\rho_{corps2} = 0.9$	
				$E_{moy-min}$ (Lx)	P_{IR-min} (mW)	$E_{moy-min}$ (Lx)	P_{IR-min} (mW)
Reconnaissance de mouvements	1 Mbit/s	$<10^{-10}$	10^{-1}	5	49	3.4	40
			10^{-2}	14	209	4.5	145
			10^{-3}	24.2	251	5.5	182
ECG	72 kbit/s	$<10^{-10}$	10^{-1}	1.3	12.6	0.9	7.6
			10^{-2}	3.7	56	1.2	38.3
			10^{-3}	6.5	67.8	1.4	50
EEG	86.4 kbit/s	$<10^{-10}$	10^{-1}	1.4	12.8	1	8.4
			10^{-2}	4	59	1.3	40.6
			10^{-3}	7.1	74.3	1.6	53.2
EMG	1.5 Mbit/s	$<10^{-10}$	10^{-1}	5.9	48	4.1	32
			10^{-2}	16.8	236	5.5	145
			10^{-3}	29.6	301	6.7	220
Surveillance de température	10 kbit/s	$<10^{-10}$	10^{-1}	0.48	4	0.3	2.6
			10^{-2}	1.4	20	0.45	13.5
			10^{-3}	2.4	25.3	0.55	18
Audio (cœur)	1 Mbit/s	$<10^{-5}$	10^{-1}	3.8	32.6	2.6	21.5
			10^{-2}	10.8	161	3.5	111
			10^{-3}	19.1	198	4.3	141
Vidéo/Images médicales	10 Mbit/s	$<10^{-3}$	10^{-1}	7.8	55	5.4	38
			10^{-2}	22.2	331	7.2	223
			10^{-3}	39.2	430	8.9	293



IV.5. Conclusion

L'objectif de ce chapitre était d'étudier la performance globale d'une double communication par optique sans fil IR/VLC appliquée au domaine médical. Après avoir décrit la méthode d'évaluation des performances, nous avons commencé par étudier celles associées au lien VLC.

Pour un canal VLC, nous avons illustré que dans le cas particulier où la puissance à émettre est importante (afin de respecter une forte contrainte d'éclairage), il n'est pas nécessaire d'utiliser un modèle de canal complexe afin d'étudier les performances. Cependant, dans un cas d'utilisation où la puissance est plus réduite (éclairage d'appoint) voir très faible, la modélisation du canal en tenant compte des différents aspects liés à la mobilité est nécessaire pour estimer de manière correcte la puissance à émettre, et donc maximiser le confort de l'utilisateur tout en respectant la qualité de service visée.

Dans une seconde partie, nous nous sommes intéressés au lien IR associé à la voie montante. Nous avons tout d'abord étudié l'impact de la mobilité de l'émetteur sur le canal optique afin de démontrer que les changements d'orientations de la source ne pouvaient pas être négligés. Nous avons ensuite regardé l'impact lié à la présence du corps et montré que celui-ci dépend principalement du coefficient de réflexion : pour de fortes valeurs, l'impact du corps peut être négligé. Ces conclusions ont été renforcées par l'étude sur la puissance émise, démontrant que le modèle du canal a un impact non négligeable sur la détermination de cette valeur, permettant ainsi une meilleure estimation des risques liés à la sécurité oculaire.

Une fois l'étude des performances de chaque lien réalisé, nous avons défini la performance globale du lien de communication IR/VLC. En étudiant cette performance, nous avons montré qu'il est possible d'analyser ce type de configuration en s'intéressant au couple de valeurs minimales associées aux puissances IR et VLC. Nous avons de plus illustré que ces valeurs sont étroitement liées au choix du coefficient de réflexion du corps : plus il sera faible, plus les valeurs seront importantes. Egalement, plus ce coefficient sera élevé, plus l'impact du lien IR sera prédominant sur celui du lien VLC.

Enfin, nous avons cherché à déterminer les valeurs minimales de puissances IR/VLC pour différentes applications médicales, chacune possédant une contrainte sur le BER et le débit de données à envoyer. Nous avons montré que dans la plupart des cas, la performance globale du lien permet de respecter l'ensemble des contraintes. Cependant, certaines applications comme l'envoi d'image/vidéo ou de signaux EMG sont plus difficilement réalisables au regard des contraintes de sécurité oculaires.

Cela signifie qu'il est possible de réaliser une communication bidirectionnelle IR/VLC pour la plupart des applications médicales, mais qu'il est cependant nécessaire pour certaines de coupler ce système avec d'autres méthodes pour permettre leur bon fonctionnement.

Dans le prochain chapitre, nous nous intéresserons à une approche plus expérimentale. Dans un premier temps, nous effectuerons des expérimentations à l'aide d'un dispositif de monitoring IR avant de discuter de la réalisation d'un prototype expérimental VLC.





Chapitre V. Etudes expérimentales

V.1. Introduction

Dans le cadre de cette thèse, et plus largement dans l'équipe RESYST, l'un de nos objectifs est de développer des démonstrateurs afin de valider les études menées en simulation.

En ce qui concerne les transmissions IR, un premier dispositif expérimental dédié au monitoring de patients ayant subi un accident vasculaire cérébral (AVC), a été développé lors de la thèse de Pascal Toumieux [81]. Ce dispositif a permis de réaliser des mesures expérimentales de taux de pertes de paquets pour l'application visée et de montrer la fiabilité de la transmission IR voie montante en considérant la diversité spatiale liée aux quatre récepteurs IR disposés au plafond de l'environnement de test.

Dans la première partie de ce chapitre, nous présentons succinctement ce dispositif qui a été exploité dans le cadre de la thèse pour réaliser de nouvelles études expérimentales. Nous avons étudié en particulier l'impact sur les performances de l'angle à mi-puissance et de la puissance d'émission de la source optique mais également de la position du dispositif émetteur sur le corps. Les résultats obtenus en termes de taux de pertes de paquets sont présentés et comparés aux performances théoriques.

En ce qui concerne la voie descendante en visible, aucun dispositif expérimental n'avait encore été réalisé au sein de l'équipe. Une partie du travail de cette thèse consistait donc à le développer et à concevoir un système permettant de renvoyer les informations issues du système de monitoring IR en utilisant une voie descendante visible.

Dans la deuxième partie du chapitre, nous présentons les différents éléments du premier banc d'essai VLC mis au point dans la thèse ainsi que les perspectives d'améliorations. Après avoir détaillé la composition des parties associées à l'émission et à la réception, nous présenterons les résultats obtenus avec le système.

V.2. Etude expérimentale de la voie montante IR

V.2.1. Présentation du dispositif de test

Le système conçu dans le cadre de la thèse de Pascal Toumieux [81] permet de suivre à distance l'activité physique d'un patient se déplaçant dans un environnement indoor, à partir des données d'un accéléromètre inclus dans un dispositif porté au bras de la personne. Quatre récepteurs sont disposés au plafond afin d'assurer la couverture dans la pièce (voir Figure V-1).



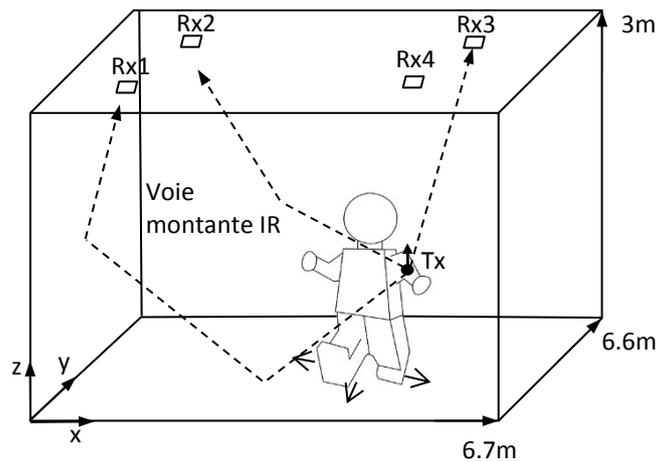


Figure V-1 : Description de l'environnement pour les mesures en voie montante IR

Le principe du système est illustré en figure V-2. On distingue trois parties :

- **Le dispositif porté au bras du patient** : celui-ci est composé d'un accéléromètre, d'un microcontrôleur, d'un module d'émission IR et d'une alimentation sur batterie. Le dispositif émet à 940 nm toutes les 0.1s des trames constituées de 10 octets à 4.8kbit/s avec une sous-porteuse à 38 kHz [81]. La durée d'une trame est de 16.7ms et la transmission a donc lieu 16.7% du temps. Vis-à-vis de la transmission infrarouge, cela correspond à une modulation OOK avec un débit de 76 kbit/s avec une émission non équiprobable. En effet, dû à l'utilisation de la sous-porteuse, un '1' sera modulé donc transmis par la séquence (1, 0) tandis qu'un '0' se traduira par la séquence (0, 0), il y aura donc 3 fois plus de '0' que de '1' en supposant l'équiprobabilité de la source. L'annexe V décrit le fonctionnement de l'émetteur ainsi que la constitution des trames.
- **Les modules de réception infrarouge** : ceux-ci sont disposés au plafond de l'environnement et ont un fonctionnement basé sur une détection de paquets d'impulsions à 38kHz. Leur position correspond à celles indiquées dans le tableau V-1. La sortie de chaque module est reliée à une carte Arduino PoE (Power Over Ethernet) qui transmet les données reçues à un système de traitement (ordinateur) via un câble Ethernet et un commutateur (switch). L'installation permet de réaliser des tests avec un nombre variable de modules actifs de réception de 1 à 4 en les connectant ou non au commutateur.
- **Le traitement des données** : celui-ci s'effectue sur un ordinateur où un programme permet de déterminer les trames correctement reçues ou non. L'algorithme de décodage est présenté en annexe VI. Lorsque plusieurs modules de réception sont actifs, dès que l'information en provenance d'un récepteur est correctement reçue, celle qui provient des autres récepteurs n'est pas prise en compte. C'est ainsi la technique de Switching Combining (SwC) qui est implémentée, et qui équivaut d'un point de vue théorique en termes de probabilité de rupture à la méthode de combinaison par sélection (Selection Combining SC). En effet, avec la technique SwC, un paquet sera perdu si il n'est reçu correctement par aucun des récepteurs, c'est-à-dire lorsque le maximum des SNR n'est pas suffisant (technique SC).



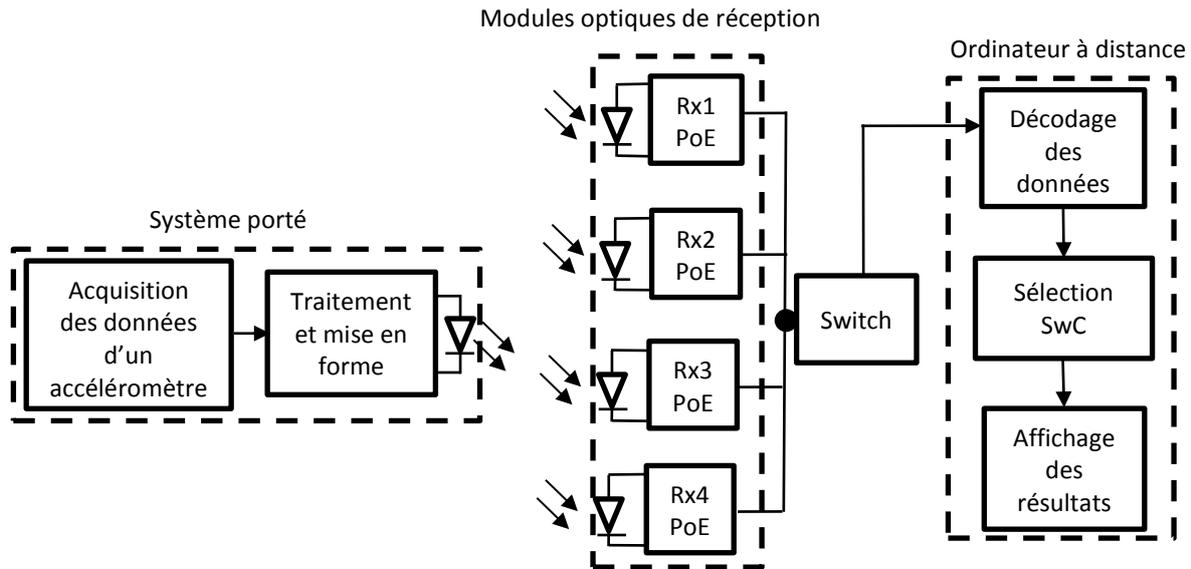


Figure V-2 : Schéma de principe du système expérimental IR

V.2.2. Paramètres pour les simulations théoriques

Pour analyser les résultats expérimentaux et valider les conclusions théoriques, différentes configurations de simulations ont été étudiées. Les paramètres de simulation sont reportés dans le tableau V-1.

Nous avons effectué les hypothèses suivantes :

- La pièce est considérée vide
- Le corps ainsi que les changements d'orientation de l'émetteur sont négligés
- L'orientation de l'émetteur est fixe, perpendiculaire, dirigée vers le plafond
- Pour chaque simulation, on considèrera 1000 positions aléatoires de l'émetteur réparties uniformément dans la pièce considérée et 3 réflexions sont prises en compte pour les signaux NLOS.

Les valeurs de Z_{var} , $\phi_{1/2}$ et P_{IR} sont respectivement associées aux variations de hauteur, angle à mi puissance et puissance d'émission. Ces paramètres seront donc amenés à varier en fonction de la configuration étudiée.

Pour évaluer les performances de la modulation OOK à partir de l'équation (4.3), on détermine le SNR en tenant compte de la puissance instantanée des paquets d'impulsions optiques P_{inst} émis au débit de $R_b = 76\text{ kbit/s}$ et du caractère non équiprobable des données transmises:

$$SNR_{OOK} = \frac{(\frac{1}{4}P_{inst}^2 + \frac{3}{4}0^2)S^2H(0)^2}{2qI_bR_b} = \frac{P_{inst}^2S^2H(0)^2}{8qI_bR_b} \quad (5.1)$$

Tableau V-1 : Définition des paramètres théoriques considérés afin de comparer les résultats expérimentaux

	Paramètres	Valeurs
Environnement	Dimensions	6.7x6.6x3 [m]
	Réfectivité des surfaces ρ	0.8
	Photocourant ambiant I_b	200 [μ A]
Emetteur	Hauteur	Z_{var} [m]
	Nombre de points	1000
	Longueur d'onde	940nm
	Angle à mi-puissance	$\varphi_{\frac{1}{2}}$ [°]
	Puissance instantanée émise	P_{inst} [mW]
	Orientation	+90 [°]
Récepteurs	Position [x y z]	[1.67 1.65 2.95] [m] [1.67 4.5 2.95] [m] [4.95 1.67 2.95] [m] [4.95 4.95 2.95] [m]
	FOV	45 [°]
	Orientation	-90 [°]
	Sensibilité S	1
	Surface physique de la diode PIN dans le module de réception	34.5 [mm ²]

V.2.2.1. Cas d'un seul récepteur actif

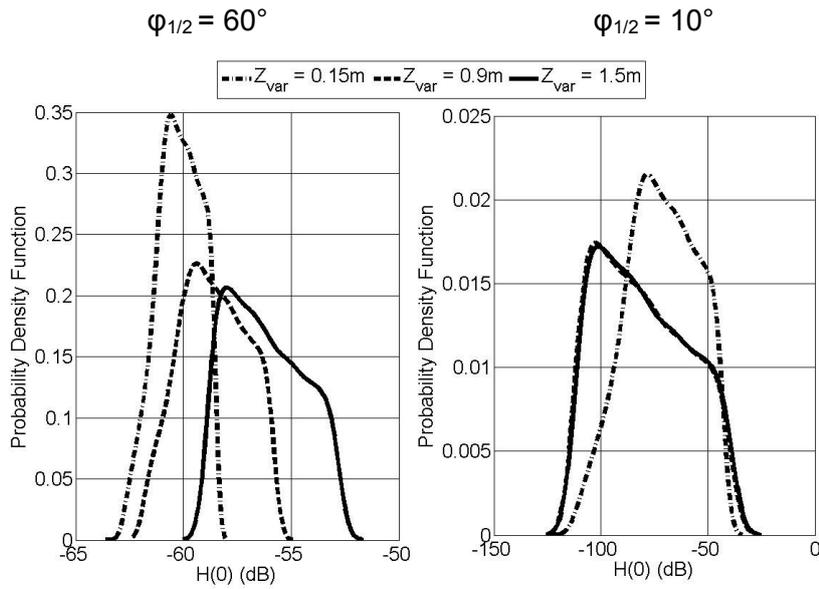
En utilisant les paramètres du tableau V-1, différentes simulations ont été réalisées pour 3 positions d'émetteur à savoir l'épaule, le poignet et la cheville en ne considérant qu'un seul récepteur actif.

Pour une personne de taille moyenne, nous avons supposé que les hauteurs associées à chacune de ces positions étaient respectivement :

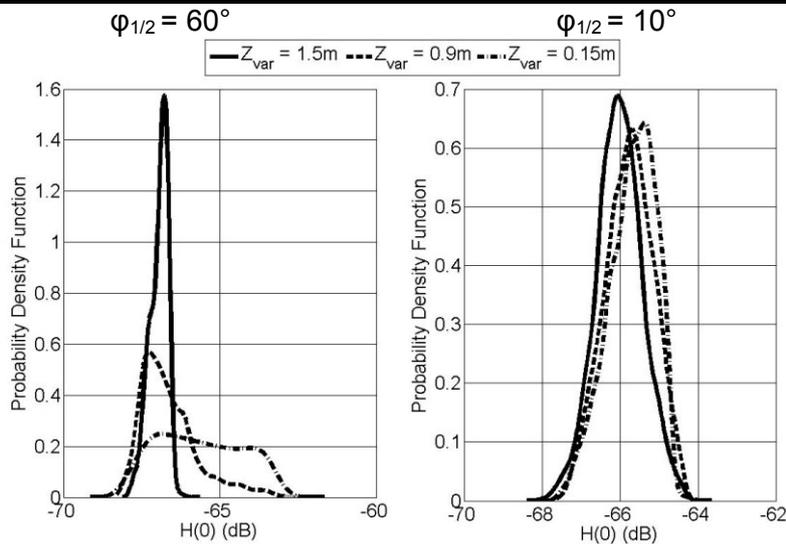
- $Z_{var} = 1.5$ m pour l'épaule
- $Z_{var} = 0.8$ m pour le poignet
- $Z_{var} = 0.15$ m pour la cheville

Pour chaque position, nous avons également considéré deux valeurs de $\varphi_{1/2}$: 10° (très directif) et 60° (peu directif). Les résultats sont illustrés sous forme de PDF de gains sur la figure V-3. Afin de mieux analyser ces résultats, nous présentons la partie du gain optique associée au signal LOS et celle associée aux signaux NLOS.





LOS



NLOS

Figure V-3: PDF des gains LOS et NLOS pour différentes configurations (Z_{var} , $\phi_{1/2}$)

On observe que pour $\phi_{1/2} = 60^\circ$, les PDF associées aux contributions LOS évoluent différemment en fonction de la hauteur de l'émetteur sur le corps. Par exemple, si le capteur est situé à 0.15m du sol donc à la cheville, l'étalement des valeurs de gains est d'environ 6 dB avec un maximum à -58 dB alors que pour une hauteur de 1.5 m à l'épaule, on observe un étalement de 12 dB avec un maximum à -52 dB. Cela paraît logique que les liens directs soient moins atténués lorsque le capteur est à l'épaule car la distance avec le récepteur est plus faible que lorsqu'il est à la cheville. De même, il y a plus de chance d'avoir du LOS avec $\phi_{1/2} = 60^\circ$ plutôt qu'avec $\phi_{1/2} = 10^\circ$. Par contre, avec $\phi_{1/2} = 10^\circ$ la valeur du gain maximal est supérieure à celle du cas $\phi_{1/2} = 60^\circ$ (-30 dB au lieu de -52 dB). Finalement, à cause de la forte directivité de la LED avec $\phi_{1/2} = 10^\circ$ et de la couverture limitée (un seul récepteur actif), l'étalement des valeurs est très large (environ 80 dB) et les PDF des gains associés semblent peu évoluer en fonction de la hauteur.



En ce qui concerne les contributions NLOS, on remarque, comme on pouvait s'y attendre, l'apport dû aux réflexions est moins significatif que celui associé au LOS (valeurs de $H(0)$ plus faibles). De plus, les différences de comportement relevées en fonction de $\varphi_{1/2}$ semblent également se retrouver ici.

V.2.2.2. Cas de plusieurs récepteurs actifs

Afin d'étudier l'impact du nombre de récepteurs actifs, nous avons tracé en figure V-4 les probabilités de rupture associées à $\varphi_{1/2} = 60^\circ$ pour les hauteurs $Z_{var} = 0.15m$ et $1.5m$ et $P_{inst} = 110$ mW. La probabilité de rupture est déterminée à partir de la distribution des valeurs du SNR de l'équation (5.1).

Pour chaque cas, nous avons considéré un nombre différent de récepteurs actifs :

- 1 récepteur actif : $[R_{x1}]$
- 2 récepteurs actifs : $[R_{x1}, R_{x3}]$
- 3 récepteurs actifs : $[R_{x1}, R_{x2}, R_{x3}]$
- 4 récepteurs actifs : $[R_{x1}, R_{x2}, R_{x3}, R_{x4}]$

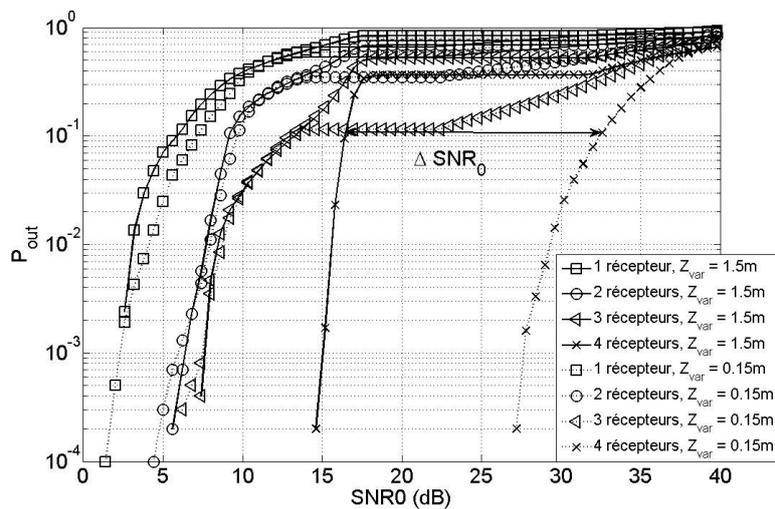


Figure V-4 : Probabilité de rupture pour $\varphi_{1/2} = 60^\circ$ et pour $Z_{var} = 0.15m$ et $1.5m$

Premièrement, nous observons que, comme attendu, l'augmentation du nombre de récepteurs améliore les performances.

De plus, on peut remarquer dans le cas avec 4 récepteurs actifs une grande variation des performances en fonction de la hauteur de l'émetteur sur le corps contrairement aux autres cas. En effet, on peut définir $\Delta SNR_{0(Z)}$ l'écart en SNR_0 entre deux hauteurs pour une certaine probabilité de rupture par :

$$\Delta SNR_{0(Z)} = (SNR_0^{Z_{var}=0.15m} - SNR_0^{Z_{var}=1.5m})_{P_{out} \text{ donnée}} \quad (5.2)$$

On observe alors que pour une probabilité de rupture de 10%, $\Delta SNR_{0(Z)} = 12$ dB avec 4 récepteurs tandis que cet écart est quasi nul pour 1, 2, ou 3 récepteurs.



Cet effet a été observé pour $\varphi_{1/2}=60^\circ$. Pour compléter nous avons donc représenté en figure V-5 l'évolution de la valeur $\Delta SNR_{0(Z)}$, en fonction de l'angle à mi puissance $\varphi_{1/2}$.

Les résultats montrent que la hauteur de l'émetteur affecte peu les performances quelle que soit la valeur de $\varphi_{1/2}$ pour 1,2 et 3 récepteurs actifs. Cependant, on observe que pour 4 récepteurs, les performances entre les 2 hauteurs varient significativement en fonction de $\varphi_{1/2}$ jusqu'à la valeur de $\varphi_{1/2} = 30^\circ$. Ce résultat est cohérent avec différents résultats de la littérature qui ont étudié l'optimisation de l'ordre Lambertien pour des communications indoor [148].

