



HAL
open science

Etude et mise en oeuvre de la technologie Li-Fi pour un lit de bébé connecté sans fil et sans radio

Amina Boussebt

► **To cite this version:**

Amina Boussebt. Etude et mise en oeuvre de la technologie Li-Fi pour un lit de bébé connecté sans fil et sans radio. Optique / photonique. Université de Limoges, 2023. Français. NNT : 2023LIMO0091 . tel-04473875

HAL Id: tel-04473875

<https://theses.hal.science/tel-04473875v1>

Submitted on 22 Feb 2024

HAL is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.

Université de Limoges
ED 653 - Sciences et Ingénierie (SI)
Laboratoire Xlim - SRI - Sycomor

Thèse pour obtenir le grade de
Docteur de l'Université de Limoges
Electronique des Hautes Fréquences, Photonique et Systèmes/Télécommunication

Présentée et soutenue par
Amina Boussebt

Le 19 décembre 2023

**Etude et mise en œuvre de la technologie Li-Fi pour un lit de bébé
connecté sans fil et sans radio**

Thèse dirigée par Anne JULIEN-VERGONJANNE et Stéphanie SAHUGUEDE

JURY :

Président du jury

M. Oussama HABACHI, Professeur, Laboratoire LIMOS, Univ. Clermont Auvergne

Rapporteurs

M. Yannis LE GUENNEC, Maître de Conférences HDR, Laboratoire Gipsa-Lab, Univ. Grenoble Alpes

M. Gilles CHABRIEL, Maître de Conférences HDR, IM2NP, Univ. Toulon

Examineurs

M. Oussama HABACHI, Professeur, Laboratoire LIMOS, Univ. Clermont Auvergne

M. Jean-Pierre CANCES, Professeur, Laboratoire XLIM, Univ. Limoges

Mme. Stéphanie SAHUGUEDE, Maître de Conférences, Laboratoire XLIM, Univ. Limoges

Mme. Anne JULIEN-VERGONJANNE, Professeure, Laboratoire XLIM, Univ. Limoges



Épigraphe (citation d'un auteur que vous souhaitez mettre en exergue de votre thèse)

Nom de l'auteur

Remerciements

Écrivez vos remerciements dans cette rubrique (professeurs, amis, famille, etc).

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/>



Table des matières

Introduction générale.....	13
Chapitre I. Etat de l'art.....	16
I.1. Introduction.....	16
I.2. La technologie optique sans fil.....	17
I.2.1. Avantages/Inconvénients.....	17
I.2.2. Principes de base.....	18
I.2.2.1. Emetteurs/Récepteurs.....	18
I.2.2.2. Modulation.....	20
I.2.2.3. Canal optique sans fil.....	21
I.2.3. Méthodes de partage du canal.....	24
I.2.3.1. Techniques d'accès multiple en optique.....	25
I.2.3.2. Techniques utilisées pour des applications de télésurveillance.....	27
I.3. Conclusion.....	28
Chapitre II. Modélisation du canal.....	30
II.1. Introduction.....	30
II.2. Description de l'environnement.....	30
II.3. Outil de modélisation du canal et méthodologie.....	32
II.4. Etude préliminaire : Modélisation du canal pour un lit de bébé connecté.....	34
II.4.1. Paramètres optimaux en considérant l'ensemble des orientations.....	36
II.4.2. Paramètres conduisant aux cas extrêmes.....	37
II.5. Modélisation du canal pour les huit lits de bébé connectés.....	38
II.5.1. Etude des paramètres optimaux de l'émetteur.....	39
II.5.2. Définition des scénarios avec huit lits.....	42
II.5.3. Conclusion.....	45
II.6. Impact de la présence du bébé sur le canal du lit connecté.....	45
II.6.1. Modèle du bébé.....	46
II.6.2. Etude du canal en présence des corps de bébé – émetteurs sur les pieds de lits.....	47
II.7. Etude du canal pour un émetteur porté par le bébé.....	49
II.8. Conclusion.....	51
Chapitre III. Performances de la transmission multi-utilisateurs.....	53
III.1. Introduction.....	53
III.2. Performances des modulations OOK et M-PPM sur canal AWGN.....	53
III.2.1. Performances théoriques des modulations.....	53
III.2.1.1. Modulation OOK.....	54
III.2.1.2. Modulation M-PPM.....	54
III.2.2. Performances en simulation.....	56
III.3. Technique OCDMA pour l'optique sans fil.....	60
III.3.1. Codes OOC.....	60
III.3.2. Emetteur OCDMA avec OOC.....	61
III.3.3. Récepteur OCDMA avec OOC.....	63
III.4. Performances théoriques d'une transmission multi-utilisateurs avec la technique OCDMA.....	65
III.4.1. Hypothèses et développement théorique.....	65
III.4.2. Validation de l'analyse théorique.....	67
III.5. Performances des scénarios étudiés.....	72

III.5.1. Etudes des scénarios sans les bébés.....	73
III.5.2. Conclusion sur l'étude des scénarios sans les bébés.....	77
III.5.3. Etudes des scénarios avec les bébés.....	77
III.5.3.1. Performances des Tx sur les lits.....	78
III.5.3.2. Performances des Tx sur les bébés.....	80
III.6. Amélioration des performances avec d'autres types de récepteurs.....	81
III.7. Conclusion.....	83
Chapitre IV. Étude Expérimentale.....	85
IV.1. Introduction.....	85
IV.1.1. Objectifs.....	85
IV.1.2. Contraintes liées à l'implémentation.....	86
IV.1.3. Méthodologie.....	89
IV.2. Mise en œuvre d'un banc SDR sans canal optique.....	89
IV.2.1. Blocs et fonctions Matlab pour le SDR.....	89
IV.2.2. Implémentation d'une transmission en 2-PPM.....	91
IV.2.3. Implémentation d'une transmission 2-PPM et OCDMA.....	94
IV.2.3.1. Particularités liées à l'OCDMA pour l'implémentation.....	94
IV.2.3.2. Cas sans IAM – 1 seul utilisateur.....	95
IV.2.3.3. Cas avec IAM - multi-utilisateurs.....	96
IV.3. Mise en œuvre du banc avec canal optique.....	98
IV.3.1. Présentation du matériel - front-ends optiques.....	98
IV.3.2. Mise en œuvre du Tx et validation analogique avec PDA sur oscilloscope.....	100
IV.3.3. Mise en œuvre du TX et validation analogique avec PDA sur oscilloscope – cas avec OCDMA.....	102
IV.4. Performances de la liaison complète.....	104
IV.4.1. Performances en transmission 2-PPM.....	104
IV.4.2. Performances en transmission 2-PPM et OCDMA.....	105
IV.4.2.1. Transmission avec 1 seul front end d'émission.....	105
IV.4.2.2. Transmission avec plusieurs front end d'émission.....	107
IV.5. Conclusion.....	110
Conclusion générale.....	112
Références bibliographiques.....	115
Annexes.....	122
Liste des acronymes.....	134