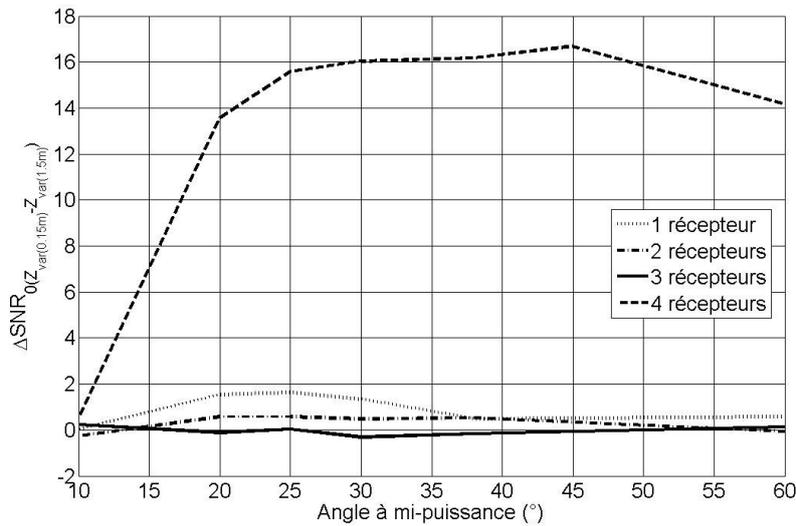


Figure V-5 : Evolution de $\Delta SNR_{0(Z)}$ en fonction de l'angle à mi-puissance de l'émetteur $\varphi_{1/2}$

Pour vérifier l'impact de l'angle à mi puissance, nous avons également tracé sur la figure V-6 l'évolution des probabilités de rupture pour une hauteur donnée $Z_{var} = 1.5m$ et deux valeurs de $\varphi_{1/2} = 30^\circ$ et 10° .

On constate que les performances sont meilleures avec $\varphi_{1/2} = 30^\circ$ par rapport à $\varphi_{1/2} = 10^\circ$ et ce d'autant plus que le nombre de récepteurs actifs diminue.

Pour étendre l'analyse et observer l'impact de la hauteur, nous avons représenté en figure V-7 l'évolution de $\Delta SNR_{0(\varphi_{1/2})}$ en fonction de Z_{var} . $\Delta SNR_{0(\varphi_{1/2})}$ est défini selon :

$$\Delta SNR_{0(\varphi_{1/2})} = \left(SNR_0^{\varphi_{1/2}=30^\circ} - SNR_0^{\varphi_{1/2}=10^\circ} \right)_{P_{out}=0.1} \quad (5.3)$$

Premièrement, on observe que pour Z_{var} supérieur à 1.2m, $\Delta SNR_{0(\varphi_{1/2})}$ semble converger vers 0 lorsque le nombre de récepteurs actifs augmente. Pour ces hauteurs, le choix de l'angle à mi-puissance n'est pas très impactant et ce quel que soit le nombre de récepteurs actifs. Cette conclusion est aussi valable pour des valeurs de Z_{var} inférieures à 1.2m avec 1, 2 et 3 récepteurs actifs.

Par contre, si on considère le cas 4 récepteurs qui est celui correspondant à une couverture globale de la pièce, on confirme que pour Z_{var} plus petit que 1.2 m, il vaut mieux choisir une LED avec un $\varphi_{1/2} = 30^\circ$ plutôt que 10° afin de maximiser les performances.



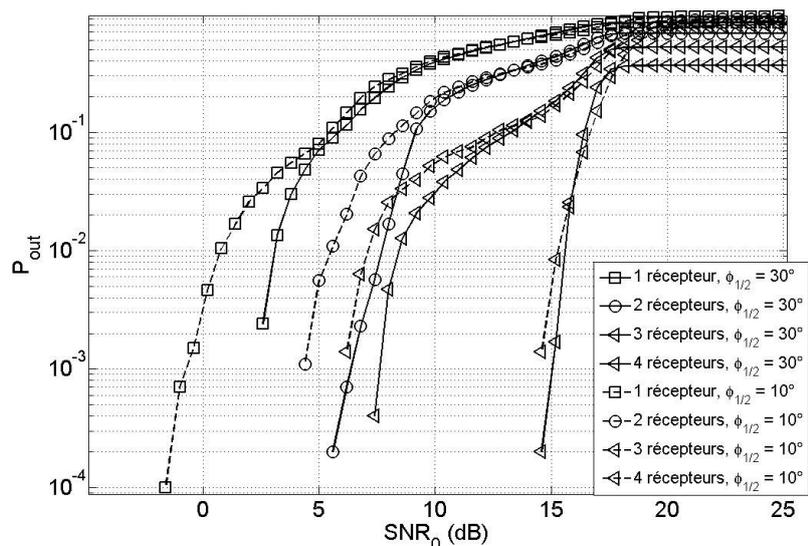


Figure V-6 : Probabilité de rupture pour $Z_{var} = 1.5m$ et $\phi_{1/2} = 10^\circ$ et 30°

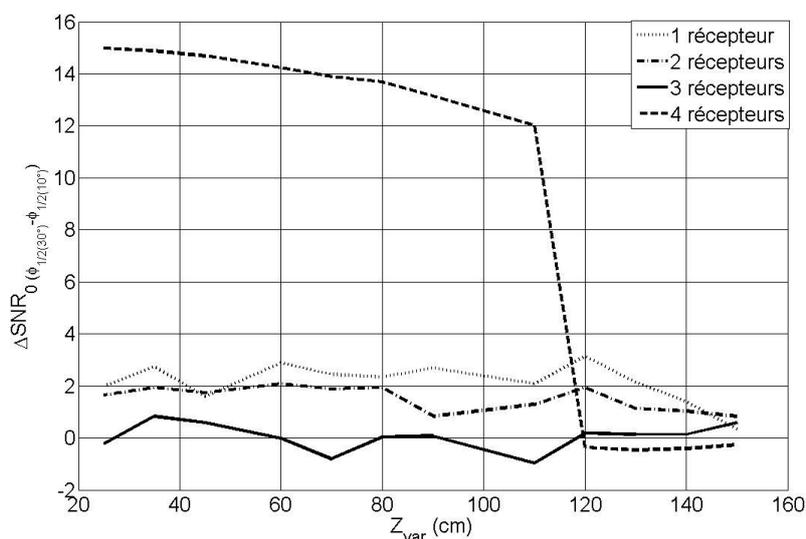


Figure V-7 : Evolution de $\Delta SNR_0(\phi_{1/2})$ en fonction de Z_{var}

V.2.3. Paramètres expérimentaux étudiés

L'un des objectifs des mesures expérimentales est de permettre la vérification des conclusions théoriques. Nous avons donc décidé d'apporter des éléments de réponses à différentes interrogations :

- La LED d'émission : quel est l'impact de l'angle à mi-puissance $\phi_{1/2}$ sur les performances ?
 - o Pour réaliser les mesures expérimentales, nous disposons de deux LED d'émission : une avec $\phi_{1/2} = 30^\circ$ (TSAL7600) et une autre pour $\phi_{1/2} = 10^\circ$ (TSAL5100).



- La puissance instantanée P_{inst} d'une impulsion est fixée à environ 110mW (respectivement 90 mW) pour la diode TSAL7600 (respectivement TSAL5100).
 - En tenant compte du temps d'émission et de la non équiprobabilité des données, cela correspond à une puissance moyenne P_{t-IR} égale à $16.7\% * P_{inst} / 4$, soit 4.6mW (respectivement 4mW) pour la diode TSAL7600 (respectivement TSAL5100) ce qui respecte les contraintes de sécurité oculaire.
- La position du dispositif sur le corps : quelle est la position optimale du capteur sur le corps ?
- Nous avons considéré trois positions : l'épaule, le poignet et la cheville.

V.2.4. Protocole de mesure

Pour chaque mesure réalisée, nous avons établi le protocole suivant :

- Au début de la manipulation, le porteur du dispositif déclenche le lancement de l'acquisition du signal et le calcul du taux d'erreur au niveau de l'ordinateur (poste de mesure).
- Il se déplace ensuite pendant un temps de 2 minutes au sein d'un espace représenté sur la figure V-8. : une marche régulière est effectuée de manière à quadriller la zone uniformément. Avec une émission toutes les 0.1s cela correspond à environ 1200 paquets par mesure réalisée.
- A la fin de la période de mesure, l'utilisateur stoppe le calcul d'erreur et relève le nombre de paquets erronés, le nombre de paquets transmis et donc le taux de perte de paquet ou Packet Error Rate (PER) pour la configuration étudiée.

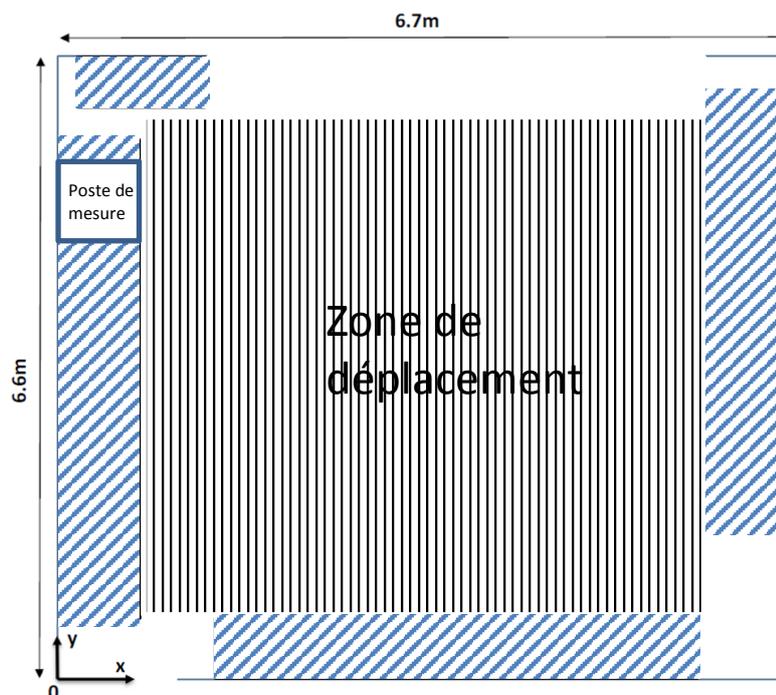


Figure V-8 : Zone de déplacement considérée pour les mesures expérimentales



V.2.5. Résultats expérimentaux

V.2.5.1. Cas d'un récepteur actif

Pour la première phase de validation expérimentale, nous avons étudié l'impact de la position du capteur ainsi que celui de l'angle à mi-puissance de la LED (30° ou 10°) dans le cas où un seul récepteur est actif.

En appliquant le protocole de mesure défini précédemment, nous avons reporté dans le tableau V-2 les taux de pertes de paquets (PER) obtenus pour chaque cas d'angle d'émission et de hauteur de capteur.

Il est important de noter que, contrairement au modèle théorique, l'environnement expérimental est constitué de divers objets comme les vitres, tables et portes. De ce fait, la mesure du PER pour un récepteur actif pourra varier en fonction de la position de celui-ci (cela dépendra des objets qui l'entourent). Afin de prendre ce phénomène en considération, nous avons réalisé une mesure de PER pour chaque récepteur activé indépendamment et moyenné le résultat. Pour chaque cas considéré, on a donc réalisé quatre mesures, une pour chaque récepteur.

Les résultats du tableau V-2 correspondent à la moyenne des quatre mesures de PER pour chaque configuration.

On observe que les résultats semblent aller dans le sens des conclusions théoriques observées au paragraphe précédent pour 1 récepteur actif : en effet la hauteur du capteur n'impacte pas significativement les résultats, et ce quelle que soit la valeur de $\varphi_{1/2}$.

Par contre les PER obtenus sont légèrement meilleurs avec $\varphi_{1/2} = 30^\circ$ qu'avec $\varphi_{1/2} = 10^\circ$ quelle que soit la hauteur.

Tableau V-2 : Comparaison entre les résultats expérimentaux (PER) et théoriques (P_{out}) pour différentes hauteurs et angles à mi puissance

	$\varphi_{\frac{1}{2}}(10^\circ)$		$\varphi_{\frac{1}{2}}(30^\circ)$	
	PER	P_{out}	PER	P_{out}
$Z_{var}=1.5m$	21 %	(Reporté) 21%	8.8 %	15 %
$Z_{var}=0.9m$	19 %	20 %	7.3 %	9 %
$Z_{var}=0.15m$	18 %	16.5%	7.9 %	10 %

Afin de comparer ces mesures avec la théorie, nous avons reporté en figure V-9 les probabilités de ruptures associées aux cas considérés. La méthodologie de comparaison consiste à :

- Reporter la valeur de PER expérimental la plus élevée (ici 21 %) sur la courbe théorique correspondante.
- Tracer à partir de ce point une ligne verticale et en déduire par intersection avec les autres courbes les différentes valeurs théoriques de P_{out} pour les autres cas.



Les résultats sont reportés dans le tableau V-2. Cette méthode nous permet de comparer les PER mesurés avec les valeurs de P_{out} théoriques.

On observe que les valeurs théoriques sont très proches des valeurs expérimentales. Ces résultats concordent donc avec les conclusions théoriques faites dans le paragraphe précédent.

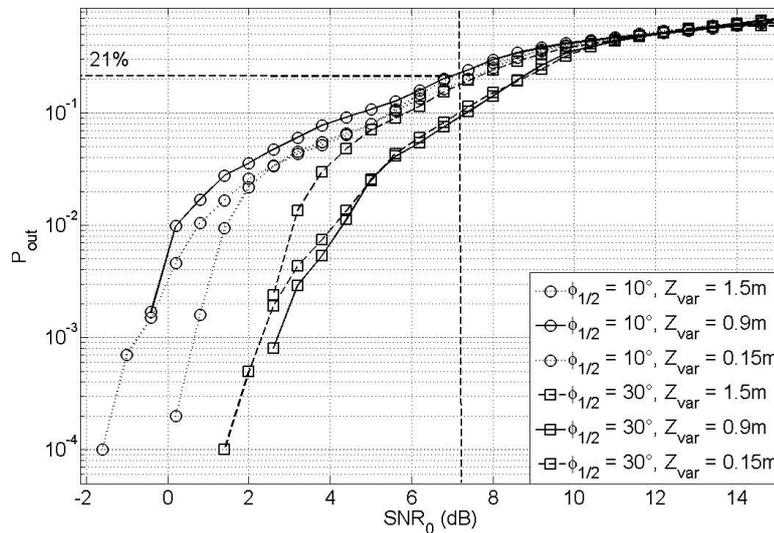


Figure V-9 : Probabilité de rupture pour $\phi_{1/2} = 30^\circ$ et 10° en considérant plusieurs hauteurs $Z_{var} = 0.15m, 0.8m$ et $1.5m$

V.2.5.2. Cas de plusieurs récepteurs actifs

Pour la deuxième phase de mesure expérimentale nous avons effectué plusieurs mesures en fonction du nombre de récepteurs actifs, de la position du capteur et de l'angle à mi puissance de l'émetteur. Les tableaux V-3 et V-4 regroupent les résultats obtenus respectivement pour $\phi_{1/2} = 30^\circ$ et $\phi_{1/2} = 10^\circ$.

Ces résultats permettent de vérifier les analyses théoriques précédentes. On peut vérifier en particulier que :

- La hauteur de l'émetteur affecte peu les performances quelle que soit la valeur de $\phi_{1/2}$ pour 1,2 et 3 récepteurs actifs
- Les performances sont meilleures avec $\phi_{1/2} = 30^\circ$ par rapport à $\phi_{1/2} = 10^\circ$

On note de plus que, pour $Z_{var} = 1.5m$ et 4 récepteurs, le PER est nul pour les deux valeurs de $\phi_{1/2}$ ce qui signifie que dans ce cas, $\phi_{1/2}$ n'a pas d'impact. Cependant, lorsque la hauteur diminue, on observe que les résultats se dégradent pour $\phi_{1/2} = 10^\circ$.

L'ensemble de ces résultats expérimentaux a été validé en utilisant la même méthodologie que dans le cas avec 1 récepteur. Nous avons reporté les différentes valeurs mesurées sur les figures V-10 et V-11 qui correspondent aux courbes théoriques.



Tableau V-3 : Taux de perte de paquet (PER) expérimental et théorique (P_{out}) pour plusieurs récepteurs actifs avec $\phi_{1/2} = 30^\circ$

Nombre de récepteurs actifs	1		2		3		4	
	PER	P_{out}	PER	P_{out}	PER	P_{out}	PER	P_{out}
$Z_{var} = 1.5 \text{ m}$	8.8 %	8.8 %	0.5 %	0.16 %	0.03 %	0	0	0
$Z_{var} = 0.9 \text{ m}$	7.3 %	8 %	0.2 %	0.09 %	0.03 %	0	0	0
$Z_{var} = 0.15 \text{ m}$	7.9 %	8 %	0.5%	0.11 %	0.02 %	0	0	0

Tableau V-4 : Taux de perte de paquet (PER) expérimental et théorique (P_{out}) pour plusieurs récepteurs actifs avec $\phi_{1/2} = 10^\circ$

Nombre de récepteurs actifs	1		2		3		4	
	PER	P_{out}	PER	P_{out}	PER	P_{out}	PER	P_{out}
$Z_{var} = 1.5 \text{ m}$	21 %	19 %	8.5 %	4.2 %	4 %	0.6 %	0	0
$Z_{var} = 0.9 \text{ m}$	19 %	16 %	8 %	2.7 %	3 %	0.08 %	0.0007 %	0
$Z_{var} = 0.15 \text{ m}$	18 %	19 %	10 %	1.5 %	4 %	1.5 %	0.05	0

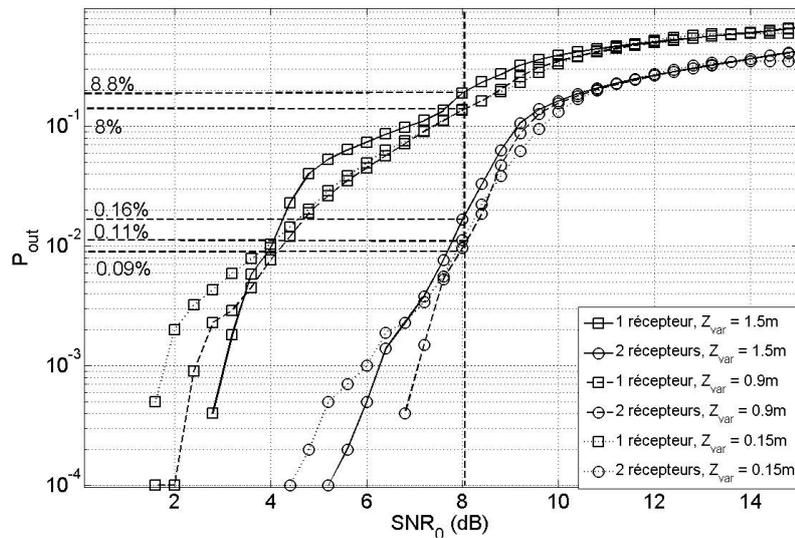


Figure V-10 : Probabilité de rupture pour $\phi_{1/2} = 30^\circ$ et $Z_{var} = 1.5, 0.9$ et 0.15 m



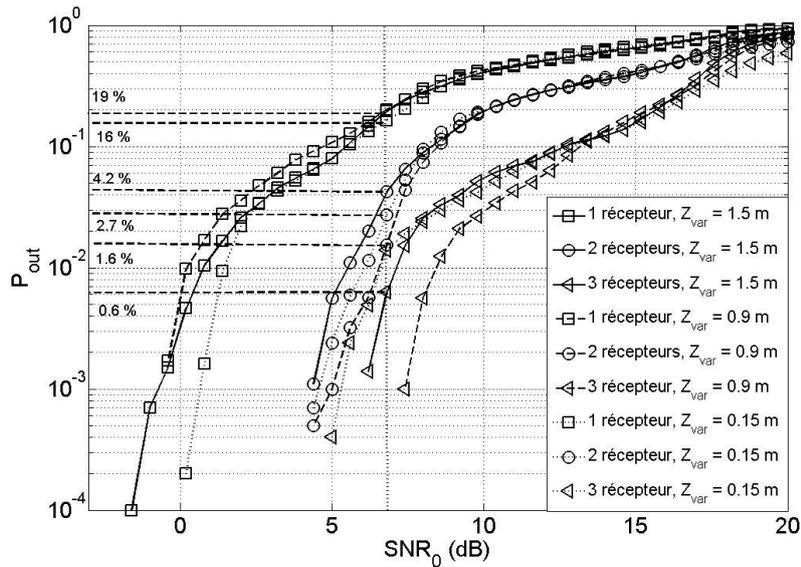


Figure V-11 : Probabilité de rupture pour $\phi_{1/2} = 10^\circ$ et $Z_{var} = 1.5, 0.9$ et 0.15 m

Pour chacune des figures, on peut voir que les valeurs théoriques sont très proches de celles mesurées expérimentalement, même si on note une légère différence dans le cas à 3 récepteurs actifs pour $\phi_{1/2} = 10^\circ$. Cela montre que même avec les hypothèses simplificatrices faites sur la modélisation du canal, les résultats obtenus permettent de prédire l'évolution des performances.

Cela revient à relativiser les conclusions faites dans le chapitre précédent sur la prise en compte ou non du corps et du changement d'orientations de l'émetteur pour le modèle du canal IR en voie montante : nous avons montré que même si l'impact était plus faible que pour une configuration VLC, il était préférable de ne pas le négliger. On constate cependant qu'en pratique, l'impact est faible et donc la modélisation du canal peut être simplifiée.

Enfin, nous pouvons conclure que pour l'application étudiée et quelle que soit la position du dispositif sur le corps, les performances seront meilleures pour $\phi_{1/2} = 30^\circ$.

De plus, on remarque à partir des résultats expérimentaux et théoriques que le PER diminue si l'on choisit une grande valeur de $\phi_{1/2}$ et ce quel que soit le nombre de récepteurs actifs. Selon le PER visé, on peut donc choisir un $\phi_{1/2}$ plus grand avec une puissance émise réduite. Ce compromis permet de diminuer la consommation du dispositif et donc d'augmenter la durée de vie du système.

La voie montante est donc opérationnelle et le prototype permet de déterminer expérimentalement la probabilité de rupture du lien IR pour une puissance d'émission donnée.

V.3. Etude expérimentale d'un lien VLC

V.3.1. Présentation du système

Il existe dans la littérature de nombreux démonstrateurs autour des VLC, certains orientés vers des applications haut débit [149-151] et d'autres s'intéressant à des applications



plus spécifiques et bas débit en particulier dans le contexte médical [72-74]. On peut également noter qu'il existe aujourd'hui sur le marché des produits utilisant cette technologie tels que ceux proposés récemment par les sociétés PureLifi , Oledcomm ou Luciom. Dans la majorité des cas, le récepteur VLC est faiblement mobile. Pour les systèmes commercialisés, il est couplé directement avec l'émetteur IR pour la voie montante et inclus dans un dongle USB.

Dans le cas de notre étude, on souhaite être en mesure de réaliser des expérimentations pour un contexte où l'objectif est de montrer la faisabilité de la transmission d'informations issues de capteurs médicaux. On utilise l'IR en voie montante depuis un dispositif porté par une personne en mouvement et le visible en voie descendante avec le dispositif de réception VLC également porté par la personne mobile. Nous avons donc souhaité concevoir notre propre dispositif VLC pour l'associer au prototype IR déjà réalisé dans l'équipe et pouvoir faire varier les paramètres liés à la transmission des données afin d'évaluer les pertes de paquets en voie descendante.