Table des illustrations

Figure I-1 : Exemple de classification de systèmes OWC selon la portée [17].....	16
Figure I-2 : Schéma de transmission optique sans fil.....	18
Figure I-3 : Eclairage en fonction de l'angle d'incidence	19
Figure I-4 : Illustration des schémas de modulations : (a) OOK, (b) 2-PPM, (c) 4-PAM, T_s (Temps symbole), T_b (Temps bit), T_p (Temps pulse)	21
Figure I-5 : Illustration des lien (a) LOS direct, (b) LOS hybrid, (c) LOS non-direct, (d) NLOS	22
Figure I-6 : Illustration des techniques d'accès multiple [51]	26
Figure II-1 (a) Illustration de la pièce étudiée (b) position des récepteurs au plafond [64].....	31
Figure II-2 : Processus RaPSor	32
Figure II-3 : Illustration de la pièce en présence du lit n°1.....	34
Figure II-4 : Angles d'orientation du Tx	35
Figure II-5 – Réponse impulsionnelle du Tx placé sur le pied 3 du lit n°1 (a) meilleur cas (b) pire cas	36
Figure II-6 : Moyennes et écarts types des gains des pieds 2 et 3 du Tx sur le lit n°1	37
Figure II-7 : Illustration de la pièce en présence des 8 lits	39
Figure II-8 : Moyennes et écarts types des gains des pieds 2 et 3 du Tx sur (a) lit n°1 avec et sans la présence des autres lits (b) lit n°2 avec la présence des autres lits	40
Figure II-9 Scenario #1	42
Figure II-10 : Illustration scénario #2a et #2b.....	43
Figure II-11 : Modèles de bébé (a) parallélépipédique et (b) réaliste[70]	46
Figure II-12 : Rotations bébé[71]	46
Figure II-13 : Comparaison des gains obtenus pour les différentes rotations avec les deux modèles 3D de bébé	47
Figure II-14 : Impact de la présence des corps des bébés sur les lits : (a) lit n°1 et (b) lit n°2	48
Figure II-15 : Illustration pièce en présence des trois bébés	49
Figure II-16 : Gains du Tx porté par le bébé en fonction des rotations pour différents φ_{12} ...50	50
Figure III-1 : Chaîne de simulation basée sur la modulation OOK.....	56
Figure III-2 : Chaîne de simulation basée sur la modulation M-PPM.....	57
Figure III-3 : Comparaison de la probabilité d'erreur théorique et du taux d'erreur binaire, d'une chaîne de transmission (Modulation OOK), en fonction du E_b/N_0	57
Figure III-4 : Comparaison de la probabilité d'erreur théorique et du taux d'erreur binaire, d'une chaîne de transmission (Modulation 2PPM), en fonction du E_b/N_0	58

Figure III-5 : Comparaison du taux d'erreur binaire, en fonction du E_b/N_0 , pour modulations 2-PPM, 4-PPM, 8-PPM. (Décodage « soft »).....	59
Figure III-6 : Illustration du codage OOC	61
Figure III-7 : Illustration de l'IAM	61
Figure III-8 : Schéma d'émission d'un réseau OCDMA avec codes	62
Figure III-9 : Structure d'une trame 2PPM-OCDMA avec codes OOC (13,3)	62
Figure III-10 : Schéma de réception CCR d'un réseau OCDMA avec codes OOC.....	63
Figure III-11 : Schéma de réception Limiteur+CCR d'un réseau OCDMA avec codes OOC et démodulation 2-PPM (Décodage « soft »).....	64
Figure III-12 : Signal reçu avec un CCR et un HL+CCR	64
Figure III-13 : Schéma du récepteur PIC	65
Figure III-14 : Probabilité d'erreur en fonction de la puissance d'émission suivant l'ordre d'ajout des interférents	67
Figure III-15 : Chaîne de simulation OCDMA avec codes OOC basée sur la modulation 2-PPM (Décodage « soft »)	68
Figure III-16 : Comparaison résultats de simulation et théoriques	69
Figure III-17 : Comparaison résultats de simulation et théoriques	69
Figure III-18 : Probabilité d'erreur en fonction de la distance pour différents débits (Comparaison théorie et littérature)	71
Figure III-19 : Probabilité d'erreur en fonction de la puissance d'émission pour différents gains (Comparaison théorie et littérature).....	72
Figure III-20 : Probabilité d'erreur en fonction du Tx sur le lit n°1 de la puissance d'émission pour différents nombres d'utilisateurs	73
Figure III-21 : Probabilité d'erreur en fonction de la puissance d'émission (valeurs moyennes des gains) (a) scenario #1 (b) scenario #2a (c) scenario #2b	74
Figure III-22 : Probabilité d'erreur en fonction de la puissance d'émission (valeurs des gains les plus faibles) (a) scenario #1 (b) scenario #2a (c) scenario #2b	75
Figure III-23 : Probabilité d'erreur en fonction de la puissance d'émission (valeurs des gains les plus élevés) (a) scenario #1 (b) scenario #2a (c) scenario #2b	76
Figure III-24 : Probabilité d'erreur en fonction de la puissance d'émission (ajout des bébés) (a) scenario #1 (b) scenario #2a (c) scenario #2b.....	78
Figure III-25 : Comparaison des probabilités d'erreur en fonction de la puissance d'émission avec et sans la présence des bébés d'émission (valeurs moyennes des gains) (a) scenario #1 (b) scenario #2a (c) scenario #2b	79
Figure III-26 : Probabilité d'erreur des Tx portés par les bébés en fonction de la puissance d'émission (valeur moyennes des gains des Tx placé sur les lits) (a) scenario #1 (b) scenario #2a (c) scenario #2b.....	80
Figure III-27 : Algorithme du récepteur HL+CCR	81