La première étape de conception d'un tel dispositif passe par la réalisation d'un banc d'essai en laboratoire pour tester et améliorer le système avant la mise en œuvre plus réaliste. L'architecture du banc que nous avons développé est la suivante :

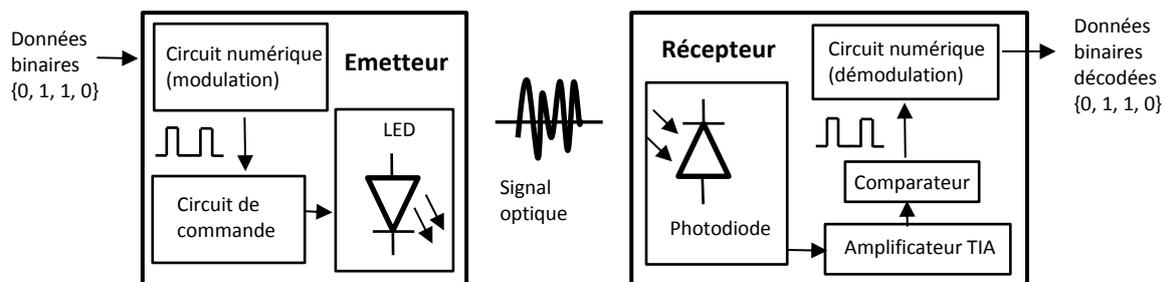


Figure V-12 : Schéma de fonctionnement du prototype VLC réalisé

Afin de déterminer de manière expérimentale un BER il s'agira de transmettre une série de valeurs aléatoires et de comparer en réception les bits décodés par rapport aux bits émis. Ainsi, le principe général de fonctionnement peut se décrire de la manière suivante :

A l'émission :

- Génération d'une série de bits aléatoire et équiprobable et enregistrement des valeurs
- Codage des bits selon la modulation choisie (OOK, PPM, ...)
- Envoi des données au débit binaire choisi pour créer le signal envoyé au circuit de commande de la LED

En réception, après le comparateur qui fournit des niveaux de tension :

- Détection des fronts montants et descendants pour reconstituer le signal numérique
- Décodage selon la modulation pour revenir aux bits décidés
- Comparaison des données décidées par rapport aux données de transmission enregistrées
- Calcul du BER

Nous détaillons dans la suite les différents composants et circuits de commande utilisés ainsi que les parties logicielles concernant la modulation et la démodulation. Différents tests



ont été réalisés et sont présentés avant la conclusion et les perspectives de développement du banc.

V.3.2. Etage d'émission

V.3.2.1. LED et circuit de commande

La technologie VLC se caractérise par l'utilisation de LED pour envoyer un signal. La première étape est donc de choisir un composant permettant de répondre aux contraintes du système.

Comme nous l'avons vu dans le chapitre II, il existe différents types de LED permettant de communiquer. Afin de simplifier la conception du prototype et pour réduire son coût, nous avons orienté notre choix vers des LED à base de semi-conducteur émettant dans le bleu avec phosphore qui sont les plus disponibles et les moins chères. Les prix pour ce type de composant varient aujourd'hui entre quelques centimes et plusieurs dizaines d'euros.

Les LED sont principalement caractérisées par 3 paramètres : l'angle à mi-puissance, la puissance émise et la bande passante.

Concernant ce dernier critère, la majorité des composants actuels sont conçus pour avoir une bande passante de plusieurs MHz, ce qui est largement suffisant pour notre application puisque la voie montante IR a un débit inférieur à 100 kbit/s.

Concernant l'angle à mi-puissance, on peut avoir deux approches : soit sélectionner une LED très directive afin d'optimiser la puissance émise au détriment de la zone de couverture, soit utiliser des LED moins directives permettant d'émettre dans une zone plus large. Les LED directives sont généralement associées aux applications à très haut débit en raison de l'optimisation de la puissance transmise mais imposent des contraintes pour l'alignement avec le récepteur, ce qui est peu compatible avec l'objectif de mobilité. On s'orientera donc vers des LED peu directives afin de s'affranchir au maximum des problèmes d'alignements.

Le dernier paramètre à sélectionner concerne la puissance, caractérisée généralement sur les notices techniques par l'intensité lumineuse en candela. Dans notre cas, on cherche à faire varier l'intensité de la source pour illustrer l'impact de la puissance optique émise sur les performances de communication. N'ayant pas de contraintes particulières en termes de consommation puisque la LED peut être incluse dans un luminaire au plafond, nous avons donc cherché un composant disposant d'une grande intensité. De plus, on pourra considérer l'utilisation d'une matrice de LED afin d'augmenter la puissance émise.

Ces différentes contraintes nous ont permis de sélectionner une LED Cree de référence 941-C513A-WSN-CX0Z0231 [152]. Elle possède un angle à mi-puissance de 55° pour une intensité maximale de 6900 mcd.

Maintenant que le composant d'émission a été choisi, on peut s'intéresser à l'étage de commande. Le signal numérique à transmettre est issu d'un circuit numérique capable de fournir une alternance de niveaux de tension (typiquement 0 ; 5V) présenté dans le paragraphe suivant. Une approche classique pour contrôler l'émission de lumière par la LED consiste à utiliser en sortie du circuit numérique un transistor de type MOSFET par exemple, qui génère



un courant proportionnel aux niveaux de tension appliqués sur la grille du transistor. On a choisi un transistor MOSFET de puissance canal N Vishay IRF530.

Le schéma du circuit de commande associé à la partie émission du système est reporté sur la figure V-13. Ici, 4 séries de 5 LED sont utilisées en parallèle (un total de 20 LED en émission). Afin d'éviter au maximum les problèmes de synchronisation lors de la communication, toutes les séries sont commandées par un seul transistor MOSFET.

La tension appliquée sur V_{cc} entre 0 et 16V permet de sélectionner le niveau de puissance transmis par la matrice de LED.

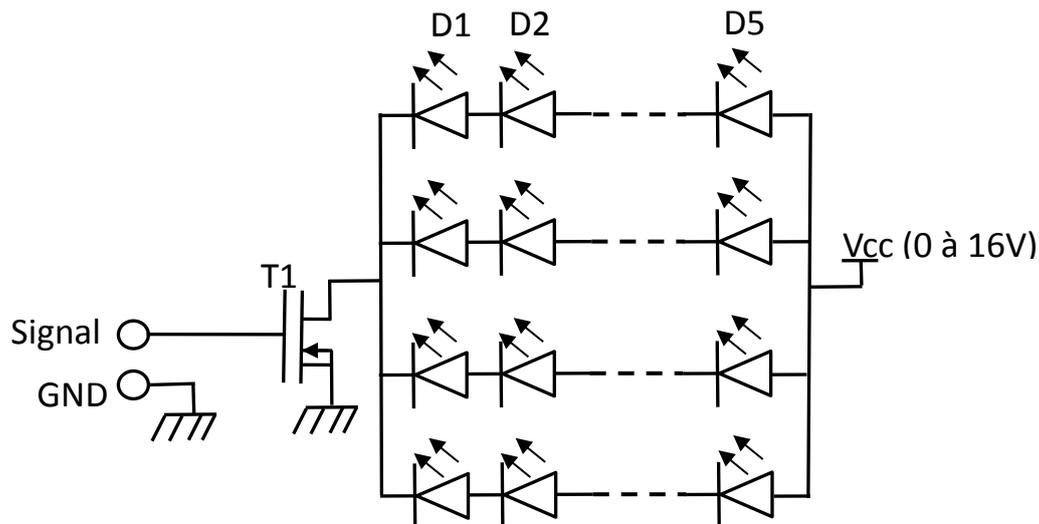


Figure V-13 : Schéma électrique de la partie émission du banc VLC

V.3.2.2. Mise en forme numérique

a) Circuit numérique

Afin de mettre en forme les données à fournir au transistor, une solution simple consiste à utiliser une sortie de microcontrôleur ayant une horloge capable de générer un signal à la fréquence des signaux à transmettre. De plus, un autre paramètre à prendre en compte est le temps de calcul lié à la mise en forme et à la modulation numérique choisie (OOK, PPM) pour les données à transmettre afin de ne pas introduire de latence. Dans notre contexte, on souhaite générer un signal de commande d'au moins 4.8 kHz, correspondant au débit brut des données pour le lien montant IR, donc ce n'est pas a priori un problème de fréquence d'horloge qui limiterait le choix du processeur.

Cependant, afin de ne pas avoir à gérer la latence liée à la mise en forme des données (c'est-à-dire à adapter le programme d'émission en fonction du temps de traitement, pouvant dépendre notamment de la modulation choisie), il est nécessaire d'utiliser des interruptions d'un circuit de timer plutôt que de simples boucles d'attente entre l'émission de 2 données. Cette contrainte évacue le choix des cartes de type ARDUINO qui sont très répandues pour un prototypage rapide à bas coût mais qui ne sont pas bien adaptées pour la gestion des interruptions avec les bibliothèques basiques. Afin de ne pas avoir à rentrer dans une programmation bas niveau (modification des bibliothèques de ARDUINO ou utilisation d'un



autre microcontrôleur plus spécifique) et rester ainsi plus général, on s'est donc intéressé à un autre modèle de carte pour prototypage rapide à coût réduit : les cartes RaspberryPi [153].

Ces cartes possèdent un système d'exploitation (OS) embarqué (Linux) et fonctionnent ainsi comme un ordinateur miniaturisé, ce qui permet une programmation haut niveau (C ou Python). Le modèle de carte le plus récent actuellement est la RaspberryPi 3, basée sur un processeur de type ARMv8 64bits, fonctionnant à 1.2GHz avec 1 Gb de mémoire RAM. Les capacités de ce processeur permettent la gestion des interruptions mais aussi d'implémenter des formats de modulations plus complexes ou d'envisager des débits plus élevés en fonction des évolutions du banc de mesure. De plus, la carte possède 4 ports USB, 1 port HDMI et 40 broches GPIO (General Purpose Input/Output).

On se servira ainsi des entrées/sorties GPIO qui permettent la gestion de signaux analogiques ou numériques pour générer le signal de commande pour les LED d'émission. Le niveau du signal généré à la sortie de ces broches pour un niveau bas est de 0V et pour un niveau haut de 3.3V. Des bibliothèques spécifiques ont été développées par la communauté pour la configuration et la gestion de ces broches, les plus couramment utilisées sont : RPi.GPIO [154], wiringPi [155] et pigpio [156]. Pour réaliser nos programmes, nous avons choisi d'utiliser la bibliothèque pigpio.h car elle permet de contrôler avec une très bonne précision les signaux générés en sortie GPIO.

La figure V-14 représente les entrées/sorties GPIO disponibles sur la Raspberry PI 3 ainsi que les broches physiques correspondantes. Sur le banc expérimental, on programmera la sortie GPIO 24 soit la broche 18 de la carte, pour la connecter à l'entrée du circuit de commande.

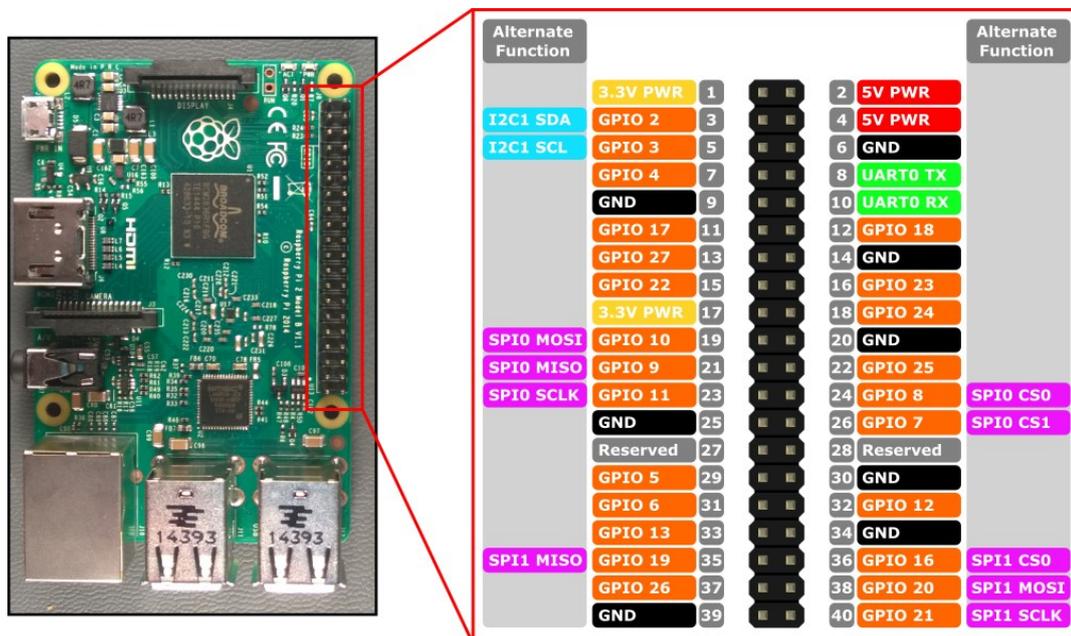


Figure V-14 : Description des broches GPIO sur la Raspberry PI 2 et Raspberry PI 3

b) Implémentation logicielle

Afin de valider simplement notre banc expérimental nous ne choisissons pas de mettre en œuvre un protocole de transmission complexe ni basé sur un standard. La modulation la plus simple à mettre en œuvre est l'OOK, c'est donc celle que nous considérons dans un



premier temps. Un signal de synchronisation est ajouté avant la transmission de la série de données pour permettre la détection au niveau du récepteur. On utilisera un signal très simple, constitué d'une succession de 1 sur un octet (octet de synchronisation, correspondant à la valeur 255). Aussi, afin de simplifier la mise en œuvre, on se basera sur une émission successive d'une série de données connue plutôt que l'émission aléatoire et équiprobable d'un grand nombre de données. Les données transmises correspondront à des caractères connus de sorte à pouvoir visualiser facilement le bon fonctionnement ou non en réception.

Le programme d'émission est basé sur le principe des interruptions déclenchant l'envoi d'un octet à chaque échéance d'un timer. L'octet envoyé est celui qui est lu dans un tableau et revient au début du tableau lorsqu'il est fini. Le logigramme peut ainsi se résumer par la figure V-15.

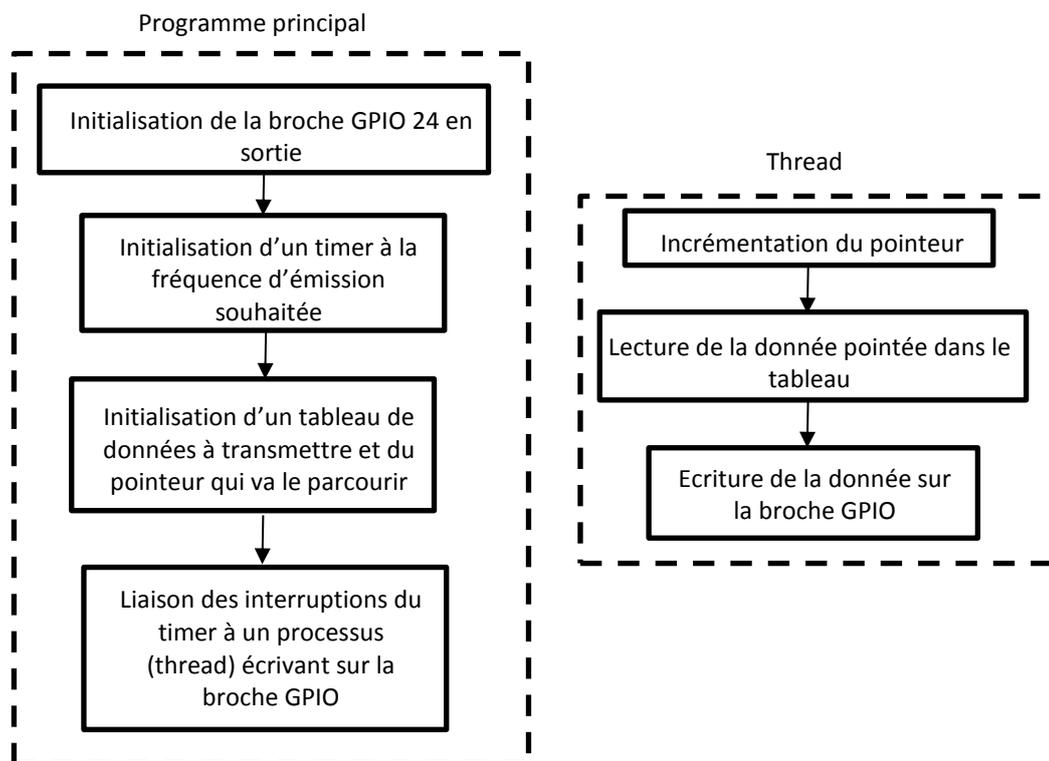


Figure V-15 : Logigramme du programme d'émission

Un exemple de signal ainsi généré pour une fréquence de 4 kHz et une trame de 4 octets est visible sur la figure V-16.



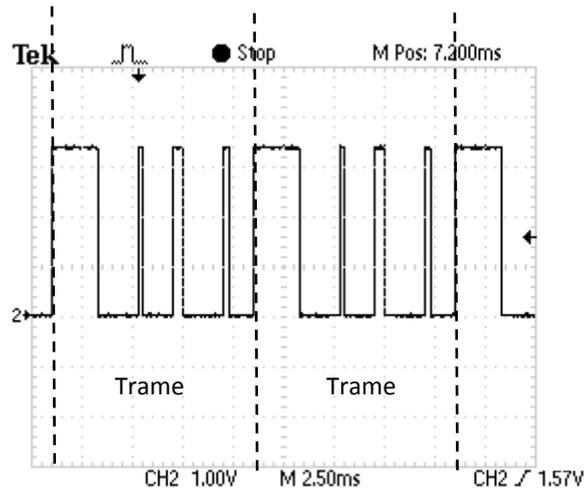


Figure V-16 : Exemple de trame générée par le programme d'émission pour une fréquence de 4 kHz

V.3.3. Etage de réception

V.3.3.1. Composant et circuits

L'élément clé du système de réception est le composant permettant de convertir la puissance lumineuse en un signal électrique. Nous utilisons une photodiode pour réaliser cette conversion.

Il existe différents montages possibles en sortie de la photodiode permettant soit de récupérer une tension (sans polarisation, mode photovoltaïque), soit d'utiliser le courant traversant la photodiode en appliquant une polarisation (le plus souvent nulle ou négative), c'est le mode photoconducteur. Ce mode permet de se situer dans une zone plus linéaire et offre une bande passante plus large, il est donc plus couramment utilisé.

Classiquement, un circuit de conversion courant-tension est utilisé avant d'appliquer le signal sur une entrée d'un circuit numérique pour la démodulation (figure V-17). Le montage amplificateur le plus couramment utilisé est un amplificateur de trans-impédance (TIA « trans-impedance amplifier »), avec une polarisation nulle de la photodiode (figure V-17).

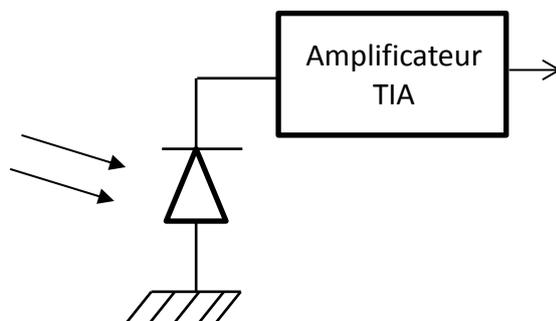


Figure V-17 : Schéma de la conversion courant/tension



Nous avons choisi d'utiliser une photodiode Silicium BPW21 (OSRAM) dédiée à la photo-détection dans la gamme visible entre 350 et 750 nm [157]. Elle a une surface physique de 7.45mm² et son FOV est de 55°. Le temps de montée typique est de $t_r = 1.5 \mu s$, correspondant à une bande passante d'environ 250 kHz (cf équation (2.2)), ce qui est suffisant par rapport à notre objectif.

La partie amplification est composée de différents étages (figure V-18) utilisant des amplificateurs opérationnels LM358P. La photodiode est associée à un premier amplificateur permettant d'effectuer la conversion courant/tension et permettant d'amplifier le signal via la résistance variable R1. On a ensuite un amplificateur de tension suiveur inverseur.

Enfin, on termine l'étage avec un comparateur de tension. Celui-ci sert d'une part à lisser le signal reçu afin de limiter l'impact du bruit et autres perturbations et d'autre part à adapter la sortie pour le circuit de démodulation. En notant V_e la tension d'entrée du comparateur et V_s la tension de sortie, on aura :

$$\begin{cases} V_e > V_{seuil} \rightarrow V_s = +V_{cc} \\ V_e < V_{seuil} \rightarrow V_s = 0 \end{cases} \quad (5.4)$$

Avec V_{seuil} le seuil de déclenchement du comparateur fixé par la résistance R4 que l'on peut faire varier pour adapter le seuil en fonction du signal reçu.

Ainsi, le signal mis en forme en sortie du comparateur sera soit à 0 soit à V_{cc} . On adaptera la valeur de V_{cc} en fonction du niveau de tension nécessaire pour le circuit numérique utilisé pour le décodage. Le comparateur choisi est un circuit intégré MAX942CPA+ pouvant fonctionner en +5 V. En effet, classiquement les niveaux de tensions supportés par les processeurs numériques sont de 3.3V ou 5V.

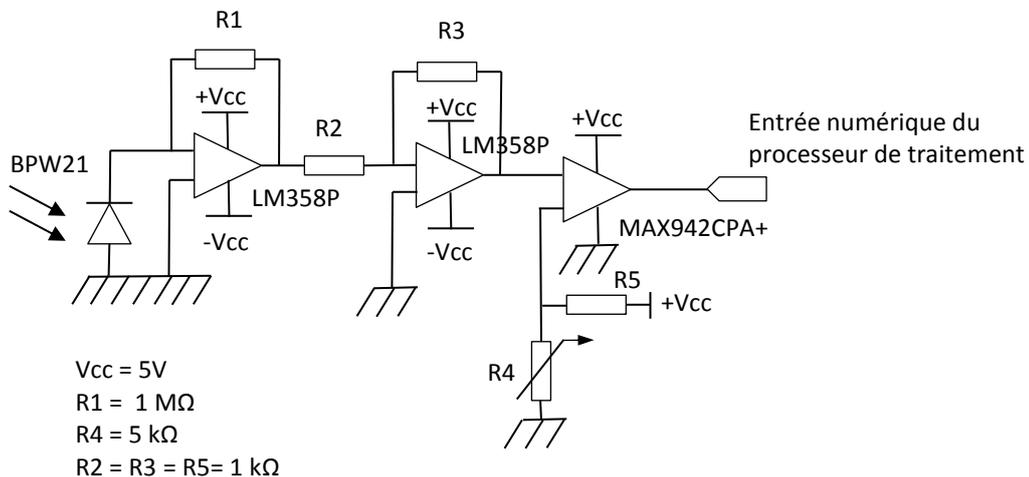


Figure V-18 : Schéma électrique de la réception



3.3.2 Traitement numérique

a) Circuit numérique

Afin de décoder la trame transmise, la première étape à réaliser consiste à détecter les fronts montants et descendants du signal issu du circuit de réception afin de le transcrire en niveaux logiques numériques et ensuite pouvoir revenir aux bits décidés selon la modulation choisie. Une fois les bits décidés, on pourra évaluer le BER en comparant les bits décidés aux bits transmis issus d'une séquence connue (aléatoire ou déterminée).

Etant donné le caractère asynchrone de l'arrivée des fronts, la seule solution efficace consiste en une acquisition par interruptions. De ce fait, pour les mêmes raisons que celles décrites dans la partie émission, on s'est intéressé également aux cartes Raspberry Pi. Aussi, cela permettra directement de gérer l'affichage des résultats sur un écran ou même la transmission de ces données à distance puisque le Raspberry Pi peut se comporter comme un ordinateur donc aussi comme un serveur de données.

Une mise en garde particulière doit être faite puisque les niveaux de tensions en entrée des broches GPIO ne doivent pas dépasser 3.3V ou être en dessous de 0V sous peine de détériorer la carte. Ainsi, on utilisera un pont diviseur en sortie du comparateur pour obtenir un niveau de 3.3V. Sur le banc expérimental, on programmera la sortie GPIO 23 soit la broche 16 de la carte, pour venir y connecter le signal de sortie du comparateur.

b) Implémentation logicielle

Le programme de réception est basé sur le principe des interruptions déclenchées lors de la détection de fronts montants ou descendants. A chaque interruption, on va se servir de l'horloge du processeur par l'intermédiaire d'un timer pour déterminer l'écart entre le front qui a déclenché l'interruption et le précédent. Ainsi, connaissant le débit des données transmises, on en déduit le nombre de slots à 1 ou à 0.

Etant donné qu'on envoie un octet de synchronisation, il d'agira tout d'abord de déterminer s'il s'agit de l'octet de synchronisation ou des données. S'il s'agit des données, en fonction de la modulation on en extrait le bit correspondant (pour l'OOK un slot à 1 ou 0 correspond directement à la valeur du bit). Chaque bit décidé est écrit dans un tableau en mémoire puis les tableaux sont comparés pour en déduire le nombre de bits erronés et le BER. Le principe général du programme est décrit sur le logigramme de la figure V-19. De plus, dans la première étape du développement du banc expérimental, on affichera à l'écran les caractères correspondant aux données reçues afin d'avoir une visualisation en direct du fonctionnement correct (ou non) du banc.