Figure III-28 : Algorithme du récepteur PIC	82
Figure III-29 : taux d'erreur binaire en fonction de la puissance d'émission (CCR, HL+CCR, PIC).....	82
Figure IV-1 : Illustration du banc de radio logicielle OCDMA sans fil.....	85
Figure IV-2 : Principales caractéristiques (alimentation, convertisseurs et horloges) des (a) USRP N210 et (b) X310	87
Figure IV-3 : Caractéristiques des ressources du FPGA présent sur les USRP N210 et X310	87
Figure IV-4 : Valeurs admissibles pour le diviseur en émission (interpolation factor)	88
Figure IV-5 : Valeurs admissibles pour le diviseur en réception (decimation factor).....	88
Figure IV-6 : Exemple de réponse de la commande findsdr() : (a) un seul USRP, (b) deux USRP	89
Figure IV-7 : Paramètres de configuration des USRP (a) en émission et (b) en réception	90
Figure IV-8 : Signal numérique 2-PPM avec header (a) généré par Matlab, (b) en sortie de l'USRP d'émission	92
Figure IV-9 : (a) signal en sortie de l'USRP de réception et (b) signal de corrélation pour déterminer le décalage	93
Figure IV-10 : (a) Signal numérique 2-PPM avec OCDMA code OOC (13,3) avec un seul utilisateur avec header généré par Matlab et (b) zoom sur les premières valeurs.....	96
Figure IV-11 : Signal numérique 2-PPM avec OCDMA code OOC (64,4) avec 5 utilisateurs avec header généré par Matlab, dans le cas du décalage aléatoire (a) et zoom en (b) et dans le cas de pire interférence (c) et zoom en (d)	97
Figure IV-12 : Front end d'émission.....	98
Figure IV-13 : Schéma de principe du front end d'émission	99
Figure IV-14 : PDA36A2 Thorlabs [88]	99
Figure IV-15 : Banc de test.....	100
Figure IV-16 : Sortie du PDA pour une transmission 2-PPM à 20 cm avec la diode SFH4725 pour différents débits : (a) 500 b/s, (b) 1 kb/s, (c) 20 kb/s, (d) 350 kb/s	101
Figure IV-17 : Effet de la distance : sortie du PDA pour une transmission 2-PPM à 50 cm avec la diode SFH4725 pour différents débits : (a) 1kb/s, (b) 100kb/s	101
Figure IV-18 : Tension relevée en sortie du PDA pour différentes diodes d'émission en fonction de la distance, gain PDA à 0dB.....	102
Figure IV-19 : Allure du signal en sortie du PDA pour les codes OOC (13,3) et OOC (64,4) avec un seul utilisateur à différentes distances à 2 kbit/s.....	103
Figure IV-20 : Allure du signal codé 2-PPM avec OCDMA et le code OOC (64,4), 1 utilisateur à 1 kbit/s et une distance émetteur / récepteur de 20 cm.....	104
Figure IV-21 : TEB en fonction du débit pour un décodage hard et soft en 2-PPM	105

Figure IV-22 : Allure du signal bruité en sortie du PDA à 70 cm avec la famille de code OOC (64,4).....	105
Figure IV-23 : Allure du signal en sortie de l'USRP de réception à 30 cm avec un gain du PDA à 30 dB avec le code OOC (64,4) à 2 kbit/s et 5 utilisateurs (en jaune) et du signal de corrélation (en rouge)	106
Figure IV-24 : Zoom sur les valeurs en sortie de l'USRP de réception avec le code OOC (64,4) et 5 utilisateurs, dans le cas sans limiteur et avec limiteur.....	107
Figure IV-25 : Illustration de la configuration (1) : utilisateur désiré face au récepteur à 30 cm, interférents à une distance « e = 15cm ».....	108
Figure IV-26 : Illustration de la configuration (2) : utilisateur désiré et interférents face au récepteur à 30 cm	108
Figure IV-27 : Illustration de la configuration (2) : utilisateur désiré face au récepteur à 30 cm, interférents à une distance « e=50cm ».....	108
Figure IV-28 : (a) Allure du signal de 5 utilisateurs en sortie du PDA à 30 cm avec OOC (64,4), (b) zoom sur les chips	109

Table des tableaux

Tableau I-1 - Classification des travaux de télésurveillance d'un réseau multi-utilisateurs.....	27
Tableau II-1 : Paramètres de simulations des récepteurs.....	31
Tableau II-2 : Paramètres de simulation de l'émetteur.....	35
Tableau II-3 : Valeurs des gains les plus faibles pour chaque $\varphi_{1/2}$ et couples (θ, φ) correspondants (Lit n° 1)	38
Tableau II-4 : Valeurs des gains les plus faibles pour chaque $\varphi_{1/2}$ et couples (θ, φ) correspondants (Lit n° 1)	38
Tableau II-5 : Valeurs des gains les plus faibles pour chaque $\varphi_{1/2}$ et couples (θ, φ) correspondants.....	41
Tableau II-6 : Valeurs des gains les plus élevés pour chaque $\varphi_{1/2}$ et couples (θ, φ) correspondants.....	41
Tableau II-7 : Paramètres du scénario #1 (moyennes de gains – paramètres optimaux).....	42
Tableau II-8 : Paramètres du scénario #1 (les gains les plus faibles et les gains les plus élevés)	43
Tableau II-9 : Paramètres scénario #2a (moyennes de gains).....	44
Tableau II-10 : Paramètres du scénario #2a (les gains les plus faibles, et les plus élevés) ..	44
Tableau II-11 : Paramètres du scénario #2b (moyenne des gains)	45
Tableau II-12 : Paramètres du scénario #2b (les gains les plus faibles, et les plus élevés) ..	45
Tableau II-13 : Valeurs des gains des Txs placés sur les bédés (cas Orientation vers le plafond)	50
Tableau II-14 : Valeurs des gains des Txs placés sur les bédés (cas Orientation vers le bédé sur le lit n°2)	51
Tableau III-1 : Paramètres simulation (Figure III-16).....	68
Tableau III-2 : Paramètres de simulation (Figure III-18).....	71
Tableau III-3 : Paramètres de simulation (Figure III-19).....	72
Tableau III-4 : Nombre de Tx en fonction du scénario	77
Tableau IV-1 : Caractéristiques des LEDs.....	99
Tableau IV-2 : Valeurs TEB des trois configurations avec et sans limiteur pour un réseau de 5 utilisateurs OOC (64,4).....	109

Introduction générale

Les transformations technologiques liées à l'Internet des Objets (IoT) ont accéléré le déploiement des capteurs intelligents utilisés dans le développement de systèmes de surveillance à distance. Ces systèmes transmettent des informations liées à l'environnement comme par exemple la température, la présence de gaz mais également des informations liées aux personnes comme lors de l'identification de la position ou du monitoring de l'état de santé.

L'application principale est la détection d'évènements anormaux qui peuvent être d'une importance vitale pour les personnes et ce d'autant plus pour une catégorie de population qui est dans l'incapacité d'alerter sur son état de santé ou sur un quelconque inconfort, comme dans le cas des très jeunes enfants. Dans ce contexte particulier, les capteurs souvent portés ou inclus dans des textiles permettent généralement de surveiller des paramètres biologiques comme par exemple la température, la fréquence cardiaque, la respiration ou des paramètres de posture ou d'activité de l'enfant [1]. D'autres types de dispositifs placés dans l'environnement proche des enfants sont également dédiés à la surveillance visuelle et/ou audio [2]. Tous ces systèmes englobent une grande variété de composants tels que capteurs, actionneurs, alimentations, unités de contrôle et de traitement, interface utilisateur. Mais pour l'exploitation à distance, l'élément clé est le module de communication sans fil.