L'implémentation réalisée sur le banc de test permet dans un premier temps de faire la démodulation de l'OOK.



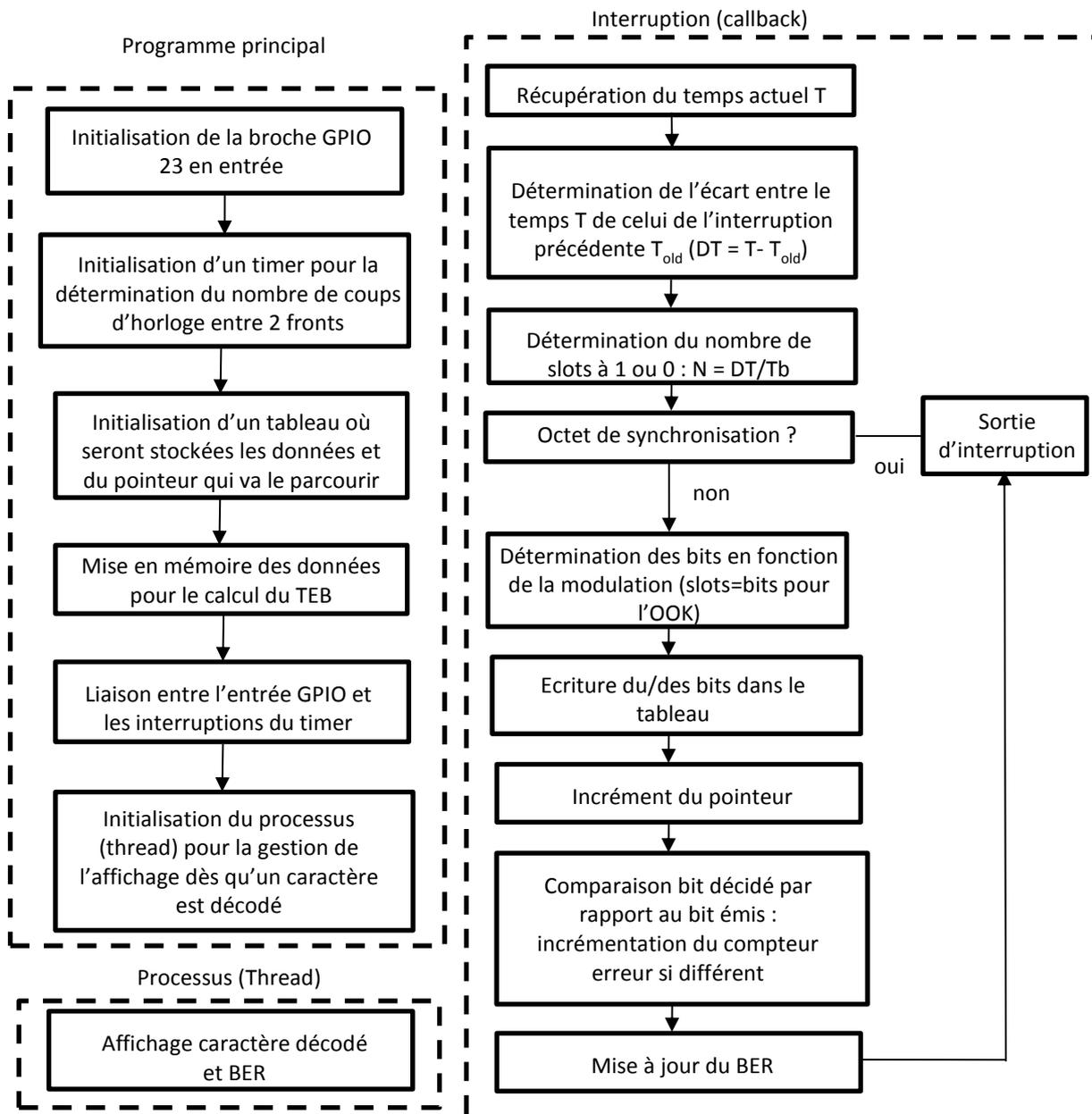


Figure V-19 : Logigramme du programme de réception

V.3.4. Test du système

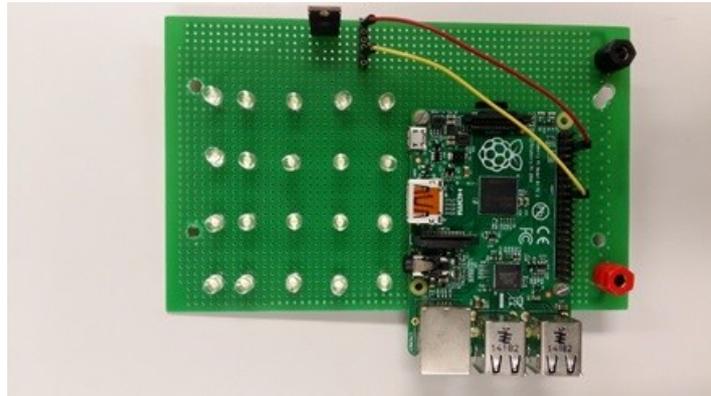
Maintenant que nous avons défini les différentes parties de notre système, nous pouvons commencer à tester son fonctionnement. Pour cela, il est nécessaire dans un premier temps d'assembler les différentes parties de l'émission et de la réception.

V.3.4.1. Montage

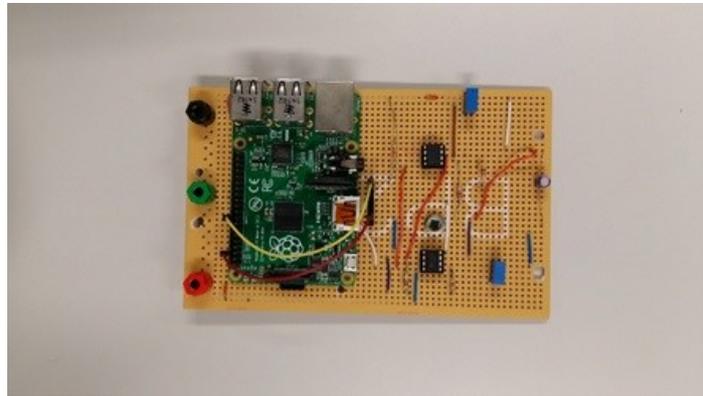
Pour concevoir rapidement un circuit électrique, une méthode simple consiste à utiliser des cartes disposant d'emplacements permettant de souder les divers composants. Nous avons donc développé deux cartes : une pour l'émission, l'autre pour la réception. Sur



chacune, nous avons rajouté des fixations afin de pouvoir y rajouter les cartes RaspberryPI. La figure V-20 illustre les deux circuits réalisés.



(a)



(b)

Figure V-20 : Circuit réalisé pour le prototype VLC : (a) émission, (b) réception

La figure V-21 présente une photo du banc de test final incluant deux structures pour supporter les cartes. En déplaçant les deux structures, on peut donc faire varier la distance entre le circuit d'émission et de réception et ainsi observer l'impact de la distance.

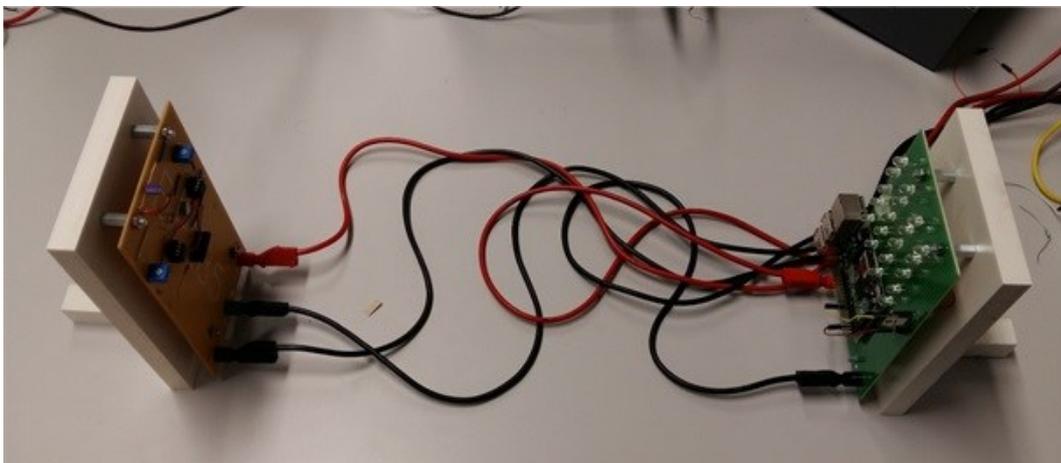


Figure V-21 : Vu d'ensemble du banc de test VLC



V.3.4.2. Mesures expérimentales

a) Mesure de la tension en sortie de l'amplificateur en fonction de la distance

La tension en sortie de l'amplificateur suiveur inverseur est proportionnelle au courant généré par la photodiode donc également proportionnelle à la puissance lumineuse reçue. On suppose ici que les systèmes sont parfaitement alignés ($\varphi = \psi = 0$). La puissance P_r reçue est obtenue théoriquement par :

$$P_r = H(0)P_t = \frac{A_{phy}(m+1)}{2\pi D^2} P_t \quad (5.5)$$

Avec $A_{phy}=7.45\text{mm}^2$ et $m \approx 1$. La sensibilité de la photodiode utilisée est $R = 0.34 \text{ A/W}$ donc le courant généré est : $R \cdot P_r$. Ces paramètres étant constants, l'évolution de P_r ne dépend que de D , la distance entre la source et le récepteur.

L'une des premières validations expérimentales à réaliser est d'observer l'évolution de la puissance reçue P_r (donc l'évolution du gain $H(0)$) en fonction de la distance afin de la comparer à l'évolution théorique.

Pour cela on mesure la tension V_r en sortie de l'étage d'amplification, comme illustré sur la figure V-22, qui est proportionnelle au courant généré par la photodiode. La valeur de $R1$ étant fixe (cf figure V-18), on peut ainsi déterminer le courant $V_r/R1$ traversant la photodiode.

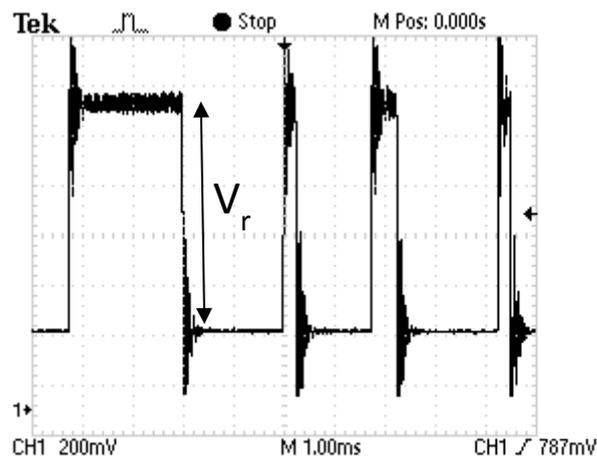


Figure V-22 : Exemple de mesure de la tension V_r en sortie de l'étage d'amplification

Pour réaliser ces mesures, nous avons émis un signal à une fréquence de 4 kHz. La trame de données est constituée de 4 octets, soit un total de $4 \cdot 8 + 8 = 40$ bits en tenant compte de l'octet de synchronisation. La figure V-23 (a) représente les résultats obtenus pour différents niveaux de tensions V_e appliqués au circuit d'émission.

On observe que l'évolution du courant reçu au niveau de la photodiode suit une décroissance similaire à celle du gain théorique $H(0)$ en fonction de la distance. Ces résultats nous permettent donc de valider le bon fonctionnement de notre étage d'amplification.



On constate d'autre part que pour des valeurs de V_e de 11V et 12V, le courant reçu est constant jusqu'à 0.3 m. Ce phénomène s'explique par le fait que, pour ces distances, la puissance optique émise est trop forte et donc la tension en sortie de l'étage d'amplification est saturée.

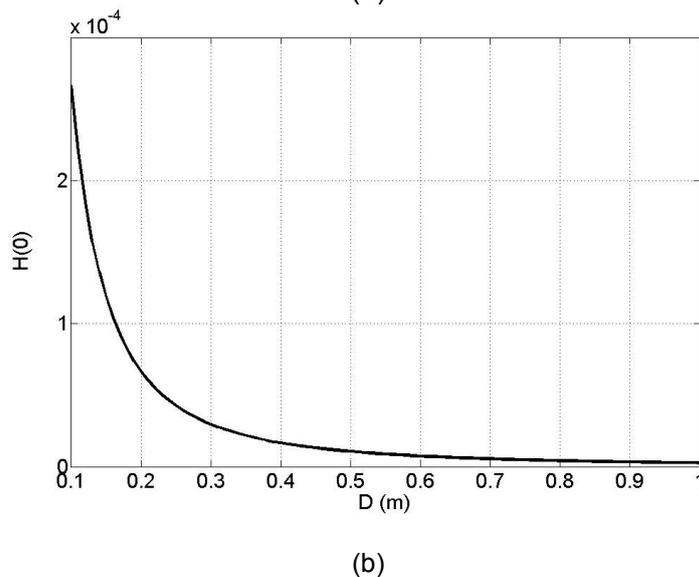
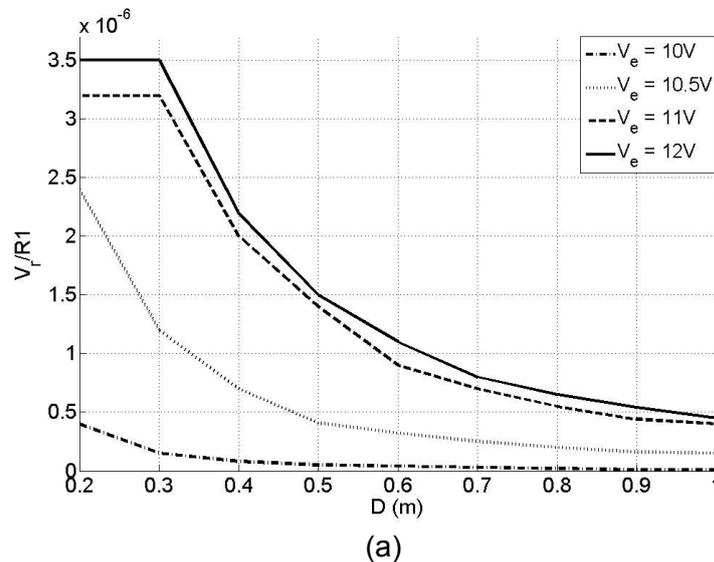


Figure V-23 : (a) Courant traversant la photodiode en fonction de la distance pour différentes tensions d'émission, (b) évolution théorique du gain $H(0)$ en fonction de la distance

b) Mesure du BER en fonction de la distance

Une fois l'étage d'amplification validé, nous pouvons nous intéresser à la prise de décision (comparateur + circuit numérique de démodulation). Le calcul du BER se fait au niveau du circuit numérique en déterminant le nombre de bits erronés par rapport au nombre de bits totaux transmis.

Pour cette étude, nous nous plaçons dans les mêmes conditions que précédemment, à savoir que le signal est émis à une fréquence de 4 kHz pour une trame de données de taille



40 bits. Cette trame est composée des nombres 80, 81, 82 et 83 qui ont une représentation binaire permettant l'équiprobabilité.

La méthode de mesure utilisée est la suivante :

- On fixe une valeur de tension de commande des LED, V_e , donc une puissance d'émission.
- On se place à une distance donnée D
- On attend d'avoir au moins $3 \cdot 10^4$ bits envoyés avant d'arrêter le programme en réception

Pour ces mesures, la valeur du seuil V_{seuil} associée au comparateur est fixée à 1.2 V. La figure V-24 illustre le BER obtenu pour différentes valeurs de V_e en fonction de la distance.

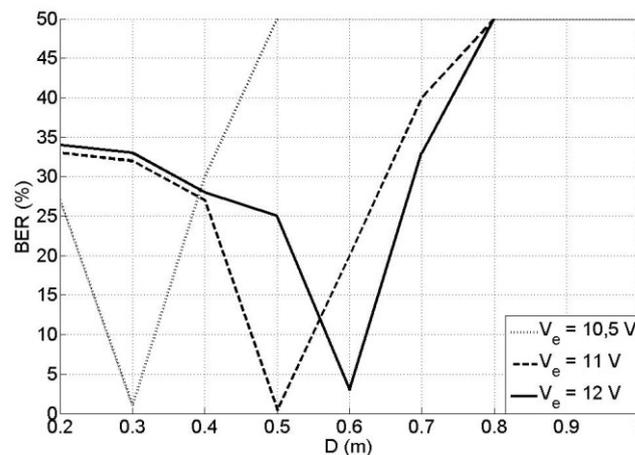


Figure V-24 : Evolution du BER pour différentes valeurs de tension V_e appliquées aux LED

On observe ici que pour chaque valeur de V_e , il existe une distance optimale permettant d'obtenir un BER minimal. Au-delà de cette valeur, le BER augmente rapidement avec la distance, ce qui s'explique par la décroissance de l'amplitude du signal reçu.

En effet, en augmentant la distance, il arrivera un moment où l'amplitude du signal reçu passera en dessous du seuil fixé pour le comparateur. Ainsi, le signal en sortie du comparateur est toujours à 0, ce qui correspond à un BER de 0.5 avec l'émission équiprobable

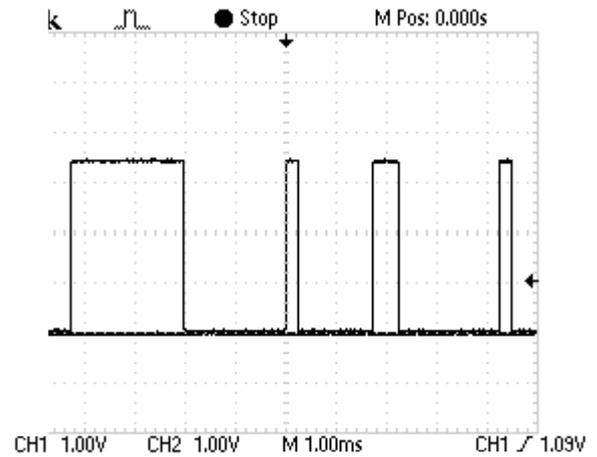
La figure V-25 (a) illustre le signal en entrée du comparateur pour $V_e = 11$ V avec une distance $D = 0.5$ m et $V_{seuil} = 1.2$ V, ce qui correspond à un BER mesuré de 0.4% comme présenté sur la figure V-24. On observe en figure V-25 (b) que le signal est parfaitement décodé. En revanche, si l'on observe la figure V-26, on voit que pour une même valeur de V_{seuil} à une distance $D = 0.7$ m la valeur du seuil n'est plus adaptée, et donc le signal en sortie du comparateur est faussé, ce qui fait que le BER augmente.

Cela montre qu'il est nécessaire d'adapter la valeur du seuil du comparateur en fonction de la distance entre la source et le récepteur.



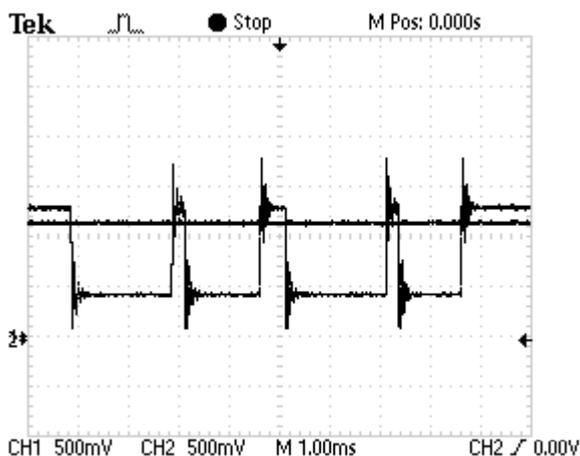


(a)

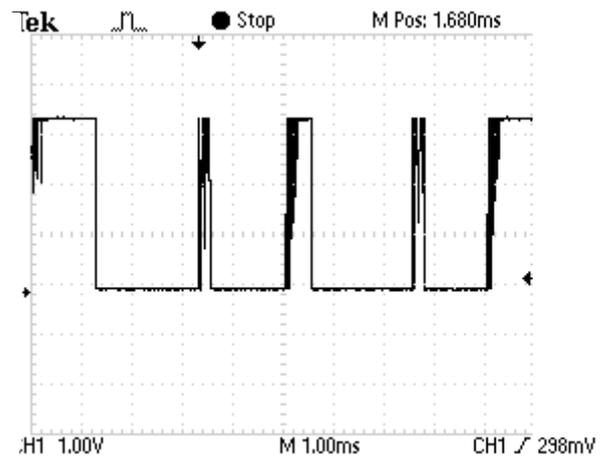


(b)

Figure V-25 : Illustration des signaux reçus pour $V_e = 11\text{ V}$, $D = 0.5\text{ m}$ et pour un seuil comparateur = 1.20 V : (a) la sortie du suiveur, (b) la sortie du comparateur



(a)



(b)

Figure V-26 : Illustration des signaux reçus pour $V_e = 11\text{ V}$, $D = 0.7\text{ m}$ et pour un seuil comparateur = 1.20 V : (a) la sortie du suiveur, (b) la sortie du comparateur

c) Impact du seuil du comparateur sur les performances

Afin d'observer l'impact de la valeur du seuil sur les performances, nous avons réalisé les mêmes mesures que précédemment, mais cette fois-ci pour différentes valeurs de V_{seuil} . L'ensemble des mesures est reporté dans l'annexe VII. Les valeurs obtenues pour $V_e = 11\text{ V}$ sont présentées dans le tableau V-5.

On constate qu'en modifiant la valeur du seuil, on peut optimiser la valeur du BER : par exemple, en prenant $V_{\text{seuil}} = 0.75\text{ V}$, on pourra minimiser le BER jusqu'à $D = 0.6\text{ m}$. En changeant ensuite cette valeur à 0.5 V , on pourra continuer à minimiser les pertes jusqu'à 0.8 m .

Tableau V-5 : Evolution du BER pour différents seuils de comparateur pour $V_e = 11V$

D (m)	$V_{seuil} = 1.5V$	$V_{seuil} = 1.2V$	$V_{seuil} = 1 V$	$V_{seuil} = 0.75V$	$V_{seuil} = 0.5V$
0.2	20 %	33 %	20 %	3 %	12 %
0.3	7 %	32 %	0.4 %	0.1 %	10 %
0.4	0.2 %	27 %	0.3 %	0.2 %	10 %
0.5	44 %	0.4 %	0.9 %	0.4 %	16 %
0.6	84 %	20 %	22 %	4 %	11 %
0.7	/	42 %	38 %	22 %	9%
0.8	/	50 %	50 %	50 %	1 %
0.9	/	/	/	/	50 %
1	/	/	/	/	/

Cela signifie qu'il est possible d'optimiser les performances du banc en modifiant la valeur de V_{seuil} en fonction de la distance pour une valeur de V_e donnée. La figure V-27 représente l'évolution du BER en fonction de la distance en choisissant la valeur V_{seuil} optimale pour chaque distance et niveau de tension appliqué à la source.

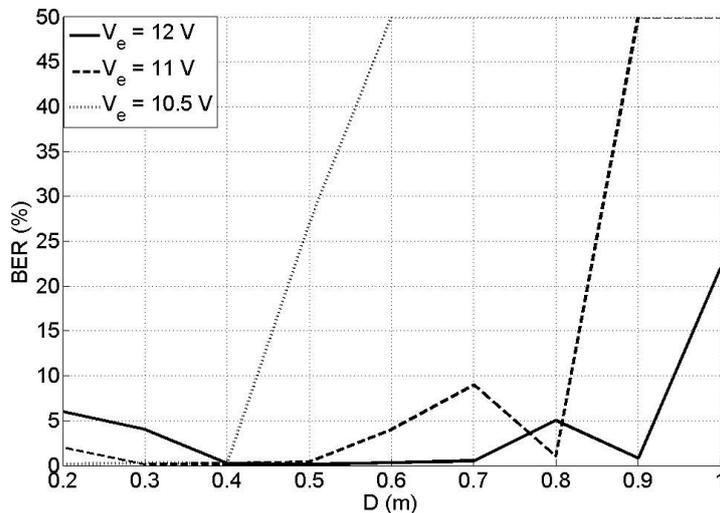


Figure V-27 : Evolution du BER pour les valeurs de seuils optimaux associés à $V_e = 12V$, $11V$ et $10.5V$

On observe donc qu'en adaptant la valeur de V_{seuil} , il est possible d'améliorer les performances par rapport au cas où la valeur est constante.

Ces résultats permettent d'illustrer le fait que ce type de système n'est pas adapté pour le décodage de signaux lorsque la distance entre la source et le récepteur varie. En effet, la diminution d'amplitude du gain impose de constamment changer la valeur du seuil pour minimiser les pertes, ce qui est difficilement réalisable par un circuit simple.

Pour pallier à ce problème, l'une des solutions serait de réaliser le même type de circuit en utilisant un contrôle automatique de gain avant le comparateur, ce qui permettrait d'obtenir un signal d'amplitude constante quelle que soit la distance. Dans ces conditions, il ne serait pas nécessaire de modifier la valeur du seuil.



V.4. Conclusion

L'objectif de ce chapitre était d'une part de réaliser des validations expérimentales sur un système de monitoring en voie montante IR déjà existant pour vérifier qu'elle était opérationnelle et d'autre part de décrire la conception d'un banc de test utilisant la technologie VLC.

Nous avons dans un premier temps étudié le système de monitoring réalisé au cours de différents travaux antérieurs à cette thèse. Sur la base de ce prototype, nous avons réalisé de nouvelles mesures expérimentales en voie montante IR en testant l'impact sur le taux de pertes de paquets, de la position de l'émetteur sur la personne et de l'angle à mi-puissance de la source optique. Les expérimentations ont été menées en considérant de 1 à 4 récepteurs disposés au plafond de la pièce. D'autre part, nous avons également effectué des simulations conduisant aux performances théoriques en fonction de la hauteur de l'émetteur et de l'angle à mi-puissance.

Les mesures expérimentales de taux de pertes de paquets ont été comparées aux valeurs des probabilités de rupture théoriques, ce qui a permis de valider les études menées.

Nous avons ainsi vérifié que l'augmentation du nombre de récepteurs permet d'améliorer les performances, et ce quels que soient les paramètres du système. Nous avons également validé que dans le cas où la couverture globale est assurée par 4 récepteurs l'impact de l'angle à mi-puissance de la LED n'est pas significatif tant que l'émetteur est porté à au moins 1.2 m du sol. Cependant, en dessous de cette hauteur, il est préférable d'utiliser une source avec un angle à mi-puissance à 30° plutôt que 10°.

La voie montante est donc opérationnelle et on peut déterminer expérimentalement le taux de perte de paquet du lien IR mobile, pour une puissance d'émission donnée.

La deuxième partie du chapitre portait sur la conception de la voie descendante dans le but d'effectuer également des mesures de taux de pertes en mobilité. Nous avons pour cela initié un banc expérimental qui devra être amélioré par la suite afin d'atteindre l'objectif final.

Les différents éléments du premier banc d'essai VLC mis au point ont été détaillés en ce qui concerne le choix des composants et circuits analogiques associés et les parties de traitement numérique et implémentation logicielle que ce soit en émission ou en réception.

Les performances du banc ont été établies expérimentalement dans une configuration point à point sans mobilité, en fonction de la puissance émise par les LED et de la distance entre émission et réception. On a ainsi pu mettre en évidence la nécessité de développer un contrôle automatique du gain en réception pour optimiser le taux d'erreur binaire lorsque la distance varie.





Conclusion générale et perspectives

L'étude présentée dans ce document portait sur l'application de la technologie de communication par optique sans fil dans le domaine médical au sein d'un environnement sensible tel qu'un établissement de santé. Il existe aujourd'hui une demande croissante concernant l'utilisation d'alternatives aux communications radiofréquences, sources potentielles de perturbations électromagnétiques dans les milieux sensibles. Depuis quelques années, les communications par optique sans fil apparaissent comme étant une bonne solution permettant de répondre à ce besoin.

Dans ce document, nous nous sommes focalisés sur l'utilisation de cette technologie appliquée au suivi des données liées à l'état de santé d'un patient mobile au sein d'un environnement hospitalier. On considère donc ici que le patient est équipé de plusieurs capteurs permettant de surveiller ses constantes vitales. Afin de permettre l'envoi de ces données quelle que soit la position ou l'activité du patient, ce dernier est également équipé d'un dispositif portable contenant un émetteur permettant de communiquer les données en utilisant les communications par optique sans fil dans le domaine de l'infrarouge (IR). L'information est reçue par des récepteurs placés dans la pièce pour être ensuite retransmise en utilisant les communications dans le visible (VLC), technique combinant les fonctions d'éclairage et de communication. Ainsi, le personnel soignant, ou le patient lui-même, peut avoir accès à ses données médicales, et ce quelle que soit la position du patient dans l'environnement. Le but de ce dispositif est donc de faciliter l'accès aux informations vitales afin de permettre un traitement plus rapide et efficace.

Notre objectif tout au long de cette étude a donc été d'étudier l'impact de la mobilité du patient sur les performances globales d'un lien IR/VLC permettant d'effectuer le suivi en temps réel de ses données vitales. Pour les applications médicales, les débits nécessaires sont faibles (<10 Mbit/s) mais la qualité de service visée est souvent bien plus importante que pour des systèmes classiques, et ce à cause de la criticité de données envoyées. Ces critères particuliers peuvent donc eux aussi affecter les performances du système.

Nous avons débuté dans le premier chapitre par un bref historique des communications par optique sans fil. Cela nous a permis de dégager les différents avantages rendant cette technologie attractive. On peut notamment citer le fait qu'elle constitue une alternative viable quant au problème grandissant de saturation du spectre RF. De plus, de par le fait qu'elle utilise les ondes lumineuses pour propager l'information, il n'y a aucune génération de perturbations électromagnétiques, la rendant ainsi adaptée à des milieux sensibles comme les hôpitaux. Enfin, dans le cas des longueurs d'ondes visibles (VLC), elle permet de combiner les fonctions d'éclairage et de communication avec un seul et même composant : la LED.

Dans la suite de ce chapitre, nous nous sommes intéressés aux différentes applications de la technologie VLC en réalisant un bref état de l'art. Cela nous a permis de mettre en avant que l'étude de l'impact de la mobilité sur les performances d'un canal VLC n'est aujourd'hui que très peu traitée dans la littérature, de même pour les applications médicales encore peu nombreuses. Ces différentes observations nous ont permis de confirmer l'intérêt et le potentiel de l'étude proposée dans cette thèse.

Dans le second chapitre, nous avons décrit plus en détail le fonctionnement de la technologie de communication par optique sans fil, et ce particulièrement pour le domaine du visible. Nous avons dans un premier temps expliqué le fonctionnement des LED, composant



central de cette technologie, qui permettent de transmettre des informations grâce à leur capacité de commutation rapide. Nous nous sommes ensuite intéressés aux différents types de récepteurs associés à cette technologie, mettant ainsi en avant que les plus répandus dans ce domaine sont les photodiodes. Ces considérations nous ont permis d'exprimer le calcul de la réponse impulsionnelle d'un canal optique et d'illustrer que dans le cas où l'on souhaite s'intéresser à la mobilité, le gain associé à ce type canal est composé à la fois des trajets optiques directs entre la source et le récepteur, mais aussi des diverses réflexions optiques à travers l'environnement.

Pour simuler la réponse impulsionnelle d'un canal, il existe plusieurs méthodes. Une des plus efficaces dans notre contexte est l'utilisation de méthodes basées sur le lancer de rayons employant une technique d'intégration stochastique de Monte Carlo. Cependant, leur utilisation peut s'avérer complexe, surtout lorsque l'on souhaite étudier des cas incluant plusieurs réflexions optiques ainsi que la présence d'objets. C'est pourquoi un logiciel de simulation nommé RaPSor a été développé au sein d'XLIM. Ce logiciel permet de réaliser de manière simple et rapide le calcul de réponses impulsionnelles pour différentes configurations en tenant compte de la présence d'objets ainsi que des nombreux paramètres des transmetteurs et de l'environnement.

Afin de valider l'utilisation de ce logiciel, nous avons reporté dans le troisième chapitre des résultats obtenus avec RaPSor pour un scénario de référence de la littérature (scénarios de Barry). Nous avons ainsi montré que les valeurs obtenues étaient identiques à celles de référence, et donc que ce logiciel pouvait être utilisé dans le contexte de la thèse.

Nous nous sommes ensuite intéressés à divers paramètres pour les simulations. Nous avons commencé par étudier la modélisation des sources, nous permettant de conclure qu'une source VLC pouvait être assimilée à un point. Nous avons ensuite vérifié que pour évaluer correctement le gain du canal VLC quelle que soit la position du récepteur dans la pièce, il est nécessaire de prendre au moins trois réflexions optiques en considération. Cependant, l'impact de ces réflexions dépend fortement du coefficient de réflexion du matériau dont est composée la surface. Or, la valeur du coefficient de réflexion dépend de la longueur d'onde incidente et dans le cas d'une transmission VLC, les longueurs d'ondes utilisées sont multiples. Nous avons ainsi souligné que selon le matériau considéré, modéliser ce coefficient par une valeur moyenne peut conduire à une mauvaise estimation du gain reçu.

La seconde partie de ce chapitre s'est ensuite axée autour de l'impact de la mobilité du récepteur porté par un patient. Pour réaliser cette étude, nous avons considéré un environnement de référence dans la littérature qui comprend quatre sources optiques fixées au plafond et nous avons déterminé le gain optique et le débit maximum sans interférence entre symboles à partir de la dispersion des retards de la réponse impulsionnelle. Nous avons ainsi montré qu'il n'est pas nécessaire de modéliser des variations de hauteur du récepteur porté pour un patient en mouvement tant que ces mouvements ne sont pas anormaux comme dans le cas d'une chute par exemple. Cependant, les déplacements du patient peuvent entraîner des changements d'orientation de ce récepteur. L'étude de cet impact nous a permis d'illustrer que ces variations d'orientations ne pouvaient être négligées et devaient être modélisées. En effet, leur impact sur le gain optique et sur le débit sans IES est très important comparé au cas où les orientations sont fixes.

La fin de ce chapitre a été consacrée à l'étude de l'impact du corps portant le récepteur. En effet, la présence d'un porteur est susceptible de créer des phénomènes de blocages, pouvant ainsi impacter la valeur du gain optique. Nous avons conclu qu'afin de ne pas



surestimer les performances, la présence du corps devait être modélisée mais qu'il n'était cependant pas nécessaire d'utiliser une modélisation complexe : une forme surfacique en 2 dimensions suffit. Une autre conclusion intéressante est que l'impact lié aux variations d'orientations est plus significatif que celui lié à la présence du corps.

En se déplaçant, le patient peut également modifier la distance entre lui et le récepteur qu'il porte. L'impact de cette distance a été étudié et nous avons montré qu'il était important sur le gain optique mais indépendant des changements d'orientations du récepteur. Enfin, comme attendu, l'étude de l'impact du coefficient de réflexion du corps sur les performances du canal a permis de conclure qu'un coefficient très faible fera fortement décroître les performances contrairement à un coefficient élevé. La particularité est que, contrairement aux autres paramètres, ce coefficient est fixé pour un patient donné.

A la suite de l'étude du canal optique VLC, nous nous sommes intéressés dans le quatrième chapitre aux performances globales IR/VLC du système bidirectionnel considéré. Pour simplifier notre propos, nous avons considéré que le patient transmet mais également reçoit les informations qu'il envoie, lui permettant ainsi d'avoir accès à ses constantes vitales. L'environnement est équipé de quatre luminaires répartis au plafond et chaque luminaire est équipé d'un récepteur IR pour récupérer les données issues du lien montant.

Nous avons choisi que la communication pour chaque lien s'effectuerait avec une modulation On-Off-Keying qui est la plus basique dans le domaine des communications par optique sans fil. D'autre part, afin de tenir compte de l'aspect mobile du patient, et donc des variations lentes du canal, nous avons analysé les performances en termes de probabilité de rupture.

Nous avons évalué tout d'abord les performances du lien descendant VLC pour un débit (1 Mbit/s) et une qualité de service ($BER = 10^{-10}$). Nous avons ainsi déterminé la valeur de la puissance optique moyenne minimale nécessaire, en fonction du coefficient de réflexion du corps. L'évaluation de la puissance est importante dans le cas du canal VLC car elle permet d'estimer l'éclairement moyen fourni par les sources. Etant donné qu'il est impossible de transmettre de l'information si ces dernières sont éteintes, il est intéressant de chercher à minimiser la puissance émise afin de la rendre presque imperceptible pour l'œil humain, et ainsi communiquer sans provoquer de gêne chez l'utilisateur.

Le lien montant IR n'est pas sujet aux mêmes considérations. Avant d'étudier ses performances, nous nous sommes intéressés à l'impact de la mobilité de l'émetteur de la même manière que nous l'avons fait pour le récepteur dans le cas des VLC. Ainsi, nous avons montré que dans le cas où l'émetteur est porté à l'épaule, l'impact des changements d'orientations induits par les mouvements du patient est moins significatif que dans le cas des VLC, mais ne peut être complètement négligé. Au contraire, l'impact du corps sur le canal IR est faible surtout si le coefficient de réflexion associé est grand. Finalement, nous avons déterminé la puissance IR pour un lien à 1 Mbit/s et un $BER = 10^{-10}$ en modulation OOK. Minimiser la puissance transmise est non seulement important pour respecter les contraintes de sécurité oculaire, mais aussi pour augmenter la durée de vie du système porté. Les résultats illustrent le fait que la modélisation du canal IR doit tenir compte du corps et des mouvements induits pour ne pas sous-estimer cette puissance.

La connaissance du comportement du canal pour les liens IR et VLC nous a permis ensuite d'étudier la performance globale du système. Après description de la méthode de calcul associée, nous montrons que, pour une qualité de service visée et un débit fixe, il est



possible d'analyser cette performance en fonction des puissances minimales IR et VLC. Comme l'on pouvait s'y attendre au vu des précédents résultats, ces valeurs sont étroitement liées au coefficient de réflexion du corps : plus il sera faible, plus ces valeurs seront importantes.

Ceci nous a conduit à déterminer les puissances minimales pour différentes applications médicales, chacune ayant des critères de qualité distincts. Nous illustrons ainsi les potentialités d'une liaison bidirectionnelle optique pour la plupart des applications. Pour certaines applications plus hauts débits, comme la transmission de signaux EMG, on montre cependant que les contraintes en sécurité oculaire de l'IR ne peuvent être respectées.

Le dernier chapitre de ce document s'est axé autour de validations expérimentales. Dans un premier temps, nous avons réalisé des expérimentations avec un dispositif de transmission IR déjà disponible dans l'équipe. Ce dernier permet de réaliser le suivi d'activité physique d'un patient en utilisant un émetteur portable IR. La salle dans laquelle est testé le dispositif est équipée de quatre récepteurs IR fixés au plafond. Ce système nous a permis de démontrer théoriquement et expérimentalement que l'impact de l'angle à mi-puissance de la LED d'émission n'est pas significatif si le dispositif est porté à une hauteur supérieure à 1.2 m. En dessous de cette valeur, il est préférable d'utiliser un angle à mi-puissance de 30° si l'on souhaite maximiser les performances.

Dans la seconde partie du chapitre, nous avons présenté la conception d'un banc de test VLC destiné à permettre, dans le futur, des validations expérimentales de la voie descendante. Actuellement, ce banc permet une liaison point à point fixe. Les premières manipulations ont permis de valider son fonctionnement tout en soulignant le fait que le premier modèle réalisé n'était pas adapté pour l'étude des performances lorsque la distance entre le récepteur et l'émetteur varie. Cela a mis en évidence la nécessité d'utiliser un contrôle automatique de gain afin de palier à ce problème.

L'ensemble des études menées autour de la mobilité que ce soit pour les VLC ou l'IR constitue une contribution au domaine des communications optiques sans fil et permet également de valider leur utilisation et leur potentiel pour les applications dans le domaine médical. Ces différents résultats permettent d'envisager de nombreuses perspectives.

La première perspective est de poursuivre le développement du prototype VLC initié dans cette thèse afin de permettre la réalisation de mesures expérimentales sur l'impact de la mobilité d'un récepteur pour une voie descendante. A termes, il faut également envisager d'inclure ce dispositif à celui associé à la voie montante déjà existant, et ce afin de réaliser la validation expérimentale des conclusions concernant les performances d'un lien IR/VLC.

On peut également envisager des perspectives plus théoriques : en effet, il reste de nombreux paramètres liés à la mobilité à étudier, et ce pour le lien IR ou VLC. Par exemple, il serait intéressant de regarder l'impact de la présence d'objets (tables, armoires ...) dans l'environnement. On pourrait également étudier de manière plus approfondie l'impact sur les performances des matériaux composant l'environnement afin de généraliser les conclusions apportées pour un panel plus large de configurations.

D'autre part, on pourrait aussi s'intéresser à l'évolution des performances dans le cas où plusieurs patients sont présents en même temps dans la même pièce, ou bien celui où la personne souhaitant recevoir les informations vitales du patient se situe dans une autre pièce, aux caractéristiques différentes.



Enfin, malgré ses nombreux avantages, la communication par optique sans fil a aussi ses limitations. On peut notamment noter le fait que, si l'émetteur ou le récepteur est couvert, il est impossible de transmettre ou de recevoir des informations. Ce qui signifie que si le patient se retrouve dans une configuration où il y a un blocage complet (chute par exemple), les données ne pourront pas être transmises. De ce fait, il serait intéressant d'envisager l'étude d'un système hybride optique/radiofréquence permettant ainsi de prendre le relais dans les configurations où la communication optique n'est plus possible.





Bibliographie

- [1] WWRF, L. Sorensen and K. E. Skouby, User Scenarios2020, report, July 2009; <http://www.wireless-world-research.org>.
- [2] C. X. Wang *et al.*, "Cellular architecture and key technologies for 5G wireless communication networks," in *IEEE Communications Magazine*, vol. 52, no. 2, pp. 122-130, February 2014.
- [3] A. G. Bell, "Upon the production and reproduction of sound by light," in *Telegraph Engineers, Journal of the Society of*, vol. 9, no. 34, pp. 404-426, 1880.
- [4] E. Goodwin, "A review of operational laser communication systems," *Proceedings of the IEEE*, vol. 58, no. 10, pp. 1746–1752, Oct. 1970.
- [5] <http://www.irda.org/>
- [6] https://www.nobelprize.org/nobel_prizes/physics/laureates/2014/popularphysicsprize2014.pdf
- [7] https://www.ted.com/talks/harald_haas_wireless_data_from_every_light_bulb?
- [8] H. Haas, L. Yin, Y. Wang and C. Chen, "What is LiFi?" in *Journal of Lightwave Technology*, vol. 34, no. 6, pp. 1533-1544, March 15, 15 2016.
- [9] M. Uysal, C. Capsoni, Z. Ghassemlooy, A. Boucouvalas, E. Udvary, "Optical Wireless Communication: An Emerging Technologie" Springer 2016
- [10] Karunatilaka, D. A., Zafar, F., Kalavally, V., & Parthiban, R. (2015). LED based indoor visible light communications: State of the art. *IEEE Communications Surveys and Tutorials*, 17(3), 1649 - 1678
- [11] Ozgur Ergul, Ergin Dinc, Ozgur B. Akan, Communicate to illuminate: State-of-the-art and research challenges for visible light communications, *Physical Communication*, Volume 17, 2015, Pages 72-85, ISSN 1874-4907, <http://dx.doi.org/10.1016/j.phycom.2015.08.003>.
- [12] Ndjiongue, Alain Richard, Ferreira, Hendrik C., Ngatched, Telex M. N. & Webster, John G. "Visible Light Communications (VLC) Technology" John Wiley & Sons, Inc. 9780471346081, 2015
- [13] P. H. Pathak, X. Feng, P. Hu and P. Mohapatra, "Visible Light Communication, Networking, and Sensing: A Survey, Potential and Challenges," in *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, vol. 17, no. 4, pp. 2047-2077, Fourthquarter 2015
- [14] H. Burchardt, N. Serafimovski, D. Tsonev, S. Videv and H. Haas, "VLC: Beyond point-to-point communication," in *IEEE Communications Magazine*, vol. 52, no. 7, pp. 98-105, July 2014.
- [15] D. C. O'Brien, "Visible Light Communications: Challenges and potential," *IEEE Photonic Society 24th Annual Meeting*, Arlington, VA, 2011, pp. 365-366
- [16] A. C. Boucouvalas, P. Chatzimisios, Z. Ghassemlooy, M. Uysal and K. Yiannopoulos, "Standards for indoor Optical Wireless Communications," in *IEEE Communications Magazine*, vol. 53, no. 3, pp. 24-31, March 2015.



- [17] M.V. Bhalerao, S. S. Sonavane, and V. Kumar, "A Survey of Wireless Communication Using Visible Light," *International Journal of Advances in Engineering & Technology*, vol. 5, no.2, pp. 188-197 ,2013.
- [18] A. Belle et al., "Development of IEEE802.15.7 based ITS services using low cost embedded systems", in *Proc.13thInternational Conference -ITS Telecommunications (ITST)*,2013, vol. 5-7, pp. 419-425.
- [19] R. Ramirez-Iniguez and R. Green, "Indoor optical wireless communication", *IEEE Colloquium on Optical Wireless Communication*, pp. 1-7, 1999
- [20] S. Hranilovic, L. Lampe, S. Hosur and R. D. Roberts, "Visible light communications: the road to standardization and commercialization (Part 2) [Guest Editorial]," in *IEEE Communications Magazine*, vol. 52, no. 7, pp. 62-63, July 2014.
- [21] <https://mentor.ieee.org/802.11/dcn/17/11-17-0962-02-00lc-an-overview-on-high-speed-optical-wireless-light-communications.pdf>
- [22] B. Hussain *et al.*, "A fully integrated IEEE 802.15.7 visible light communication transmitter with on-chip 8-W 85% efficiency boost LED driver," *2015 Symposium on VLSI Circuits (VLSI Circuits)*, Kyoto, 2015, pp. C216-C217.
- [23] K. A. Mehr, S. K. Nobar, and J. M. Niya. "IEEE802.15.7 MAC Under Unsaturated Traffic: Performance Analysis and Queue Modeling." In: *IEEE/OSA Journal of Optical Communications and Networking 7.9* (Sept. 2015), pp. 875–884.
- [24] A. Musa, M. D. Baba, and H. M. A. H. Mansor. "The Design and Implementation of IEEE 802.15.7 Module with ns-2 Simulator." In: *Proc. Int Computer, Communications, and Control Technology (I4CT) Conf.* Sept. 2014, pp. 111–115.
- [25] S. K. Nobar, K. A. Mehr, and J. M. Niya. "Comprehensive Performance Analysis of IEEE 802.15.7 CSMA/CA Mechanism for Saturated Traffic." In: *IEEE/OSA Journal of Optical Communications and Networking 7.2* (Feb. 2015), pp. 62–73
- [26] E. Sarbazi and M. Uysal. "PHY Layer Performance Evaluation of the IEEE 802.15.7 Visible Light Communication Standard." In: *Proc. 2nd Int Optical Wireless Communications (IWOW) Workshop.* Oct. 2013, pp. 35–39
- [27] V. V. Huynh and Y. M. Jang. "Multi-Parameters Based CSMA/ CA for Priority in Visible Light Communication." In: *Proc. Fourth Int. Conf. Ubiquitous and Future Networks (ICUFN).* July 2012, pp. 13–14
- [28] C. G. Gavrinca, J. Baranda and P. Henarejos, "Rapid prototyping of standard-compliant visible light communications system," in *IEEE Communications Magazine*, vol. 52, no. 7, pp. 80-87, July 2014.
- [29] W. Hussain, H. F. Ugurdag, and M. Uysal. "Software Defined VLC System: Implementation and Performance Evaluation." In: *Proc. 4th Int Optical Wireless Communications (IWOW) Workshop.* Sept. 2015, pp. 117–121
- [30] N. A. Abdulsalam et al., "Design and implementation of a vehicle to vehicle communication system using Li-Fi technology", in *Proc. International Conference on Information and Communication Technology Research (ICTRC2015)*, Abu Dhabi, 2015, pp. 136–139.