Actuellement, la technologie sans fil dominante est basée sur les ondes radiofréquences (RF). Divers protocoles et standards sont employés tels que ZigBee [3] et Bluetooth [4], [5], [6], mais la majorité des systèmes utilisent le WiFi [4], [7],[8].

Au cours des dernières décennies, les technologies RF sont ainsi devenues un moyen de connectivité incontournable, utilisé massivement dans le domaine de l'IoT. Cependant, la prolifération des appareils connectés représente un challenge pour les réseaux de communication avec des risques de congestion du spectre et des difficultés dans la gestion des interférences. D'ailleurs, la norme IEC 60601-1-2 [9] recommande une distance minimale entre les appareils électriques médicaux et les équipements de communication RF afin de prévenir toute détérioration des performances. En plus de l'aspect saturation, il y a un élément très important qui prime c'est l'impact des ondes RF sur les personnes, d'autant plus lorsqu'il s'agit de personnes sensibles comme les jeunes enfants. Même si les études actuelles n'ont pas encore défini de façon claire les répercussions sur la santé, des questionnements se posent concernant leur utilisation dans notre vie quotidienne. D'ailleurs, l'Organisation Mondiale de la Santé a classé les champs électromagnétiques comme potentiellement cancérigènes [10]. A cet effet certains pays ont adopté des mesures de sécurité et de recommandations, dont la France en 2015 avec la loi Abeille [11], qui préconise la non utilisation des ondes RF dans des milieux confinés en présence de jeunes enfants de moins de 3 ans. De plus, l'utilisation des technologies RF telles que Wi-Fi et Bluetooth, présentent des failles en termes de sécurité et de fiabilité, ce qui peut constituer une autre problématique pour la confidentialité de données sensibles relatives à la santé.

Pour toutes ces raisons, une technologie sans fil alternative comme l'optique sans fil présente de l'intérêt pour les environnements proches des jeunes enfants, ce qui constitue le contexte de la thèse effectuée dans le cadre d'un projet entre l'équipe SYCOMOR du laboratoire XLIM et le centre de recherche et de transfert CISTEME, soutenu par la région Nouvelle-Aquitaine. Le projet a pour objectif global de montrer la faisabilité d'un système de communication par

optique sans fil, adapté à la surveillance de nourrissons couchés dans leurs lits comme dans le cas d'une crèche par exemple.

Le réseau multi-utilisateur étudié comprend des lits connectés c'est-à-dire équipés de capteurs environnementaux et d'émetteurs optiques. On considère également des émetteurs optiques positionnés sur les nourrissons, pouvant transmettre différents types de données (température, détection de mouvement, etc...). Ainsi, la mise en œuvre du réseau doit tenir compte de différentes contraintes liées tout d'abord au déploiement des dispositifs sur les lits. En effet, on peut considérer que ces dispositifs sont fixes ou amovibles, de même on peut envisager que les lits soient interchangeable dans la pièce. Une autre contrainte concernant les dispositifs portés est la prise en compte de la mobilité des nourrissons dans le lit.

Le premier chapitre de la thèse introduit tout d'abord la technologie des communications par optique sans fil (Optical Wireless Communication ou OWC). Les principes de base de la technologie sont présentés à savoir les spécificités des émetteurs et récepteurs optiques, des modulations et des types de liaisons pouvant s'établir en optique. Les techniques d'accès multiple en optique sont ensuite introduites et un état de l'art est fourni sur les méthodes appliquées dans des contextes impliquant des dispositifs portés ou proches de personnes. La conclusion du chapitre permet de positionner la méthodologie et les choix techniques effectués notamment la technique d'accès multiple par répartition de codes ou CDMA en optique (OCDMA pour Optical Code Division Multiple Access). La méthodologie s'appuie sur la simulation du canal de communication, permettant de définir des scénarios de déploiement en fonction des contraintes du projet puis sur l'évaluation des performances du réseau multi-utilisateur OCDMA. Pour montrer la faisabilité de l'approche proposée, la mise en œuvre pratique est basée sur un banc de radio logicielle adapté pour l'optique.

Le second chapitre concerne donc la modélisation du canal OWC grâce à un logiciel développé à XLIM. L'outil logiciel appelé « RaPSor » (Ray Propagation Simulator) repose sur le lancer de rayons et la méthode d'intégration de Monte Carlo permettant la simulation de la propagation de la lumière. L'environnement d'étude est une pièce pouvant contenir 8 lits de bébé et équipée d'un luminaire central incluant quatre récepteurs. Une étude préliminaire est menée considérant la présence d'un seul lit au coin de la pièce. De cette étude nous déterminons les paramètres optimaux liés à l'émetteur (position et orientation sur le pied du lit, angle à mi-puissance de la source optique) conduisant aux meilleures performances en termes de gain du canal. Pour tenir compte des contraintes du projet, deux approches sont étudiées : l'une considérant des émetteurs amovibles prenant en compte les valeurs moyennes des gains, et l'autre considérant les cas extrêmes à savoir les valeurs de gains les plus faibles, et les valeurs de gains les plus élevés, lorsque l'émetteur est considéré fixe. L'étude est ensuite étendue au contexte d'une pièce avec huit lits connectés. A partir des résultats trois scénarios de déploiement sont définis en fonction des contraintes d'interchangeabilité des lits dans la pièce. Finalement, la présence de bébés dans trois lits est prise en compte et le gain du canal est évalué pour les émetteurs portés.

Les performances d'un réseau multi-utilisateur sont déterminées dans le troisième chapitre. Les expressions des probabilités d'erreur pour les modulations OOK (On-Off Keying) et M-PPM (Pulse Position Modulation) sont tout d'abord rappelées. Par la suite, l'étude se concentre sur la modulation 2-PPM avec un décodage « soft » en réception. En considérant la technique d'accès multiple par répartition de codes (Optical Codes Division Multiple Access ou OCDMA) avec les codes optiques orthogonaux (Optical Orthogonal Codes ou OOC), une expression analytique de la probabilité d'erreur est développée et validée par simulation pour un récepteur

conventionnel par corrélation. Cette expression est ensuite utilisée pour déterminer les performances des scénarios décrits dans le chapitre précédent en considérant les huit lits communicants, et/ou les bébés communicants. L'analyse des résultats permet de conclure sur le scénario le plus intéressant et le plus approprié à considérer. Au final, nous étudions l'intérêt à utiliser un récepteur OCDMA avec limiteur ou un récepteur multi-utilisateur à annulation parallèle d'interférence pour réduire l'impact de l'interférence d'accès multiple et améliorer les performances,

Le dernier chapitre est consacré à la mise en œuvre expérimentale utilisant un banc de test basé sur une plateforme de radio logicielle utilisant des USRP (Universal Software Radio Peripheral) avec l'outil de simulation Matlab. Après une validation en filaire pour la modulation 2-PPM et l'OCDMA, le banc est testé en optique sans fil grâce à des front-ends spécifiquement développés pour les USRP. L'objectif est de montrer la faisabilité de l'OCDMA pour une transmission multi-utilisateur en optique.