- [31] M. Y. Abualhoul, O. Shagdar and F. Nashashibi, "Visible Light inter-vehicle Communication for platooning of autonomous vehicles," *2016 IEEE Intelligent Vehicles Symposium (IV)*, Gothenburg, 2016, pp. 508-513.
- [32] Y. Wang, Xingxing Huang, Li Tao and Nan Chi, "1.8-Gb/s WDM visible light communication over 50-meter outdoor free space transmission employing CAP modulation and receiver diversity technology," *2015 Optical Fiber Communications Conference and Exhibition (OFC)*, Los Angeles, CA, 2015, pp. 1-3.
- [33] S. Arai et al., "Multiple LED arrays acquisition for image-sensor-based I2V-VLC using block matching", in *Proc. IEEE 11th Vehicular Technology Conference Consumer Communications and Networking Conference (CCNC)*, 2014, pp. 605-610.
- [34] T. Yamazato et al., "Image-sensor-based visible light communication for automotive applications," *Communications Magazine, IEEE*, vol. 52, no. 7, pp. 88-97, 2014.
- [35] C. Premachandra et al., "Outdoor Road-to-Vehicle Visible Light Communication Using On-Vehicle High-Speed Camera", *International Journal of Intelligent Transportation Systems Research*, Springer US, pp. 1-9, 2014.
- [36] S. J. Lee, J. K. Kwon, S. Y. Jung and Y. H. Kwon, "Simulation modeling of visible light communication channel for automotive applications," *2012 15th International IEEE Conference on Intelligent Transportation Systems*, Anchorage, AK, 2012, pp. 463-468.
- [37] Dang Quang Hien and Myungsik Yoo, "Handover in outdoor Visible Light Communication system," *2017 International Conference on Information Networking (ICOIN)*, Da Nang, 2017, pp. 67-69.
- [38] M. A. Khalighi, C. Gabriel, T. Hamza, S. Bourennane, P. Léon and V. Rigaud, "Underwater wireless optical communication; recent advances and remaining challenges," *2014 16th International Conference on Transparent Optical Networks (ICTON)*, Graz, 2014, pp. 1-4.
- [39] F. Hanson and S. Radic, "High bandwidth underwater optical communication," *Applied Optics*, vol. 47, no. 2, pp. 277–283, Jan. 2008.
- [40] M. A. Khalighi, C. Gabriel, T. Hamza, S. Bourennane, P. Léon and V. Rigaud, "Underwater wireless optical communication; recent advances and remaining challenges," *2014 16th International Conference on Transparent Optical Networks (ICTON)*, Graz, 2014, pp. 1-4.
- [41] Z. Zeng, S. Fu, H. Zhang, Y. Dong and J. Cheng, "A Survey of Underwater Optical Wireless Communications," in *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, vol. 19, no. 1, pp. 204-238, Firstquarter 2017.
- [42] C. M. Ho et al., "A 10m/10Gbit/s underwater wireless laser transmission system," *2017 Optical Fiber Communications Conference and Exhibition (OFC)*, Los Angeles, CA, 2017, pp. 1-3.
- [43] C. Wang, H.-Y. Yu, and Y.-J. Zhu, "A long distance underwater visible light communication system with single photon avalanche diode," *IEEE Photon. J.*, vol. 8, no. 5, pp. 1–11, Oct. 2016.
- [44] G. Zhang, C. Yu, C. Zhu, L. Liu, « Feasibility study of multi-pixel photon counter serving as the detector in digital optical communications”, *Elsevier Optik J.*, vol. 124, no. 22, pp. 8781-5786, 2013



- [45] M. A. Khalighi, T. Hamza, S. Bourennane, P. Léon and J. Opderbecke, "Underwater Wireless Optical Communications Using Silicon Photo-Multipliers," in *IEEE Photonics Journal*, vol. 9, no. 4, pp. 1-10, Aug. 2017.
- [46] H. Chun *et al.*, "LED Based Wavelength Division Multiplexed 10 Gb/s Visible Light Communications," in *Journal of Lightwave Technology*, vol. 34, no. 13, pp. 3047-3052, July1, 1 2016.
- [47] Zunnian Liu *et al.*, "Design and achievement of the visible light Audio communication system," *2016 IEEE Advanced Information Management, Communicates, Electronic and Automation Control Conference (IMCEC)*, Xi'an, 2016, pp. 1770-1773.
- [48] Lih Chieh Png and Kiat Seng Yeo "Foundations of Visible Light Communication Circuits" February 28, 2016
- [49] B. Hussain, X. Li, F. Che, C. Patrick Yue and L. Wu, "Visible Light Communication System Design and Link Budget Analysis," in *Journal of Lightwave Technology*, vol. 33, no. 24, pp. 5201-5209, Dec.15, 15 2015.
- [50] J. Duan, A. Shi and Y. Liu, "A practical indoor visible light communication system," *2014 9th International Symposium on Communication Systems, Networks & Digital Sign (CSNDSP)*, Manchester, 2014, pp. 1170-1175.
- [51] B. Fahs, A. J. Chowdhury and M. M. Hella, "A 12-m 2.5-Gb/s Lighting Compatible Integrated Receiver for OOK Visible Light Communication Links," in *Journal of Lightwave Technology*, vol. 34, no. 16, pp. 3768-3775, Aug.15, 15 2016.
- [52] Wenbo Ding, Fang Yang, Hui Yang, Jintao Wang, Xiaofei Wang, Xun Zhang, Jian Song, "A hybrid power line and visible light communication system for indoor hospital applications", *Computers in Industry*, Volume 68, 2015, Pages 170-178, ISSN 0166-3615,
- [53] D. A. Basnayaka and H. Haas, "Hybrid RF and VLC Systems: Improving User Data Rate Performance of VLC Systems," *2015 IEEE 81st Vehicular Technology Conference (VTC Spring)*, Glasgow, 2015, pp. 1-5.
- [54] D. A. Basnayaka; H. Haas, "Design and Analysis of a Hybrid Radio Frequency and Visible Light Communication System," in *IEEE Transactions on Communications*, vol.PP, no.99
- [55] M. B. Rahaim, A. M. Vegni and T. D. C. Little, "A hybrid Radio Frequency and broadcast Visible Light Communication system," *2011 IEEE GLOBECOM Workshops (GC Wkshps)*, Houston, TX, 2011, pp. 792-796.
- [56] Sakurai Y, Nishimaki K, Toguchi S&SakaneM(2003): A study of seamless communication method with the adequate switching between optical and rf wireless lan. In: *Consumer Electronics, 2003. ICCE. 2003 IEEE International Conference on*, pp. 264–265.
- [57] H. Lv, L. Feng, A. Yang, P. Guo, H. Huang and S. Chen, "High Accuracy VLC Indoor Positioning System With Differential Detection," in *IEEE Photonics Journal*, vol. 9, no. 3, pp. 1-13, June 2017.
- [58] A. Vegni and M. Biagi, "An indoor localization algorithm in a small-cell LED-based lighting system," in *Proc. Int. Conf. Indoor Positioning Indoor Navigat. I*, 2012, pp. 15–19.
- [59] B. Lin, Z. Ghassemlooy, C. Lin, X. Tang, Y. Li and S. Zhang, "An Indoor Visible Light Positioning System Based on Optical Camera Communications," in *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 29, no. 7, pp. 579-582, April1, 1 2017.



- [60] Z. Vatansever and M. Brandt-Pearce, "Visible Light Positioning with Diffusing Lamps Using an Extended Kalman Filter," *2017 IEEE Wireless Communications and Networking Conference (WCNC)*, San Francisco, CA, USA, 2017, pp. 1-6.
- [61] X. Zhang, J. Duan, Y. Fu and A. Shi, "Theoretical Accuracy Analysis of Indoor Visible Light Communication Positioning System Based on Received Signal Strength Indicator," in *Journal of Lightwave Technology*, vol. 32, no. 21, pp. 4180-4186, Nov.1, 1 2014.
- [62] Soo-Yong Jung; Swook Hann; Chang-Soo Park, "TDOA-based optical wireless indoor localization using LED ceiling lamps," in *Consumer Electronics, IEEE Transactions on*, vol.57, no.4, pp.1592-1597, November 2011,
- [63] L. Li, P. Hu, C. Peng, G. Shen, and F. Zhao, "Epsilon: A Visible Light Based Positioning System," in 11th USENIX Symposium on Networked Systems Design and Implementation (NSDI 14). Seattle, WA: USENIX Association, Apr. 2014, pp. 331–343,
- [64] Y.-S. Kuo, P. Pannuto, K.-J. Hsiao, and P. Dutta, "Luxapose: Indoor Positioning with Mobile Phones and Visible Light," in Proceedings of the 20th Annual International Conference on Mobile Computing and Networking, ser. MobiCom '14. New York, NY, USA: ACM, 2014, pp. 447–458.
- [65] S.-H. Yang, H.-S. Kim, Y.-H. Son, and S.-K. Han, "Three-Dimensional Visible Light Indoor Localization Using AOA and RSS With Multiple Optical Receivers," *J. Lightwave Technol.*, vol. 32, no. 14, pp. 2480–2485, Jul 2014]
- [66] <http://www.lighting.philips.com/main/systems/themes/led-based-indoor-positioning>
- [67] Y. K. Cheong, X. W. Ng and W. Y. Chung, "Hazardless Biomedical Sensing Data Transmission Using VLC," in *IEEE Sensors Journal*, vol. 13, no. 9, pp. 3347-3348, Sept. 2013.
- [68] YY.Tan, WY Chung, "Real time biomedical signal transmission of mixed ECG signal and patient information using visible light communication", Conf Proc IEEE Eng Med Biol Soc. 2013;2013:4791-4
- [69] YY.Tan, WY Chung, "Mobile health-monitoring system through visible light communication." *Bio-medical materials and engineering* 24(6):3529-38 · September 2014
- [70] Jones V. et al. (2006) Remote Monitoring for Healthcare and for Safety in Extreme Environments. In: Istepanian R.S.H., Laxminarayan S., Pattichis C.S. (eds) M-Health. Topics in Biomedical Engineering. Springer, Boston, MA
- [71] R. Murai *et al.*, "A novel visible light communication system for enhanced control of autonomous delivery robots in a hospital," *2012 IEEE/SICE International Symposium on System Integration (SII)*, Fukuoka, 2012, pp. 510-516.
- [72] W. A. Cahyadi, T. I. Jeong, Y. H. Kim, Y. H. Chung and T. Adiono, "Patient monitoring using Visible Light uplink data transmission," *2015 International Symposium on Intelligent Signal Processing and Communication Systems (ISPACS)*, Nusa Dua, 2015, pp. 431-434.
- [73] D. R. Dhatchayeny, A. Sewaiwar, S. V. Tiwari and Y. H. Chung, "EEG biomedical signal transmission using visible light communication," *2015 International Conference on Industrial Instrumentation and Control (ICIC)*, Pune, 2015, pp. 243-246.
- [74] T. Yee-Yong, C. Wan-Young, "Mobile health-monitoring system through visible light communication", *Bio-Medical Materials and Engineering*, vol. 24, no. 6, pp. 3529-3538, 2014



- [75] W. Noonpakdee, "Adaptive wireless optical transmission scheme for health monitoring system" in *IEEE third International Conference on Consumer Electronics berlin (ICCE-Berlin)*, 2013, pp. 161-164.
- [76] W. Noonpakdee, "Performance analysis of passive — Active optical wireless transmission for personal health monitoring," *2014 Sixth International Conference on Ubiquitous and Future Networks (ICUFN)*, Shanghai, 2014, pp. 17-21.
- [77] S. S. Torkestani, A. Julien-Vergonjanne and J. P. Cances, "Indoor optical wireless system dedicated to healthcare application in hospital," *2010 7th International Symposium on Communication Systems, Networks & Digital Signal Processing (CSNDSP 2010)*, Newcastle upon Tyne, 2010, pp. 542-546.
- [78] T. Adiono, R. F. Armansyah, S. S. Nolika, F. D. Ikram, R. V. W. Putra and A. H. Salman, "Visible light communication system for wearable patient monitoring device," *2016 IEEE Region 10 Conference (TENCON)*, Singapore, 2016, pp. 1969-1972.
- [79] S.S. Torkestani, "Contribution à l'étude d'un réseau de communication optique sans fils indoor – application à la télésurveillance en milieu hospitalier", décembre 2012, Université de Limoges, XLIM, France
- [80] L. Chevalier, "Performance de l'optique sans fil pour les réseaux de capteurs corporels", décembre 2015, Université de Limoges, XLIM, France
- [81] P. Toumieux, "Conception d'un système d'évaluation à distance de la dépense énergétique liée à une activité physique", décembre 2015, Université de Limoges, XLIM, France
- [82] Ethernet Over Light, Philip Mark, McGill University, 2011
- [83] https://www.nobelprize.org/nobel_prizes/physics/laureates/2014/popular_physicsprize2014.pdf
- [84] D. Andrienko, "Modeling of organic light emitting diodes: From molecular to device properties," *2017 International Conference on Numerical Simulation of Optoelectronic Devices (NUSOD)*, Copenhagen, Denmark, 2017, pp. 101-102.
- [85] Y. P. Wang, S. L. Tsai, S. W. Wu, C. H. Chang and H. H. Chang, "Efficient blue, green, and red transparent organic light-emitting diodes," *2017 24th International Workshop on Active-Matrix Flatpanel Displays and Devices (AM-FPD)*, Kyoto, Japan, 2017, pp. 100-102.
- [86] Z. Ghassemlooy, H. L. Minh, P. Haigh, and A. Burton, "Development of Visible Light Communications: Emerging Technology and Integration Aspects," in *Optics and Photonics Taiwan International Conference (OPTIC) 2012*, 2012, pp. 1
- [87] J. M. Kahn and J. R. Barry, "Wireless infrared communications," in *Proceedings of the IEEE*, vol. 85, no. 2, pp. 265-298, Feb 1997.
- [88] B. Hussain, X. Li, F. Che, C. Patrick Yue and L. Wu, "Visible Light Communication System Design and Link Budget Analysis," in *Journal of Lightwave Technology*, vol. 33, no. 24, pp. 5201-5209, Dec.15, 15 2015.
- [89] http://www.ageta.lt/app/webroot/files/uploads/filemanager/File/info/EN_12464-1.pdf
- [90] https://webstore.iec.ch/preview/info_iec62471%7Bed1.0%7Ddb.pdf



- [91] A. C. Boucouvalas, P. Chatzimisios, Z. Ghassemlooy, M. Uysal and K. Yiannopoulos, "Standards for indoor Optical Wireless Communications," in *IEEE Communications Magazine*, vol. 53, no. 3, pp. 24-31, March 2015.
- [92] J. R. Barry, *Wireless Infrared Communication*, 1st ed. Springer, Aug. 1994
- [93] S.Komiyama et al, "A single-photon detector in the far-infrared range", *Nature* 403 pp.405-407, 2000.
- [94] M. W. Geis *et al.*, "CMOS-Compatible All-Si High-Speed Waveguide Photodiodes With High Responsivity in Near-Infrared Communication Band," in *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 19, no. 3, pp. 152-154, Feb.1, 2007.
- [95] N. Saha, M. S. Iftekhar, N. T. Le and Y. M. Jang, "Survey on optical camera communications: challenges and opportunities," in *IET Optoelectronics*, vol. 9, no. 5, pp. 172-183, 10 2015.
- [96] Y. Imai, T. Ebihara and K. Mizutani, "High-speed visible light communication with image sensor of the low frame rate and polygon mirror," *2014 IEEE 3rd Global Conference on Consumer Electronics (GCCE)*, Tokyo, 2014, pp. 434-438.
- [97] H. Aoyama and M. Oshima, "Visible light communication using a conventional image sensor," *2015 12th Annual IEEE Consumer Communications and Networking Conference (CCNC)*, Las Vegas, NV, 2015, pp. 103-108.
- [98] T. Nguyen, A. Islam, T. Hossain and Y. M. Jang, "Current Status and Performance Analysis of Optical Camera Communication Technologies for 5G Networks," in *IEEE Access*, vol. 5, no. , pp. 4574-4594, 2017.doi: 10.1109/ACCESS.2017.2681110
- [99] P. Dietz, W. Yerazunis, and D. Leigh. Very low-cost sensing and communication using bidirectional leds. In *UbiComp 2003: Ubiquitous Computing*, pages 175{191. Springer, 2003.
- [100] S. Schmid, G. Corbellini, S. Mangold and T. R. Gross, "An LED-to-LED Visible Light Communication system with software-based synchronization," *2012 IEEE Globecom Workshops*, Anaheim, CA, 2012, pp. 1264-1268.
- [101] B. Malik and X. Zhang, "Solar panel receiver system implementation for visible light communication," *2015 IEEE International Conference on Electronics, Circuits, and Systems (ICECS)*, Cairo, 2015, pp. 502-503.
- [102] B. Moline, V. Olivier, C. Le Jallé, «Démonstration d'une plateforme hybride combinant une fonction de récupération d'énergie pour les communications optiques sans fil », 207, UNIVERSITE DE LIMOGES, FRANCE
- [103] Z. Wang, D. Tsonev, S. Videv and H. Haas, "Towards self-powered solar panel receiver for optical wireless communication," *2014 IEEE International Conference on Communications (ICC)*, Sydney, NSW, 2014, pp. 3348-3353.doi: 10.1109/ICC.2014.6883838
- [104] H. Elgala, R. Mesleh, and H. has, "Indoor optical wireless communication: potential and state-of-the-art," *IEEE Communications Magazine*, Vol. 49, no. 9, pp. 56-62, 2011
- [105] F. R. Gfeller and U. Bapst, "Wireless in-house data communication via diffuse infrared radiation," in *Proceedings of the IEEE*, vol. 67, no. 11, pp. 1474-1486, Nov. 1979.
- [106] A.J. Moreira, Rui T. Valadas and A.M. de Oliveira Duarte, "Optical interference produced by artificial light", *Wireless Networks* 3 (1997) 131–140



- [107] Cui K, Chen G, Xu Z & Roberts RD (2010) Line-of-sight visible light communication system design and demonstration. In: Communication Systems Networks and Digital Signal Processing (CSNDSP), 2010 7th International Symposium on, pp. 621–625.
- [108] Z. Ghassemloy, W. Popoola, S. Rajbhandari, *Optical wireless communications, system and channel modeling with MATLAB®*, ISBN 978-1-4398-5188-3, CRC Press, 2012.
- [109] B.T. Phond, "Illumination for computer generated pictures", *Communications of the ACM*, Vol. 18, no. 6, pp. 31-317, 1975
- [110] S. Dimitrov and H. Haas, "Information Rate of OFDM-Based Optical Wireless Communication Systems With Nonlinear Distortion," *J. Lightw. Technol.*, vol. 31, no. 6, pp. 918-929, 2013.
- [111] A. T. Hussein and J. M. H. Elmirghani, "Mobile Multi-Gigabit Visible Light Communication System in Realistic Indoor Environment," in *Journal of Lightwave Technology*, vol. 33, no. 15, pp. 3293-3307, Aug.1, 1 2015.
- [112] A Novel Architecture for Efficient Implementation of Dimmable VPPM in VLC Lightings
- [113] K. Lee and H. Park, "Modulations for Visible Light Communications With Dimming Control," in *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 23, no. 16, pp. 1136-1138, Aug.15, 2011.
- [114] R. Singh, T. O'Farrell and J. P. R. David, "An Enhanced Color Shift Keying Modulation Scheme for High-Speed Wireless Visible Light Communications," in *Journal of Lightwave Technology*, vol. 32, no. 14, pp. 2582-2592, July15, 15 2014.
- [115] E. Monteiro and S. Hranilovic, "Design and Implementation of Color-Shift Keying for Visible Light Communications," in *Journal of Lightwave Technology*, vol. 32, no. 10, pp. 2053-2060, May15, 2014.
- [116] X. Li, R. Mardling, and J. Armstrong, "Channel Capacity of IM/DD Optical Communication Systems and of ACO-OFDM," in Proc. IEEE International Conference on Communications, Glasgow, (ICC). Scotland, 2007, pp. 2128- 2133.
- [117] S. Hussin, K. Puntsri, and R. Noe, "Performance analysis of optical OFDM systems," in Proc. 3rd International Congress on Ultra Modern Telecommunications and Control Systems and Workshops, Budapest, (ICUMT). Hungary, 2011, pp. 1{5
- [118] Rui Hou, Yawen Chen, Jigang Wu, Haibo Zhang, "A Brief Survey of Optical Wireless Communication" Proceedings of the 13th Australasian Symposium on Parallel and Distributed Computing (AusPDC 2015), Sydney, Australia, 27 - 30 January 2015
- [119] Gonzalez, O., Perez-Jimenez, R., Rodriguez, S., Rabad_an, J. & Ayala, A. (2005), Ofdm over indoor wireless optical channel, in 'IEE proceedings-optoelectronics', Vol. 152, IET, pp. 199-204.
- [120] Armstrong, J. & Lowery, A. (2006), 'Power efficient optical ofdm', *Electronics Letters* 42(6), 370{372.
- [121] F. R. Gfeller and U. Bapst. Wireless in-house data communication via diffuse infrared radiation. Proceedings of the IEEE, 67(11) :1474-1486, November 1979.
- [122] John R. Barry, Joseph M. Kahn, William J. Krause, Edward A. Lee, and David G. Messerschmitt. Simulation of multipath impulse response for indoor wireless optical channels. IEEE Workshop on Wireless Local Area Networks, May 1991.



- [123] F. J. Lopez-Hernandez and M. J. Betancor. Dustin : algorithm for calculation of impulse response on ir wireless indoor channels. *Electronics Letters*, 33(21) :1804-1806, Oct 1997.
- [124] Cipriano R. Lomba, Rui T. Valadas, and A. M. de Oliveira Duarte. Efficient simulation of the impulse response of the indoor wireless optical channel. *International Journal of Communication Systems*, 13(7-8) :537-549, 2000.
- [125] A. Appel. Some techniques for shading machine renderings of solids. *AFIPS Conference Proc*, 32 :37-45, 1968.
- [126] J. P. Rossi, J. C. Bic, A. J. Levy, Y. Gabillett, and M. Rosen. A ray launching method for radio-mobile propagation in urban area. In *Antennas and Propagation Society International Symposium*, 1991. AP-S. Digest, pages 1540-1543 vol.3, June 1991.
- [127] M. Abtahi and H. Hashemi, "Simulation of indoor propagation channel at infrared frequencies in furnished office environments," *Proceedings of 6th International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*, Toronto, Ont., 1995, pp. 306-310 vol.1.
- [128] 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 System*, Vol. 13, pp. 537-549, 2000
- [129] M. R. Pakravan and M. Kavehrad, "Indoor wireless infrared channel characterization by measurements," in *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 50, no. 4, pp. 1053-1073, Jul 2001.
- [130] <http://www.zemax.com/>
- [131] A. Behloul, "Modélisation et simulation du canal optique sans fils. Application aux télécommunications optiques », Master 2 dissertation, Laboratoire Xlim-SIC UMR CNRS 6172, Université de Poitiers, 2013
- [132] A. Behouli, P. Combeau, L. Aveneau, S. Sahuguède and A. Julien-Vergonjanne, « Efficient simulation of optical wireless channel, Application to WBAN with MISO link », *Procedia Computer Science*, Vol. 40, pp 190-197, 2014
- [133] A. Behloul, "Simulation du Canal Optique Sans Fil Applications aux Communications Optiques Sans Fil", décembre 2016, Université de Poitiers, XLIM, France
- [134] Kwonhyung Lee; Hyuncheol Park; Barry, J.R., "Indoor Channel Characteristics for Visible Light Communications," *Communications Letters, IEEE* , vol.15, no.2, pp.217,219, February
- [135] T. Komine and M. Nakagawa, "A study of shadowing on indoor visible-light wireless communication utilizing plural white LED lightings," *1st International Symposium on Wireless Communication Systems*, 2004, pp. 36-40.
- [136] I. Stefan, H. Elgala and H. Haas, "Study of dimming and LED nonlinearity for ACO-OFDM based VLC systems," *2012 IEEE Wireless Communications and Networking Conference (WCNC)*, Shanghai, 2012, pp. 990-994.
- [137] J.j Tan, C.Q. Zou, S. H. Du, J.T. Tan, « Simulation of MIMO channel characteristics for indoor visible light communication with LEDs », *Optik*, June 2013
- [138] D. Tronghop, J. Hwang, S. Jung, Y. Shin and M. Yoo, "Modeling and analysis of the wireless channel formed by LED angle in visible light communication," *The International Conference on Information Network 2012*, Bali, 2012, pp. 354-357.



- [139] P. Chvojka, S. Zvanovec, P. A. Haigh and Z. Ghassemlooy, "Channel Characteristics of Visible Light Communications Within Dynamic Indoor Environment," in *Journal of Lightwave Technology*, vol. 33, no. 9, pp. 1719-1725, May1, 1 2015
- [140] S. Long, « Modélisation du canal intra-bâtiment et transmission haut-débit pour les communications optiques dans le spectre du visible », Septembre 2016, Institut Fresnel, France
- [141] Parzen, E. (1962), 'On Estimation of a Probability Density Function and Mode', *The Annals of Mathematical Statistics* 33 (3), pp. 1065-1076.
- [142] <https://www.sketchup.com/fr>
- [143] A. Goldsmith, *Wireless Communications*. Cambridge University Press, 2005
- [144] Z. Gong and M. Haenggi, "Mobility and fading: Two sides of the same coin", *IEEE Global Telecommunication Conference (GLOBECOM)*, pp. 1-5, December 2010
- [145] T. Borogovac, M. B. Rahaim, M. Tuganbayeva and T. D. C. Little, "'Lights-off" visible light communications," *2011 IEEE GLOBECOM Workshops (GC Wkshps)*, Houston, TX, 2011, pp. 797-801
- [146] K. Siddiqi, A. D. Raza, S. Sheikh Muhammad, "Visible light communication for V2V intelligent transport system", *Broadband Communications for Next Generation Networks and Multimedia Applications (CoBCom) International Conference on*, pp. 1-4, 2016.
- [147] Preecha Kocharoen, "Visible Light Communication: Importance and Thai Preparations", *Procedia Computer Science*, vol. 86, pp. 51, 2016, ISSN 18770509.
- [148] Wu D, Ghassemlooy Z, Zhong W, et al "Effect of optimal lambertian order for cellular indoor optical wireless communication and positioning systems". *Optical Engineering*. 0001;55(6):066114., 2016
- [149] Y. Hong, L. K. Chen and J. Zhao, "Experimental demonstration of performance-enhanced MIMO-OFDM visible light communications," *2017 Optical Fiber Communications Conference and Exhibition (OFC)*, Los Angeles, CA, 2017, pp. 1-3.
- [150] H. Chen, Z. Xu, Q. Gao and S. Li, "A 51.6 Mbps Experimental VLC System Using A Monochromic Organic LED," in *IEEE Photonics Journal*, vol. PP, no. 99, pp. 1-1.
- [151] Y. Zhou, J. Zhao, M. Zhang, J. Shi and N. Chi, "2.32 Gbit/s phosphorescent white LED visible light communication aided by two-staged linear software equalizer," *2016 10th International Symposium on Communication Systems, Networks and Digital Signal Processing (CSNDSP)*, Prague, 2016, pp. 1-4.
- [152] <http://www.mouser.com/ds/2/90/C513A%20WSN%20WSS%20MSN%20MSS%201042-268537.pdf>
- [153] <https://www.raspberrypi.org/>
- [154] <https://pypi.python.org/pypi/RPi.GPIO>
- [155] <http://wiringpi.com/>
- [156] <http://abyz.co.uk/rpi/pigpio/>
- [157] <http://docs-europe.electrocomponents.com/webdocs/04ef/0900766b804ef25c.pdf>



Publications personnelles

Revue

[1] C. Le Bas, S. Sahuguede, A. Julien-Vergonjanne, "Theoretical and Experimental Approach for the Design of an Optical Wireless Physical Activity Monitoring System," *2017 International Journal of Wireless Information Networks*, (), 1-13

Conférences internationales

[2] C. Le Bas, S. Sahuguede, A. Julien-Vergonjanne, A. Behlouli, P. Combeau and L. Aveneau, "Impact of receiver orientation and position on Visible Light Communication link performance," *2015 4th International Workshop on Optical Wireless Communications (IWOW)*, Istanbul, 2015, pp. 1-5.

[3] C. Le Bas, L. Chevalier, P. Toumieux, S. Sahuguede and A. Julien-Vergonjanne, "Experimental study of an optical wireless physical activity monitoring system," *2016 10th International Symposium on Medical Information and Communication Technology (ISMICT)*, Worcester, MA, 2016, pp. 1-5.

[4] C. Le Bas, S. Sahuguede, A. Julien-Vergonjanne, A. Behlouli, P. Combeau and L. Aveneau, "Human body impact on mobile visible light communication link," *2016 10th International Symposium on Communication Systems, Networks and Digital Signal Processing (CSNDSP)*, Prague, 2016, pp. 1-6.

[5] (En cours de parution) C. Le Bas, H. Thai-bang, S. Sahuguede, A. Julien-Vergonjanne, "Lighting fixture communicating in infrared and visible for indoor health monitoring," *2017 19th International Conference on E-health Networking, Application & Service (HealthCom), China, 2017, pp. 1-6*

[6] (En cours de parution) , A. Behlouli, P. Combeau, L. Aveneau, S. Sahuguede, A. Julien-Vergonjanne, C. Le Bas "Impact of Physical and Geometrical Parameters on Visible Light Communication Links," *RTUWO '17 Advances in Wireless and Optical Communication,, Leetonia, 2017, pp. 1-6*



Annexe I : Exemple de fichier de simulation utilisé avec le logiciel RaPSor

```
<?xml version="1.0" encoding="UTF-8"?><scene physics="Light" script="yes" xml_tb_version="3.1">
  <frequencies>3000000000000 3000000000000 500</frequencies>
  <area noFace="true">-1 -1 7 7</area>
  <Receiver model="Disc">
    <position>2.5 2.5 1.2</position>
    <direction>0 0 1</direction>
    <area>0.0001</area>
    <fov>85</fov>
  </Receiver>
  <transmitters model="Point">
    <transmitter>
      <position>2.5 2.5 2.9</position>
      <direction>0 0 -1</direction>
      <m>1</m>
    </transmitter>
  </transmitters>
  <simulator model="MC Ray Gathering" mode="MISO">
    <nbRay>40000</nbRay>
    <nbThreads>8</nbThreads>
    <useDirect>yes</useDirect>
    <onlyLastReflection>no</onlyLastReflection>
    <step>1.5e-10</step>
    <length>6e-08</length>
  </simulator>
  <reflectionNumber>3</reflectionNumber>
  <brdf name="general" model="Lambertian">
    <rho>0.73</rho>
  </brdf>
  <brdf name="ceiling" model="Lambertian">
    <rho>0.73</rho>
  </brdf>
  <brdf name="floor" model="Lambertian">
    <rho>0.3</rho>
  </brdf>
</scene>
```



```
</brdf>
<face brdf="floor"> <!-- sol -->
  <vertices>
    0 0 0
    5 0 0
    5 5 0
    0 5 0
  </vertices>
</face>
<face brdf="ceiling"> <!-- plafond -->
  <vertices>
    0 0 3
    5 0 3
    5 5 3
    0 5 3
  </vertices>
</face>
<face brdf="general"> <!-- mur est -->
  <vertices>
    5 0 0
    5 5 0
    5 5 3
    5 0 3
  </vertices>
</face>
<face brdf="general"> <!-- mur ouest -->
  <vertices>
    0 0 0
    0 5 0
    0 5 3
    0 0 3
  </vertices>
</face>
<face brdf="general"> <!-- mur sud -->
  <vertices>
    0 0 0
```



```
5 0 0
5 0 3
0 0 3
</vertices>
</face>
<face brdf="general"> <!-- mur nord -->
  <vertices>
    0 5 0
    5 5 0
    5 5 3
    0 5 3
  </vertices>
</face>
</scene>
```



1.8104436503284262E-10	2.321741565919504E-10	2.1062163009457488E-10	2.812872087644111E-10
2.570803309034618E-10	3.2655621684310347E-10	2.52630954393148E-10	3.381044557571489E-10
3.2451340900119936E-10	4.1653416897926763E-10	5.004439781437443E-10	3.7371574962311446E-10
4.081726334007832E-10	4.880069421805365E-10	5.438303793426206E-10	5.305863934744376E-10
5.547853194715159E-10	5.202990994812436E-10	7.413923179434861E-10	6.519120229512213E-10
5.048566778829498E-10	6.115263556536659E-10	6.042230813168584E-10	7.868902005018978E-10
1.057854497518294E-9	1.0828868877084973E-9	1.2722984020316362E-9	1.3279298919832393E-9
1.59853264283825E-9	1.8272886885721795E-9	1.5589062681186144E-9	2.156655376810816E-9
1.8781293328233326E-9	2.1701442164427895E-9	2.098255821618725E-9	2.2203839422099176E-9
2.7005338118599113E-9	2.490678053695859E-9	2.274915220629942E-9	2.500297790530672E-9
2.55300849146354E-9	2.522507904492802E-9	2.8898064079487347E-9	2.4358979880265995E-9
2.98375107916187E-9	2.6631052964952602E-9	2.7614506846538082E-9	2.564392250937516E-9
2.5042728059440055E-9	2.475600839898919E-9	2.544311192911216E-9	2.580412426213204E-9
2.8520676869362714E-9	2.8312098528381573E-9	2.3391503828643964E-9	2.8510691469363855E-9
2.527218438047123E-9	2.2263228918916993E-9	2.1656873831810667E-9	2.2074767555767492E-9
1.8580404662743456E-9	2.3773855012572992E-9	2.2022106315503277E-9	2.379256697473499E-9
2.519594639049282E-9	2.1297023890994517E-9	1.8377677253098832E-9	2.0015520360105844E-9
2.077752980239545E-9	2.2119293679593662E-9	2.334132378386671E-9	1.7270901129545075E-9
2.4752635015317957E-9	1.9614317982942953E-9	1.9267874131172177E-9	1.6772139640298814E-9
1.5611474917636027E-9	2.164233992401008E-9	1.8079072326128525E-9	1.6044268644241408E-9
1.8262658452741764E-9	2.0307637631707515E-9	1.643037969339107E-9	1.9420310716182926E-9
1.7310358849158394E-9	1.915563541297074E-9	1.559300603926067E-9	1.879899287087319E-9
1.6172501173716157E-9	1.3509775566094112E-9	1.4009674127012898E-9	1.606011263254036E-9
1.2237912960249546E-9	1.4709052141373686E-9	1.5543957619655671E-9	1.1990172737785181E-9
1.3366823679101542E-9	1.370432866626479E-9	1.1374588488799428E-9	1.448068967543547E-9
1.1862075705238743E-9	1.2206533674913809E-9	1.1417302455882601E-9	1.0892041430195399E-9
1.1605682317623853E-9	9.7376895382333E-10	8.439911600319295E-10	8.425103855919484E-10
8.960970256449367E-10	7.268846456957622E-10	9.005585410564134E-10	5.59314400507096E-10
8.391451976772393E-10	7.186873118209432E-10	4.438592593449857E-10	4.908073061004122E-10
4.647605816047962E-10	5.481483087961005E-10	6.155433292639979E-10	2.645049961063479E-10
3.5708295604745814E-10	3.400910042642268E-10	3.9830645077562446E-10	3.7347529732746933E-10
4.813969031554978E-10	5.162147574288925E-10	2.6862558664394895E-10	2.9270960018939706E-10
3.173591587147196E-10	3.215189521471193E-10	2.980018730694182E-10	3.6841723176674304E-10
2.335053233172799E-10	2.8199013339858134E-10	3.3653550033225014E-10	1.5253057684707259E-10
1.6598845701274483E-10	2.1898421849242015E-10	2.959950657869869E-10	2.4322132248229597E-10
1.2995732261574914E-10	5.884907699038289E-11	1.932903595908775E-10	3.271129516156449E-10
1.5322109607558425E-10	1.627719306628772E-10	1.6878187902265874E-10	1.7500907002030637E-10
2.1566818453828453E-10	2.880896816782826E-10	1.6251643341606764E-10	1.5904161816998442E-10
2.4685695196677444E-10	1.2962006212271838E-10	1.2542073305153782E-10	1.0712653444224021E-10
2.467474363755567E-10	1.3573802996047302E-10	3.1482694783012427E-11	3.8334717647138245E-11
7.427716766224836E-11	7.280314127091703E-11	7.34218082942743E-11	6.383577126786462E-11
4.892683849741578E-11	9.991428147853967E-11	2.8557647841072398E-11	3.744348156986114E-11

</depth> </frequency> </irf></simulation>



Annexe III – Liste de paramètres de simulation pour le canal VLC

Paramètres généraux

Paramètres	Valeurs
Dimension [X Y Z]	5x5x3 [m]
Hauteur du plan récepteur	1.2 [m]
Position des émetteurs [X Y Z]	
T1	[1.25 1.25 3] [m]
T2	[1.25 3.75 3] [m]
T3	[3.75 3.75 3] [m]
T4	[3.75 1.25 3] [m]
Orientation	-90 [°]
Coefficient de réflexion	
Plafond/mur	0.73
Sol	0.18
Emetteur	
Ordre lambertien	1
Récepteur	
A_{eff}	1 [cm ²]
FOV	65 [°]
Sensibilité	0.48
RaPSor	
Type	« Ray-Gathering »
Nombres de rayons	40000
Echantillonnage	0.02 [ns]
Durée d'observation	600 [ns]
Nombre de réflexions optiques	3

Tableau A3.1 – Paramètres utilisés pour l'environnement VLC considéré

Cas de référence

Paramètres	Valeur
Récepteur	
Orientation	+90 [°]

Tableau A3.2 – Paramètres des récepteurs associés au cas de référence VLC

Prise en compte du changement d'orientations du récepteur

Paramètres	Valeur
Récepteur	
Orientation	
θ	$[0, \pi/3]$
φ	$[0, 2\pi]$
r	1
Pas	$\pi/6$

Tableau A3.3 – Paramètres des récepteurs VLC



Prise en compte de l'ensemble des paramètres liés à la mobilité du récepteur

Paramètres	Valeur
Corps	
Modèle	
Coefficient de réflexion	0.1 ou 0.9
Récepteur	
Orientation	
θ	$[0, \pi/3]$
φ	$[0, 2\pi]$
r	1
Pas	$\pi/6$
Distance par rapport au corps	$[0.05, 0.3]m$

Tableau A3.4 – Paramètres des récepteurs dans le cas du changement d'orientation VLC



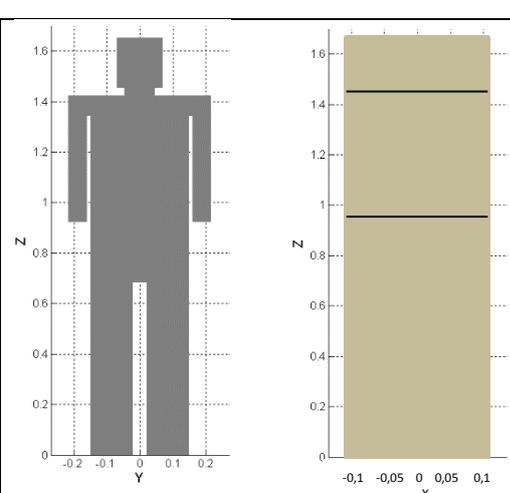
Annexe IV : Liste des paramètres de simulation pour le lien IR

Paramètres généraux

Paramètres	Valeurs
Dimension	5x5x3 [m]
Photocourant de bruit ambiant	200 [μ A]
Récepteurs	
Position R1 [X Y Z]	[1.25 1.25 3] [m]
Position R2 [X Y Z]	[1.25 3.75 3] [m]
Position R3 [X Y Z]	[3.75 3.75 3] [m]
Position R4 [X Y Z]	[3.75 1.25 3] [m]
Orientation	-90 [$^{\circ}$]
FOV	45 [$^{\circ}$]
Surface	34.5 [mm ²]
Sensibilité	1
Emetteur	
Hauteur	1.5 m
Ordre lambertien	2
Nombre de positions	1000
Coefficient de réflexion	
Plafond/mur	0.73
Sol	0.18
RaPSor	
Type	« Ray-Gathering »
Nombres de rayons	40000
Echantillonnage	0.02 [ns]
Durée d'observation	600 [ns]
Nombre de réflexions optiques	3

Tableau A4.1 – Paramètres utilisés pour l'environnement considéré

Prise en compte de l'ensemble des paramètres liés à la mobilité de l'émetteur

Paramètres	Valeur
Corps	
Modèle	
	(vue de face) (vue de côté)
Coefficient de réflexion	0.1 ou 0.9



Récepteur	
Orientation	
θ	$[0, \pi/3]$
φ	$[0, \pi]$
r	1
Pas	$\pi/6$

Tableau A4.2 – Paramètres des récepteurs dans le cas du changement d'orientation



Annexe V : Description du dispositif portable communiquant en IR

Le dispositif portable est composé de trois parties : le microcontrôleur, l'accéléromètre et l'émetteur. Les données issues de l'accéléromètre sont acquises par le microcontrôleur. Elles sont ensuite mises en forme via le module d'émission par optique sans fils.

- L'accéléromètre

L'accéléromètre utilisé dans ce dispositif est un accéléromètre trois axes (référence : MMA7631LC Freescale). Ce composant bas coût et qui a une forte sensibilité (800 mV/g à 1.5g), renvoie les valeurs d'accélération brutes sur les axes X, Y et Z sur 3 entrées analogiques du microcontrôleur.

- Le microcontrôleur

Afin de récupérer les données de l'accéléromètre et de les traiter avant envoi au module d'émission, on utilise une carte à microcontrôleur de type ARDUINO. Ces cartes sont idéales pour le développement rapide et à bas coût d'applications embarquées simples. Afin de minimiser l'encombrement, une carte ARDUINO Mini (16MHz, 5V) équipée d'un microcontrôleur Atmega328 a été choisie. Les données analogiques sont acquises toutes les 0.1s et numérisées à l'aide d'un convertisseur analogique numérique 10 bits. Elles sont ensuite traitées à minima afin de constituer des trames ensuite transmises sur le port série via la broche TX de la carte à la fréquence normalisée de 4.8 kHz. Aussi, on utilise une sortie numérique de la carte pour générer un signal PWM utilisé comme sous porteuse par le module d'émission optique sans fil.

- L'émetteur

La partie dédiée au dispositif d'émission a été réalisée sur un circuit imprimé indépendant relié à la carte ARDUINO. Ce circuit permet de mettre en forme les trames transmises sur le port série avec le signal PWM comme une sous porteuse. Un circuit logique permet aussi l'inversion des données puisqu'avec les récepteurs choisis (décrits en Annexe III) une succession de paquets d'impulsions sera traduit pas un niveau bas.

Afin de commander la LED, on utilise un MOSFET (FDN340P). De plus, cette carte a été conçue afin de permettre un changement facile de la LED d'émission ainsi que de la résistance qui commande le courant arrivant sur la LED, et donc la puissance d'émission optique du système.

L'ensemble des parties constituant le dispositif est contenu dans un boîtier de dimension 60x57x25mm. Pour faire fonctionner l'ensemble du système, on utilise une batterie 9V.

- Constitution des trames

La composition d'une trame est illustrée en figure A.1. Comme on peut le voir, les informations de l'accéléromètre ne sont pas les seules à être transmises. Pour chaque trame, on émet ainsi un total de 10 octets.



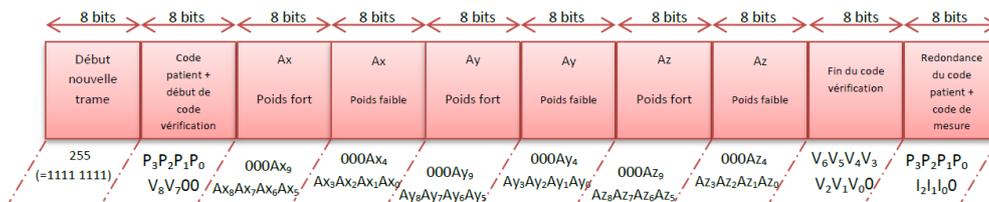


Figure A5.1 – Composition de la trame d'envoi des données

Les données issues de chaque axe X, Y et Z sur 10 bits issues de l'accéléromètre sont séparées en deux octets contenant les 5 bits de poids fort pour le premier et les 5 de poids faible pour le second, soit 6 octets au final transmis au milieu de la trame (Ax, Ay, Az).

Le premier octet permet d'identifier le début de la trame (header), et correspond à 255 (soit 1111 1111 en binaire). Le dernier octet comprend un code associé au patient (P3P2P1P0) ainsi qu'une variable « codeMesure » qui est une variable sur 3 bits incrémentée de 0 à 7 à chaque trame transmise. Cette variable est utilisée pour l'estimation des données perdues en réception.

On trouve aussi un code de vérification, la variable « codeVerif », codée sur 9 bits (V8...V0) et qui représente le résultat de la somme des 5 bits de poids fort des accélérations sur x,y et z ainsi que du « codeMesure ». Ce code de vérification permet de vérifier l'intégrité des données reçues. Il est séparé sur deux octets : les bits V6...V0 sont transmis avant le dernier octet. Les deux bits de poids fort (V8V7) sont transmis sur le deuxième octet qui reprend aussi le code patient afin d'ajouter de la redondance dans la transmission.

L'intégration de la donnée « codeMeure » dans le calcul du code de vérification est une évolution par rapport à la version présentée dans [ref thèse pascal] qui permet d'éviter de faire des erreurs sur le code de mesure et donc de mal évaluer les trames erronées ou perdues.



Annexe VI : Algorithme de décodage voie montante

En ce qui concerne le système de surveillance par optique sans fils dans le domaine de l'infrarouge, on considère qu'un paquet peut être perdu pour deux raisons :

- La trame est déclarée « non valide »
- Le signal n'est pas reçu : amplitude trop faible ou présence d'obstacles

Pour estimer le nombre de paquets perdus, on se base sur la variable « codeMesure » contenu dans la trame de donnée émise. Celle-ci est incrémentée de 0 à 7 en fonction du nombre de paquet émis. On utilise l'algorithme présenté sur la figure suivante A.4 pour déterminer le taux de perte de paquet $TPP = (\text{nombre de paquets perdus})/(\text{nombre de paquets émis})$.