Le manuscrit se termine par une conclusion générale, et les perspectives proposées.

Chapitre I. Etat de l'art

I.1. Introduction

La technologie de transmission par voie optique a été développée avec succès depuis une cinquantaine d'année avec le déploiement massif de la fibre optique pour accompagner les montées en débit et capacité des réseaux câblés et participer ainsi avec les radiofréquences (RF) à l'émergence d'un monde ultra-connecté. Dans ce contexte, transmettre en optique sans fil en espace libre (appelé free-space optics ou FSO) est apparu tout d'abord comme alternative ou complément pour les transmissions RF ou optiques filaires [12] par exemple lorsque le déploiement des réseaux fibrés est complexe. Les avancées dans le domaine FSO ont permis ensuite l'émergence d'autres activités de recherche en communications par optique sans fil (OWC - Optical Wireless Communication) pouvant être classifiées selon différents critères comme la bande de transmission, la portée (illustré sur la figure I-1) et/ou le type d'environnement [13]–[20].



Figure I-1 : Exemple de classification de systèmes OWC selon la portée [17]

Aujourd'hui, les communications OWC transmettent des faisceaux lumineux visibles ou invisibles modulés sur un large spectre non régulé couvrant la bande ultraviolette (UV) entre 200 et 400nm, la bande de lumière visible approximativement entre 400 et 800nm et la bande infrarouge (IR) typiquement entre 800 et 1600nm. Les systèmes OWC en IR, visible et UV sont développés en extérieur (outdoor) pour des communications en espace libre ou sous-marines. Pour les environnements intérieurs (indoor) les systèmes de communication IR et en visible sont plus largement utilisés. La technologie utilisant la bande visible (appelée Visible Light Communication ou VLC) a fait l'objet de nombreuses recherches depuis les années 2000 car elle permet de coupler les fonctions d'illumination et de communication [20]. L'intérêt pour la technologie optique a ainsi permis l'établissement de plusieurs standards pour les communications OWC tels que IEEE 802.15.7, IEEE 802.11bb ou ITUTG.9991 [21], [22].

Au cours des deux dernières décennies, la technologie a pris de l'importance dans le contexte de l'internet des objets (IoT). En effet, avec le déploiement massif d'objets IoT les technologies RF font face à des challenges comme la saturation du spectre RF en raison des besoins accrus en bande passante ou les problématiques de sécurité et de confidentialité dans les contextes sensibles. La technologie OWC est ainsi envisagée comme alternative ou complément aux RF

dans une large gamme d'applications IoT dans les domaines entre autres de la ville intelligente, du transport, de l'agriculture intelligente, des usines du futur, de la e-santé [23].

Dans ce premier chapitre nous présentons dans une première partie les généralités, avantages et inconvénients de l'optique sans fil par rapport aux RF ainsi que les principes de base de la technologie. Le contexte de la thèse est dans le domaine de l'IoT, portant sur la surveillance simultanée de plusieurs jeunes enfants. Ainsi nous présentons par la suite l'état de l'art de la technologie lorsqu'on considère un accès multiple au canal de communication, en particulier un focus portera sur les travaux applicatifs dans le domaine de la télésurveillance des personnes. L'application au contexte de la thèse sera mise en perspective dans la conclusion du chapitre.

I.2. La technologie optique sans fil

I.2.1. Avantages/Inconvénients

Les systèmes OWC présentent certains avantages par rapport aux systèmes RF [17]:

- La réglementation internationale du spectre des radiofréquences s'arrête généralement à 3 THz ; la technologie optique sans fil est donc sans licence et complémentaire aux bandes RF. De plus, dans la bande visible (VLC), il est possible d'utiliser les sources optiques (des diodes électroluminescentes blanches généralement) non seulement pour communiquer mais aussi pour illuminer.
- Contrairement aux ondes radio les signaux optiques ne pénètrent pas les murs. Ainsi, le spectre optique peut être réutilisé dans les pièces voisines, sans causer d'interférences ce qui peut simplifier la planification et la gestion des fréquences. Le confinement des ondes optiques permet également d'assurer une certaine sécurité au niveau de la couche physique par rapport aux RF.
- De plus, les ondes radio et optiques n'interfèrent pas, donc les deux technologies peuvent être utilisées simultanément.
- Pour les débits typiques nécessaires pour des données de surveillance médicale [24], les émetteurs et récepteurs optiques sont beaucoup plus simples que les frontaux RF. Par conséquent, des produits à faible coût sont réalisables en optique sans fil.

Cependant, comme toute technologie existante, celle-ci présente également des limitations dont :

- La limitation de la couverture liée au confinement des ondes optiques.
- L'effet de blocage, car comme dit précédemment les rayons optiques ne traversent pas les murs ni aucune matière, donc la présence de corps ou objet par exemple, risque de rompre la liaison entre émetteur(s) et récepteur(s).
- La limitation de la puissance moyenne à émettre au vu des normes concernant les risques oculaires en particulier en IR [25] ainsi que les différentes sources de bruits notamment les bruits optiques ambiants.

I.2.2. Principes de base

I.2.2.1. Emetteurs/Récepteurs

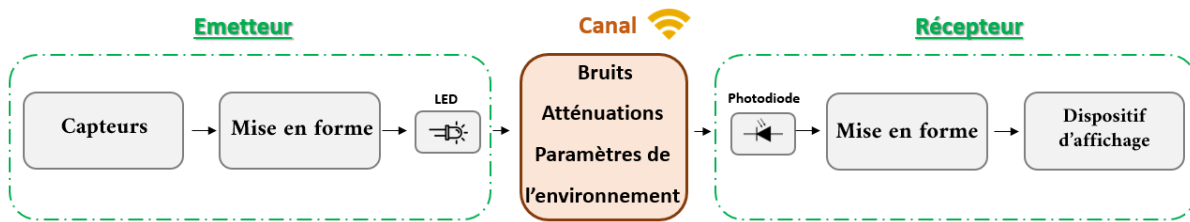


Figure I-2 : Schéma de transmission optique sans fil

- **Emetteurs (Tx)**

Dans le domaine de l'optique sans fil, les systèmes sont généralement des systèmes à modulation d'intensité et détection directe (IM/DD « Intensity Modulation/Direct Detection ») [13]. Ils ne nécessitent pas d'oscillateur local, ce qui réduit le coût et la complexité. Le principe de fonctionnement est illustré sur la figure I-2.

Au niveau de l'émission, la donnée collectée par le capteur doit d'abord être mise en forme, c'est à dire modulée avant d'être convertie en un signal optique via un composant optoélectronique classiquement une diode laser (LD) ou une diode électroluminescente (LED) [14]. Les LED sont des sources lumineuses à faisceau relativement large par rapport aux LD ce qui permet des communications multipoints adaptées aux applications à courte portée.

Dans le cadre de cette thèse, le composant optoélectronique considéré est une LED, largement utilisée également du fait de son faible coût. De plus, le contexte étudié porte sur la surveillance de jeunes enfants couchés dans leurs lits au sein d'une crèche. Pour assurer le fonctionnement et le confort quel que soit le niveau de luminosité, on considère que la transmission des données s'effectue en utilisant des LEDs dans le domaine IR.

Parmi les caractéristiques de la source fournies par les notices techniques on définit : le flux ou puissance émise $P_t(W)$ et l'intensité rayonnée $I = \frac{dP_t}{d\Omega} (W/sr)$ avec $d\Omega$ l'angle solide dans la direction du rayonnement.

Les sources sont classiquement considérées comme ponctuelles, avec un diagramme de rayonnement Lambertien généralisé dont l'intensité dépend de la direction d'émission caractérisée par l'angle φ et qui s'exprime par la relation :

$$I(\varphi) = I_0 \cos^m(\varphi) \quad (I-1)$$

I_0 est l'intensité maximale rayonnée dans la direction normale à la source et m est l'ordre du Lambertien définissant la directivité de la source par la relation :

$$m = \frac{-\ln 2}{\ln \left(\cos \left(\varphi_{\frac{1}{2}} \right) \right)} \quad (I-2)$$

Avec $\varphi_{\frac{1}{2}}$ l'angle à mi-puissance de la source correspondant à une intensité de $I_0/2$.

Dans ce cas, l'expression de la puissance émise est donnée par [26]:

$$P_t = \frac{2\pi}{(m+1)} I_0 \quad (I-3)$$

La puissance d'émission est limitée par des contraintes liées à la sécurité oculaire qui dépendent du type de la source optique. La norme IEC 60825-1 [25] concerne les LDs, tandis que la norme IEC62471 [27] décrit les limitations pour les LEDs. Dans la thèse, nous considérons des LEDs IR. Ainsi, pour une communication IR à 940nm, la norme IEC62471 impose une limitation d'intensité rayonnée de 4W/sr à 20cm de la source.

- **Récepteurs (Rx)**

A la réception, des photodiodes (PD) sont classiquement utilisées pour générer un courant électrique proportionnel à l'intensité lumineuse reçue. Les diodes positives-intrinsèques-négatives (PIN) et les photodiodes à avalanche (APD) sont les deux types de PD les plus courants [13]. Les diodes PIN considérées dans cette thèse, conviennent généralement aux applications OWC à faible coût et à faible débit. De plus, elles sont tolérantes aux fluctuations de température contrairement aux diodes APD plus onéreuses et plus sensibles.

Une caractéristique de la PD, est sa surface physique A_{phy} : plus elle est grande et plus la puissance collectée est importante mais au prix d'un effet capacitif limitant la bande passante.

La puissance reçue par unité de surface du récepteur ou éclairement E s'exprime en (W/m^2) [28] :

$$E = \frac{dP_r}{dS} \quad (I-4)$$

Lorsque l'incidence (avec un angle ψ) n'est pas normale à la surface (figure I-3), l'éclairement est obtenu par la relation suivante :

$$E = \frac{dP_r}{dS} = \frac{I \cos(\psi)}{d^2} \quad (I-5)$$

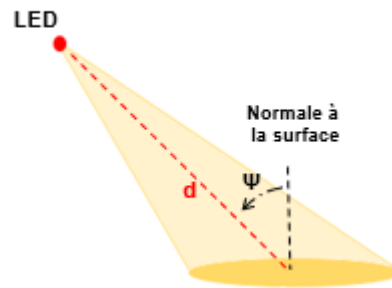


Figure I-3 : Eclairement en fonction de l'angle d'incidence

Pour une source Lambertienne, la puissance reçue P_r par une photodiode de surface active A_{phy} à la distance d de la source sous une incidence ψ s'écrit alors en utilisant l'expression de I donnée par (I – 1) :

$$P_r = I \frac{\cos(\psi)}{d^2} A_{phy} = I_0 \cos^m(\varphi) \frac{\cos(\psi)}{d^2} A_{phy} = A_{phy} \frac{(m + 1)P_t}{2\pi d^2} \cos^m(\varphi) \cos(\psi) \quad (I-6)$$

On définit le terme $(A_{phy} \cos(\psi))$ par surface effective de la photodiode.

La puissance reçue est ensuite convertie par la PD en un photo-courant : $Y = RP_r$.

Le facteur de conversion $R(A/W)$ appelée sensibilité dépend de la longueur d'onde λ et de l'angle ψ .

Ainsi on définit le champ de vision ou field-Of-View (FOV) du récepteur comme l'angle $\psi_{1/2}$ correspondant à 50% du courant maximal collecté. C'est une caractéristique fournie dans les notices techniques des composants. Dans la suite de la thèse, on considère $R = 1 A/W$ (valeur maximale pour une photodiode PIN) pour des raisons de simplicité.

Récemment il a été également montré qu'un panneau photovoltaïque pouvait se comporter comme récepteur OWC tout en récupérant également de l'énergie, ce qui peut avoir des applications intéressantes dans le domaine de l'IoT [29].

Un autre type de récepteur est basé sur l'utilisation d'un capteur d'image tel un capteur métal-oxyde-semi-conducteur (CMOS). On parle dans ce cas de communication optique par caméra (Optical Camera Communication ou OCC). Le résultat de la transformation optique-électrique est alors analysé à l'aide de méthodes issues du traitement d'image. Cette technique est généralement utilisée dans des applications très bas débit à cause des limitations en fréquence des caméras [30].