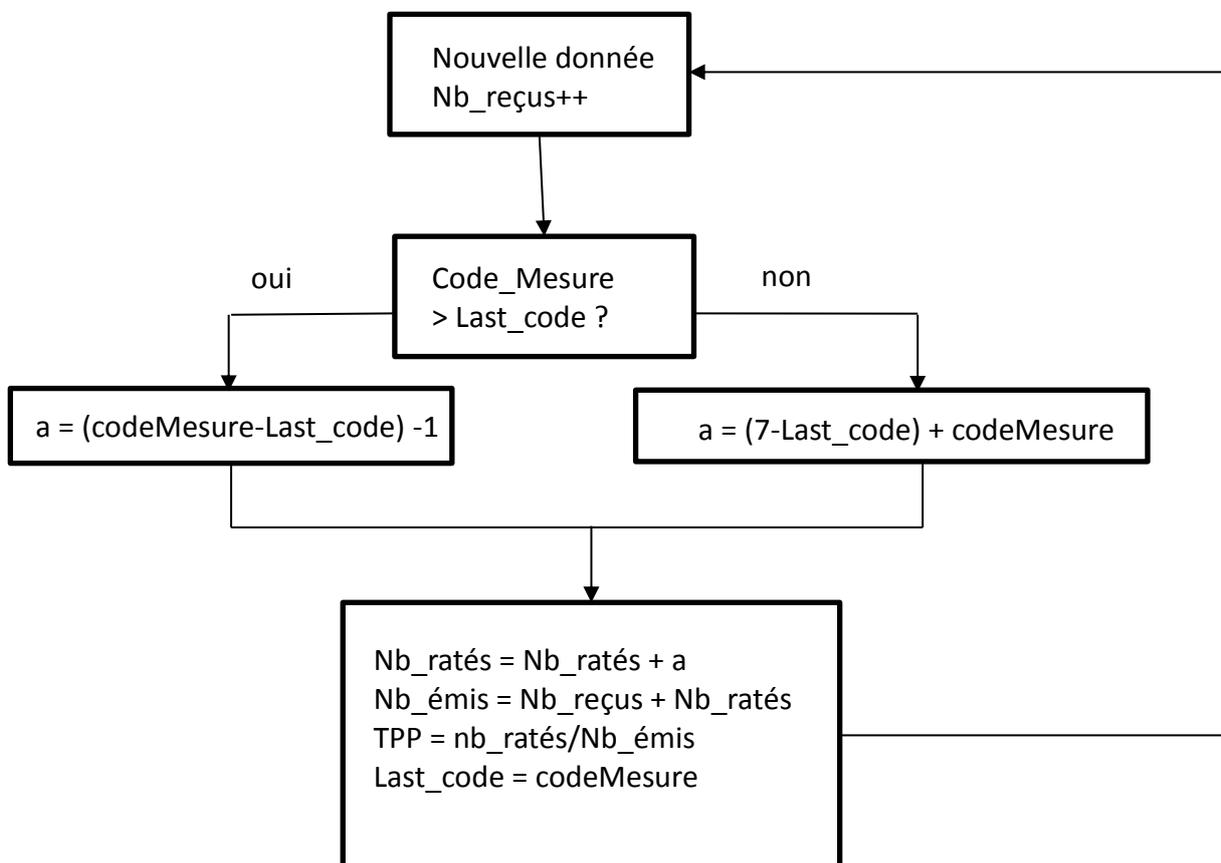


Figure A6.1 – Algorithme simplifié pour la détermination du pourcentage de paquets perdus



Annexe VII : Mesures de BER effectuées sur le banc VLC

Ve = 10.5 V					
D (m)	V _{seuil} = 1.5 V	V _{seuil} = 1.2 V	V _{seuil} = 1 V	V _{seuil} = 0.75 V	V _{seuil} = 0.5 V
0.2	65 %	27 %	0.2 %	0.1 %	0.1 %
0.3	75 %	0.1 %	0.3 %	0.2 %	0.3 %
0.4	/	33 %	9 %	8 %	2 %
0.5	/	50 %	29 %	25 %	27 %
0.6	/	/	50 %	47 %	45 %
0.7	/	/	/	50 %	50 %
0.8	/	/	/	/	/
0.9	/	/	/	/	/
1	/	/	/	/	/

Tableau A7.1 – Evolution du BER pour différents seuils de comparateur pour Ve = 10.5V

Ve = 11 V					
D (m)	V _{seuil} = 1.5 V	V _{seuil} = 1.2 V	V _{seuil} = 1 V	V _{seuil} = 0.75 V	V _{seuil} = 0.5 V
0.2	20 %	33 %	20 %	3 %	12 %
0.3	7 %	32 %	0.4 %	0.1 %	10 %
0.4	0.2 %	27 %	0.3 %	0.2 %	10 %
0.5	44 %	0.4 %	0.9 %	0.4 %	16 %
0.6	84 %	20 %	22 %	4 %	11 %
0.7	/	42 %	38 %	22 %	9%
0.8	/	50 %	50 %	50 %	1 %
0.9	/	/	/	/	50 %
1	/	/	/	/	/

Tableau A7.2 – Evolution du BER pour différents seuils de comparateur pour Ve = 11V

Ve = 12 V					
D (m)	V _{seuil} = 1.5 V	V _{seuil} = 1.2 V	V _{seuil} = 1 V	V _{seuil} = 0.75 V	V _{seuil} = 0.5 V
0.2	40 %	34 %	18 %	8 %	13 %
0.3	11 %	32 %	15 %	2 %	11 %
0.4	0.1 %	22 %	0.3 %	0.1 %	12 %
0.5	46 %	0.2 %	0.2 %	0.3 %	9 %
0.6	72 %	12 %	30 %	0.5 %	7 %
0.7	/	50 %	38 %	17 %	5 %
0.8	/	50 %	50 %	44 %	0.8 %
0.9	/	/	/	/	22 %
1	/	/	/	/	50 %

Tableau A7.3 – Evolution du BER pour différents seuils de comparateur pour Ve = 12V



Abréviations

BER : Bit Error Rate
CDF : Cumulative Density Function
CSK : Color Shift Keying
DD : Direct Detection
DSP : Densité Spectrale de Puissance
FOV : Field of View
FSO : Free Space Optics
GPIO : General Purpose Input/Output
IrDa : Infrared Data Association
IES : Interférence Entre Symboles
IM : Intensity Modulation
IoT : Internet des objets
IR : Infrarouge
LED : Light Emitting Device
LD : Laser Diodes
LOS : Line Of Sight
MC : Monte Carlo
MIMO : Multiple Input, Multiple Output
MISO : Multiple Input, Single Output
NLOS : Non Line Of Sight
OFDM : Orthogonal Frequency-Division Multiplexing
OLED : Organic LED
OOK : On-Off Keying
IES : Interférence Entre Symboles
OWC : Optical Wireless Communication
PER : Paquet Error Rate
PDF : Probability Density Function
PLC : Power Line Communication
PPM : Pulse Position Modulation
RF : Radiofréquence
RGB : Red Green Blue
RI : Réponse Impulsionnelle
RG : Ray-Gathering



RMS : Root Mean Square
RS : Ray-Shooting
RVB : Rouge Vert Bleu
SC : Selection Combining
SIMO : Single Input, Multiple Output
SISO : Single Input, Single Output
SNR : Signal to Noise Ratio
SwC : Switch Combining
UV : Ultra-Violet
VLC : Visible Light Communication
VPPM : Variable Pulse Position Modulation



Table des illustrations

Figure I-1 : Spectre optique de l'ultraviolet à l'infrarouge	14
Figure I-2 : Le photophone de Graham Bell (1880).....	15
Figure I-3 : Illustration des applications utilisant les VLC en milieu intérieur	17
Figure I-4 : Couches PHY I du standard IEEE 802.15.7 [22]	20
Figure I-5 : Illustration des applications VLC en extérieur.....	21
Figure I-6 : Exemple d'une configuration VLC point à point.....	23
Figure I-7 : Illustration de systèmes VLC appliqués au domaine médical	25
Figure I-8 : Scénario considéré dans ce document.....	27
Figure II-1 : Fonctionnement IM/DD [82]	29
Figure II-2 : Représentation standard d'un composant LED	30
Figure II-3 : Exemple d'évolution de la puissance émise d'une LED en fonction du courant de polarisation appliqué.....	31
Figure II-4 : Génération d'une lumière blanche avec : (a)une LED bleue et phosphore, (b) une LED rouge verte bleue.....	33
Figure II-5 : Impact sur le spectre optique de la température de couleur d'une LED du commerce (CS13A-WSN-CXZ0231).....	33
Figure II-6 : Illustration de l'ordre de rayonnement m d'une source.....	34
Figure II-7 : Evolution de la valeur « m » en fonction de l'angle à mi-puissance	35
Figure II-8 : Evolution de la sensibilité de l'œil humain en fonction de la longueur d'onde.....	36
Figure II-9 : Evolution de la puissance optique en fonction du flux lumineux pour les trois profils de température	38
Figure II-10 : Fonctionnement des capteurs (a) CCD et (b) CMOS	43
Figure II-11 : Illustration du potentiel des cellules solaires.....	44
Figure II-12 : Impact des différentes sources de bruits optiques comparé à la réponse en fréquence d'une photodiode [82]	45
Figure II-13 : Schéma d'une chaîne de communication par optique sans fil	47
Figure II-14 : Les différents modes de propagation en optique sans fil	48
Figure II-15 : Illustration d'un lien LOS entre un émetteur et un récepteur	49
Figure II-16 : Illustration d'un lien optique à une réflexion entre un émetteur et un récepteur.....	51
Figure II-17 : Symboles associés à la modulation OOK.....	55
Figure II-18 : Comparaison des codes Manchester et NRZ.....	55
Figure II-19 : Les symboles de la modulation VPPM	56
Figure II-20 : Exemple d'une modulation CSK avec 8 symboles	56
Figure II-21 : Méthode utilisée pour réaliser une simulation à l'aide du logiciel RaPSor	59
Figure III-1 : Présentation du scénario VLC étudié	62



Figure III-2 : Réponses impulsionnelles obtenues avec le logiciel RaPSor correspondant à chaque réflexion optique pour la configuration étudiée.....	64
Figure III-3 : Positions des récepteurs pour l'étude de l'impact du modèle de source.....	66
Figure III-4 : Evolution du gain optique $H(0)$ pour différentes positions en fonction du nombre de réflexions considérées.....	67
Figure III-5 : Evolution du coefficient de réflexion de différents matériaux pour (a) le domaine du visible, (b) le domaine de l'infrarouge.....	69
Figure III-6 : Représentation de la répartition spectrale d'une source optique froide ainsi que de la réflectivité associée au plâtre et au plastique en fonction de la longueur d'onde.....	70
Figure III-7 : Environnement considéré.....	72
Figure III-8 : Evolution de l'éclairement minimal, moyen et maximal en fonction de la puissance émise.....	74
Figure III-9 : Représentation 3D de l'éclairage pour une puissance d'émission totale de 13.1 W, à une hauteur de 1.2 m.....	74
Figure III-10 : Exemple d'approche statistique pour la répartition de récepteurs en considérant N positions aléatoires.....	76
Figure III-11 : PDF($H(0)$) en fonction du nombre N de positions de récepteur.....	77
Figure III-12 : – CDF du gain pour $N = 1000$ et $N = 10000$	78
Figure III-13 : Répartition 3D de la valeur de R_{bmax} dans l'environnement considéré.....	79
Figure III-14 : CDF(H_0) dans les cas d'une hauteur de récepteur fixe d'une part et variable d'autre part.....	80
Figure III-15 : Illustration : (a) des coordonnées sphériques, (b) du cône de mouvement du récepteur.....	81
Figure III-16 : PDF des gains associés aux cas de référence et à celui d'un récepteur mobile avec changement d'orientations.....	82
Figure III-17 : Illustration des différents paramètres liés au corps considérés.....	83
Figure III-18 : Différents modèles de corps étudiés.....	84
Figure III-19 : PDF du gain pour différents modèles de corps avec un coefficient de réflexion $\rho_1 = 0.1$	85
Figure III-20 : PDF du gain pour différents modèles de corps avec un coefficient de réflexion $\rho_2 = 0.7$	85
Figure III-21 : PDF du gain pour différents modèles de corps avec un coefficient de réflexion $\rho_1 = 0.1$	86
Figure III-22: PDF du gain pour les différents cas considérés.....	88
Figure III-23 : CDF du gain pour les différents cas considérés.....	88
Figure III-24: CDF des gains pour d'un récepteur mobile avec corps considérant les cas avec et sans changements d'orientation, et ce pour deux valeurs de ρ : 0.1 et 0.9.....	90
Figure III-25 : Evolution de la valeur du coefficient de réflexion en fonction de la longueur d'onde pour différents types de vêtements et de peaux [133].....	90
Figure III-26 : CDF des gains pour un récepteur mobile avec corps considérant les cas avec et sans changements d'orientations pour $D_{recep} = 50$ mm et 300 mm.....	91



Figure III-27 : CDF des gains pour un récepteur avec corps mobile sans changement d'orientation pour différents cas	92
Figure III-28 : Evolution de $\Delta H(0)$ en fonction de ρ_{corps} pour différentes valeurs de CDF($H(0)$)	93
Figure III-29 : Evolution des valeurs de R_{bmax} en fonction de la distance corps-récepteur D_{recep} pour plusieurs valeurs de coefficient de réflexion du corps.....	93
Figure IV-1 : Résumé du concept de lien de communication IR/VLC	98
Figure IV-2 : Evolution du BER en fonction du SNR pour une modulation OOK	100
Figure IV-3 : Illustration du scénario associé à la voie descendante VLC	101
Figure IV-4 : P_{out} obtenue pour un lien de communication en voie descendante utilisant les VLC pour deux valeurs de ρ_{corps}	103
Figure IV-5 : Evolution des P_{out} obtenues en considérant la puissance minimale à émettre pour atteindre $P_{\text{out}}(16.1 \text{ dB}) = 10^{-1}$, et ce pour différents cas de lien VLC	105
Figure IV-6 : Evolution de l'éclairement moyen en fonction de la puissance émise	105
Figure IV-7 : Définition de l'environnement considéré dans le cas du lien IR	107
Figure IV-8 : PDF de l'évolution des valeurs de gains en fonction du nombre de récepteurs actifs... ..	109
Figure IV-9 : CDF des gains du lien IR pour $N = 1000$ et $N = 10000$	110
Figure IV-10 : PDF du gain du lien IR pour $N = 1000$ et $N = 10000$	110
Figure IV-11 : Illustration : (a) des coordonnées sphériques, (b) du cône de mouvement de l'émetteur	111
Figure IV-12 : PDF et CDF des gains associés au cas avec et sans changements d'orientation pour le canal IR.....	112
Figure IV-13 : Modèle de corps considéré pour le lien IR	113
Figure IV-14: PDF et CDF associées à plusieurs cas sur l'étude de l'impact du corps pour le lien IR	114
Figure IV-15 : Evolution des P_{out} obtenues en considérant la puissance minimale à émettre pour atteindre $P_{\text{out}}(16.1 \text{ dB}) = 10^{-1}$ pour différentes configurations.....	115
Figure IV-16 : Système global de multi-sauts à 2 variables	117
Figure IV-17 : Illustration de la méthode de calcul de la P_{out} globale	118
Figure IV-18 : (a) Valeurs des couples ($P_{\text{out-VLC}}$; $P_{\text{out-IR}}$) permettant de respecter une $P_{\text{out-globale}} = 10\%$, (b) Evolution de ($P_{\text{out-VLC}}$; $P_{\text{out-IR}}$) permettant de respecter $P_{\text{out-globale}} = 10\%$ pour $\text{SNR}_0 = 16.1 \text{ dB}$	119
Figure IV-19 : Evolution des couples (E_{moy} ; $P_{\text{IR-min}}$) pour différentes valeurs de probabilité de rupture globale visées et pour $\rho_{\text{corps1}} = 0.1$	120
Figure IV-20 : Evolution des couples (E_{moy} ; $P_{\text{out-IR}}$) pour différentes valeurs de probabilité de rupture globale visées et pour $\rho_{\text{corps2}} = 0.9$	120
Figure V-1 : Description de l'environnement pour les mesures en voie montante IR	126
Figure V-2 : Schéma de principe du système expérimental IR	127
Figure V-3: PDF des gains LOS et NLOS pour différentes configurations (Z_{var} , $\varphi_{1/2}$).....	129
Figure V-4 : Probabilité de rupture pour $\varphi_{1/2} = 60^\circ$ et pour $Z_{\text{var}} = 0.15\text{m}$ et 1.5m	130
Figure V-5 : Evolution de $\Delta \text{SNR}_0(Z)$ en fonction de l'angle à mi-puissance de l'émetteur $\varphi_{1/2}$	131
Figure V-6 : Probabilité de rupture pour $Z_{\text{var}} = 1.5\text{m}$ et $\varphi_{1/2} = 10^\circ$ et 30°	132



Figure V-7 : Evolution de $\Delta\text{SNR}_0(\varphi_{1/2})$ en fonction de Z_{var}	132
Figure V-8 : Zone de déplacement considérée pour les mesures expérimentales	133
Figure V-9 : Probabilité de rupture pour $\varphi_{1/2} = 30^\circ$ et 10° en considérant plusieurs hauteurs $Z_{\text{var}} = 0.15\text{m}, 0.8\text{m}$ et 1.5m	135
Figure V-10 : Probabilité de rupture pour $\varphi_{1/2} = 30^\circ$ et $Z_{\text{var}} = 1.5, 0.9$ et 0.15 m	136
Figure V-11 : Probabilité de rupture pour $\varphi_{1/2} = 10^\circ$ et $Z_{\text{var}} = 1.5, 0.9$ et 0.15 m.....	137
Figure V-12 : Schéma de fonctionnement du prototype VLC réalisé	138
Figure V-13 : Schéma électrique de la partie émission.....	140
Figure V-14 : Description des broches GPIO sur la Raspberry PI 2 et Raspberry PI 3.....	141
Figure V-15 : Logigramme du programme d'émission	142
Figure V-16 : Exemple de trame générée par le programme d'émission pour une fréquence de 4 kHz	143
Figure V-17 : Schéma de la conversion courant/tension	143
Figure V-18 : Schéma électrique de la réception	144
Figure V-19 : Logigramme du programme de réception	146
Figure V-20 : Circuit réalisé pour le prototype VLC : (a) émission, (b) réception.....	147
Figure V-21 : Vu d'ensemble du banc de test VLC	147
Figure V-22 : Exemple de mesure de la tension V_r en sortie de l'étage d'amplification	148
Figure V-23 : (a) Courant traversant la photodiode en fonction de la distance pour différentes tensions d'émission, (b) évolution théorique du gain $H(0)$ en fonction de la distance	149
Figure V-24 : Evolution du BER pour différentes valeurs de tension V_e appliquées aux LED	150
Figure V-25 : Illustration des signaux reçus pour $V_e = 11$ V, $D = 0.5\text{m}$ et pour un seuil comparateur = 1.20 V : (a) la sortie du suiveur, (b) la sortie du comparateur	151
Figure V-26 : Illustration des signaux reçus pour $V_e = 11$ V, $D = 0.7\text{m}$ et pour un seuil comparateur = 1.20 V: (a) la sortie du suiveur, (b) la sortie du comparateur	151
Figure V-27 : Evolution du BER pour les valeurs de seuils optimaux associés à $V_e = 12$ V, 11 V, 10.5 V	152



Table des tableaux

Tableau I-1 : Contraintes pour différentes applications médicales	26
Tableau II-1 : Comparatif LED et LD	30
Tableau II-2 : Paramètres radiométriques	36
Tableau II-3 : Paramètres photométriques	36
Tableau II-4 : Contraintes d'éclairages associées à divers environnements du médical [89]	39
Tableau II-5 : Groupes des risques liés à l'illumination	40
Tableau II-6 : Temps limite d'exposition en fonction de la longueur d'onde pour chaque niveau de risque	40
Tableau II-7 : Valeur du photocourant I_b généré en fonction de la source dans le domaine du visible [106]	46
Tableau III-1 : Paramètres d'études pour la validation de RaPSor [122]	63
Tableau III-2 : Comparatif des puissances obtenues avec le logiciel RaPSor et issues des travaux de Barry et al [122]	65
Tableau III-3 : Comparatif des puissances reçues P_r en fonction du modèle de la source	66
Tableau III-4 : Gains optiques obtenus pour les matériaux plâtre et plastique pour une valeur de ρ moyen et pour des valeurs discrétisées	71
Tableau III-5 : Paramètres généraux utilisés pour l'environnement considéré	72
Tableau III-6 : Paramètres complémentaires considérés pour le calcul de l'éclairement	73
Tableau III-7 : Paramètres des émetteurs VLC considérés dans la suite ce document	75
Tableau III-8 : Paramètres des récepteurs VLC considérés dans la suite ce document	75
Tableau III-9 : Valeurs de R_{bmax} sans IES en fonction du nombre de positions du récepteur pour le cas de référence VLC	78
Tableau III-10 : Valeurs de R_{bmax} sans IES en fonction dans les cas d'une hauteur de récepteur fixe et variable	80
Tableau III-11 : Valeurs de R_{bmax} sans IES associés aux cas de référence et à celui d'un récepteur mobile avec changements d'orientation	82
Tableau III-12 : Valeurs de R_{bmax} sans IES associées à chaque modèle de corps considéré et pour chaque coefficient de réflexion	86
Tableau III-13 : R_{bmax} maximal sans IES associé à chaque cas considéré	89
Tableau III-14 : Récapitulatif de l'impact des différents facteurs liés à la mobilité sur le gain optique $H(0)$ et la valeur du R_{bmax} sans IES	95
Tableau IV-1 : Valeurs de SNR minimales associées à différents BER pour une modulation OOK ..	100
Tableau IV-2 : Valeurs d'illumination issues des sources optiques externes pour différentes positions dans une pièce [145]	104
Tableau IV-3 : Evolution de la puissance minimale requise et de l'éclairement associé en fonction de la valeur de P_{out} cible	106
Tableau IV-4 : Paramètres utilisés dans le cas de la voie montante IR	107
Tableau IV-5 : Valeur de R_{b-max} sans IES pour différents nombres de positions N d'émetteurs	111



Tableau IV-6 : Valeur du débit maximal atteignable sans IES en tenant compte ou non des variations d'orientations	112
Tableau IV-7 : Valeur du débit maximal atteignable sans IES pour différents cas	114
Tableau IV-8 : Evolution de la puissance minimale requise en fonction de la valeur de P_{out} cible pour le lien IR.....	116
Tableau IV-9 : Valeurs limites P_{IR-min} et $E_{moy-min}$ permettant de respecter un BER = 10^{-10} dans le cas d'un lien bidirectionnel IR/VLC	121
Tableau IV-10 : Valeurs limites P_{IR-min} et $E_{moy-min}$ nécessaire pour respecter diverses applications médicales dans le cas d'un lien bidirectionnel IR/VLC.....	122
Tableau V-1 : Définition des paramètres théoriques considérés afin de comparer les résultats expérimentaux	128
Tableau V-2 : Comparaison entre les résultats expérimentaux (PER) et théoriques (P_{out}) pour différentes hauteurs et angles à mi puissance	134
Tableau V-3 : Taux de perte de paquet (PER) expérimental et théorique (P_{out}) pour plusieurs récepteurs actifs et $\varphi_{1/2} = 30^\circ$	136
Tableau V-4 : Taux de perte de paquet (PER) expérimental et théorique (P_{out}) pour plusieurs récepteurs actifs et $\varphi_{1/2} = 10^\circ$	136
Tableau V-5 : Evolution du BER pour différents seuils de comparateur pour $V_e = 11V$	152



Système de télésurveillance médicale utilisant la technologie de transmission optique sans fil

Cette thèse s'intéresse à l'utilisation de techniques de communications bidirectionnelles par optique sans fil pour le suivi à distance des données médicales d'un patient. Plus précisément, un lien infrarouge est considéré pour la voie montante entre un dispositif porté par le patient et plusieurs récepteurs disposés au plafond. Pour la voie descendante, on étudie un lien en lumière visible, lié aux sources d'éclairage de l'environnement. Afin d'illustrer le potentiel de la technologie pour ce type d'application, la contribution principale est l'étude des performances des canaux de communication infrarouge et visible en considérant le fait que le dispositif est porté par un patient en mouvement dans l'environnement. Après la description générale des communications par optique sans fil, les principes de base et les différentes caractéristiques sont plus particulièrement détaillés dans le domaine du visible dont le composant clé est la source LED pour la double fonction d'éclairage et de communication. La méthode utilisée pour la simulation du canal optique sans fil est basée sur un logiciel de lancer de rayons associé à la technique de Monte-Carlo qui permet une modélisation complexe du scénario de télésurveillance. L'étude du canal en visible a ainsi montré que pour prédire les performances avec fiabilité, il était important de modéliser la présence du corps du patient ainsi que les variations induites par son mouvement sur la position et l'orientation du dispositif porté. De plus, l'impact des propriétés de réflectivité optique du corps ne peut être négligé. La performance globale du lien bidirectionnel Infrarouge/Visible a ensuite été discutée en termes de probabilité de rupture pour les différentes contraintes en débit et en qualité de service associées à la plupart des applications médicales. Les différents résultats illustrent la faisabilité du scénario étudié et donc le potentiel de l'optique sans fil en alternative aux radiofréquences pour des applications de télésurveillance médicale. Pour conclure, des expérimentations en infrarouge permettent de valider les résultats du lien montant. Pour le lien descendant, un premier banc expérimental est présenté, permettant d'envisager de nombreuses perspectives.

Mots-clés : Communication optique sans fil, Visible, Infrarouge, Canal, Simulations Applications médicales, Mobilité, Probabilité de rupture

Medical telesurveillance system using optical wireless communication technology

This thesis focuses on bidirectional optical wireless communication techniques for the indoor monitoring of medical patient data. More precisely, the uplink uses infrared transmissions between a device carried by the patient and several receivers dispatched on the ceiling. For the downlink, the study deals with Visible Light Communications (VLC) using the lighting of the environment. In order to illustrate the potential of this technology for medical monitoring, the main contribution of this study consists in the evaluation of the infrared and visible channel performance considering a wearable device and patient mobility in the environment. After a general description of optical wireless communications, the thesis focuses on basic principles and characteristics of VLC, in particular the LED which is the key component allowing to provide both lighting and communication. The method used for the optical channel simulation is based on ray-tracing method associated with Monte-Carlo technique permitting a complex modeling of the studied scenario. From VLC channel study, it is shown that in order to carefully predict performance, it is important to model the presence of the patient's body and to consider the variations induced by its movement on the position and the orientation of the wearable device. Moreover, the impact of body's reflectivity optical properties cannot be neglected. The overall performance of the Infrared/Visible bidirectional link is then discussed in terms of outage probability for several data rates and qualities of services corresponding to several medical data types. The results highlight the feasibility of the considered monitoring scenario and the potential of optical wireless communication as an alternative for radiofrequencies regarding remote transmission. To conclude, some experimentations contribute to validation for the infrared uplink. Finally, the development of an experimental test bed on the visible downlink opens the way for future tests in order to validate the overall theoretical performances.

Keywords: Optical Wireless Communication, Visible, Infrared, Optical Channel, Simulations, Healthcare applications, Mobility, Outage Probability