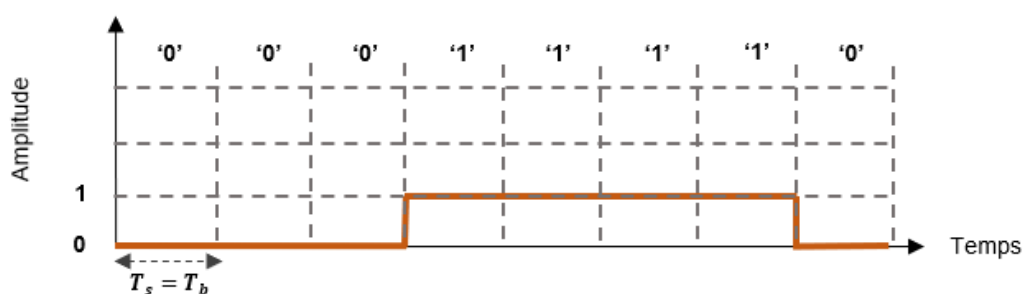
I.2.2.2. Modulation

Dans un système IM/DD, le signal à l'émission doit être réel et positif ce qui implique des schémas de modulation adaptés. La modulation On-Off-Keying (OOK) est le schéma le plus simple et le plus courant. Il consiste à allumer et éteindre la LED en fonction des bits d'information. D'autres schémas peuvent être envisagés tels que :

- La modulation de position d'impulsion (pulse position modulation ou PPM) où chaque intervalle symbole est divisé en M sous-intervalles ; une impulsion optique est émise dans un seul sous-intervalle pulse (M-PPM).
- Une variante impliquant la modulation par largeur d'impulsion appelée VPPM (pour variable PPM) où la largeur du pulse émis est en fonction du niveau d'illumination.
- Ou encore la modulation d'amplitude sur M niveaux (M-Pulse Amplitude modulation ou M-PAM) [13] comme illustré sur la figure I-4.

Ces schémas sont plus complexes que l'OOK mais plus performants. En particulier les modulations M-PPM ont de meilleures performances énergétiques que l'OOK. Dans la suite de la thèse nous nous intéressons en particulier à la modulation 2-PPM ou BPPM (Binary PPM).

Tous ces schémas de modulation mono porteuse ont une faible efficacité spectrale et ne sont pas robustes face aux interférences entre symboles (IES) pour des débits élevés. Garantir les performances à haut-débit implique alors la mise en œuvre d'égalisation au prix d'une complexité accrue.



(a)

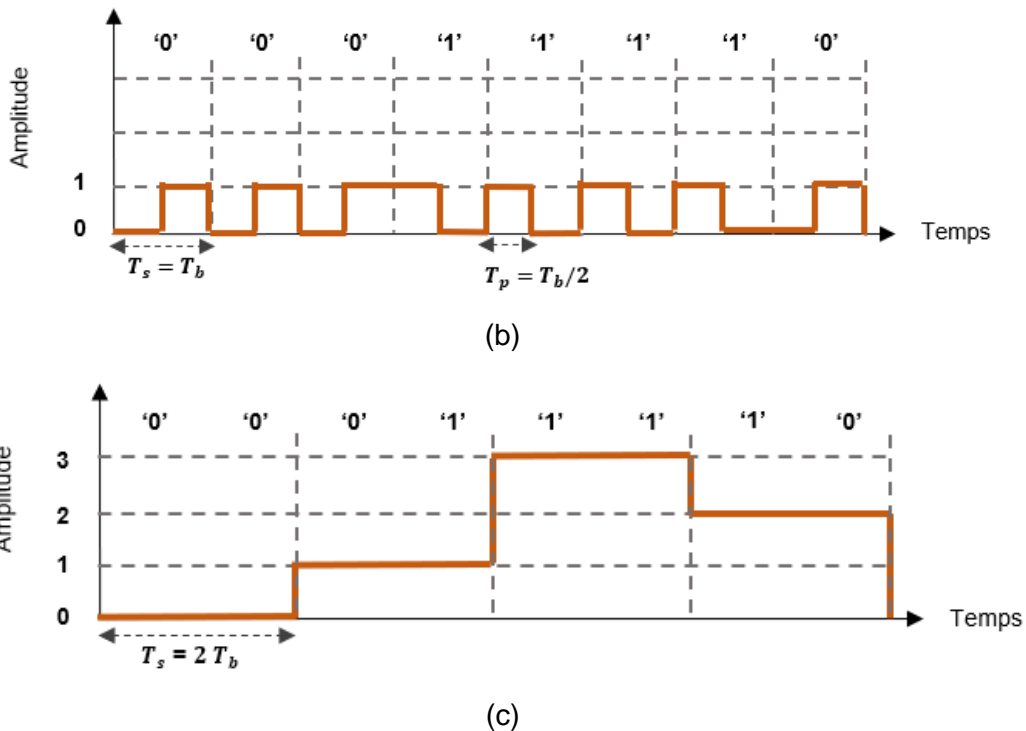


Figure I-4 : Illustration des schémas de modulations : (a) OOK, (b) 2-PPM, (c) 4-PAM, T_s (Temps symbole), T_b (Temps bit), T_p (Temps pulse)

L'approche par modulation multi-porteuses consistant à diviser la bande passante en plusieurs sous-bandes et à multiplexer les données sur chaque sous-porteuse est une solution pour s'affranchir de l'égalisation.

Parmi les nombreuses technologies multi-porteuses, le multiplexage par répartition orthogonale en fréquence (OFDM) est le plus largement utilisé [31] basé sur l'utilisation de la transformée de Fourier rapide et son inverse (Fast Fourier Transform (FFT) and Inverse (IFFT)). L'application de l'OFDM aux systèmes optiques IM/DD nécessite de tenir compte des contraintes d'un signal à valeur réelle et unipolaire. Cela implique d'une part l'utilisation de la symétrie hermitienne et d'autre part des approches pour rendre le signal positif comme par exemple l'ajout d'une composante continue.

L'OFDM a ainsi été développée en optique pour son efficacité et sa robustesse face aux IES, permettant d'atteindre de très haut-débits. Cependant, elle est limitée par le rapport de la puissance crête sur la puissance moyenne (Peak-to-Average Power Ratio - PAPR), qui dégrade les performances, nécessitant des méthodes de réduction et donc plus de complexité.

En utilisant par exemple une modulation d'amplitude et de phase sans porteuse (Carrierless Amplitude and Phase - CAP) similaire à l'OFDM en termes d'efficacité spectrale, le PAPR peut être réduit [32]. La modulation CAP utilise des filtres de mise en forme orthogonaux à la place des IFFT/FFT ce qui réduit la complexité.

Le contexte de la thèse portant sur la surveillance de données à bas-débit nous n'avons pas envisagé l'utilisation de modulations multi-porteuses.

I.2.2.3. Canal optique sans fil

La liaison entre émetteur et récepteur peut s'établir selon deux configurations de base [13] en visibilité ou par trajets réfléchis sur les surfaces de l'environnement souvent considérées

comme parfaitement diffuses. Ces configurations dépendent de l'orientation et de la directivité de la source optique et de la position et de l'orientation du photodétecteur comme présenté sur la figure I-5. On distingue ainsi :

- Des configurations en visibilité directe ou LOS (Line Of Sight) direct (figure I-5(a)) lorsque la LED et la PD sont alignées généralement avec une source très directive et un récepteur avec un FOV plutôt étroit. On a également une version hybride avec uniquement un seul transmetteur aligné sur l'autre (figure I-5(b)).
- Des configurations en LOS non-direct (figure I-5(c)) lorsque la liaison s'établit en visibilité mais aussi grâce aux réflexions sur des surfaces ou éléments de l'environnement. Dans ce cas, le rayonnement de la source et le FOV du récepteur sont plutôt larges.
- Lorsque les émetteurs/récepteurs ne sont pas du tout en visibilité comme sur la figure I-5(d), la liaison est alors uniquement établie par des liens réfléchis (non-LOS ou NLOS).

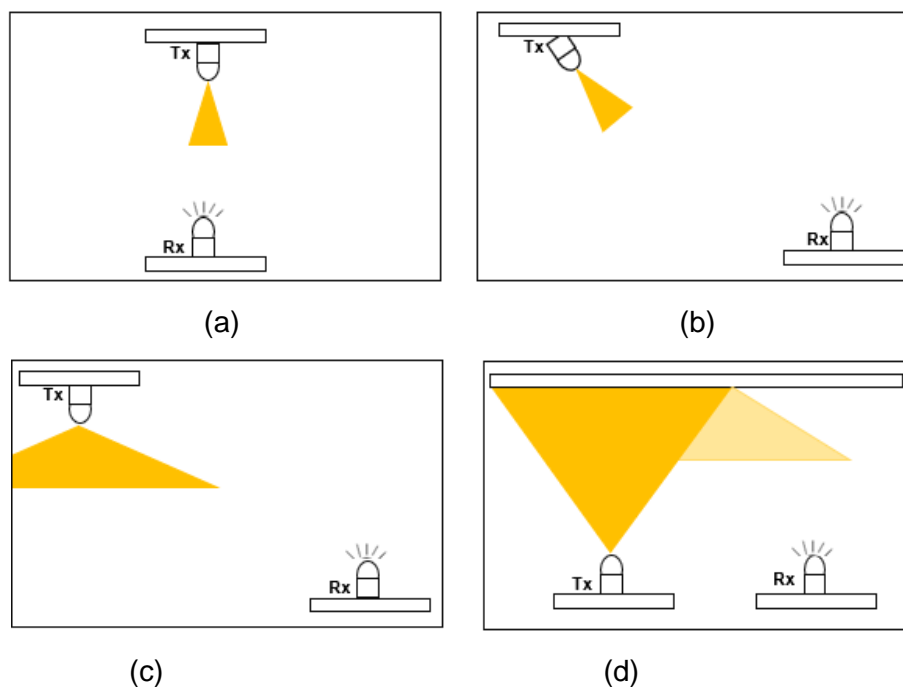


Figure I-5 : Illustration des lien (a) LOS direct, (b) LOS hybrid, (c) LOS non-direct, (d) NLOS

Afin d'atteindre les performances optimales d'un système OWC, le lien LOS direct est le plus adapté. Cependant, il existe des contraintes liées à la difficulté de conserver l'émetteur et le récepteur parfaitement alignés en particulier en considérant la mobilité. De plus, du fait de la directivité des transmetteurs, cette configuration est sensible à un élément bloquant dans le faisceau optique.

A l'opposé, la configuration NLOS est plus robuste par rapport aux blocages. Cependant, les faisceaux optiques subissent des atténuations à chaque réflexion en fonction de la nature des éléments réfléchissants, ce qui dégrade les performances en NLOS par rapport au LOS. La configuration LOS non-direct de la figure I-5(c) tire parti à la fois des liens LOS et des liens réfléchis NLOS et présente donc un bon compromis qui correspond au contexte étudié.

La puissance optique émise subit donc au cours de la propagation différents impacts liés aux paramètres de l'environnement et à la configuration de la liaison, mais aussi aux différentes sources de bruit. La modélisation en bande de base associée est représentée par la relation suivante [13] :

$$Y(t) = X(t) \otimes h(t) + n(t) \quad (I-7)$$

Le symbole \otimes représente le produit de convolution.

$X(t)$ est la puissance optique instantanée transmise, $Y(t)$ est le photo-courant instantané en réception.

$h(t)$ représente la réponse impulsionnelle du canal et $n(t)$ le bruit du récepteur qui s'ajoute à la donnée utile.

Le gain du canal H_0 représentant les pertes c'est à dire le rapport entre la puissance moyenne reçue et la puissance moyenne émise s'exprime en fonction de $h(t)$:

$$H_0 = \frac{P_r}{P_t} = \int_{-\infty}^{+\infty} h(t) dt \quad (I-8)$$

En considérant une source Lambertienne et dans le cas d'une liaison LOS, le gain s'exprime analytiquement d'après (I-6) par la relation suivante :

$$H_{0LOS} = A_{phy} \frac{(m+1)}{2\pi d^2} \cos^m(\varphi) \cos(\psi) \quad (I-9)$$

Dans le cas d'un lien NLOS, la puissance reçue sera la somme des contributions obtenues après de multiples réflexions sur les surfaces de l'environnement. Le signal peut subir différents ordres de réflexions et donc parcourir différentes distances selon la géométrie de la pièce et la présence éventuelle d'objets. De plus les signaux réfléchis sont atténués par un coefficient de réflexion ρ dont la valeur entre 0 et 1 dépend de la nature des matériaux composant l'environnement ($\rho = 0$ correspond à un matériau absorbant et $\rho = 1$ à un matériau totalement réfléchissant).

Cependant, les réflexions du premier ordre contribuent majoritairement au gain optique par rapport aux réflexions d'ordre supérieur. Ainsi, on considère généralement qu'une profondeur de réflexion de 3 est suffisante pour estimer le gain [33], [34], en négligeant les contributions d'ordre supérieur.

Au final, la détermination du gain NLOS s'effectue en intégrant les contributions de tous les trajets réfléchis, ce qui est une tâche complexe d'un point de vue analytique. Nous utilisons dans cette thèse une approche de modélisation numérique qui s'appuie sur une technique de lancer de rayons associée à une technique d'intégration stochastique appelée Monte-Carlo [34]. La modélisation du canal dans le contexte de la thèse est présentée en détail dans le chapitre suivant.

Il est néanmoins nécessaire de vérifier que la dispersion temporelle liée aux trajets réfléchis n'entraîne pas de réduction de la bande passante du signal. Pour une configuration donnée, à partir de la valeur maximale du paramètre τ_{RMS} (« root-mean-square (RMS) delay spread ») défini par l'équation (I-10) on peut estimer la bande maximale possible B_{Max} permettant de négliger l'impact de l'IES liées à l'étalement temporel.

$$\tau_{RMS} = \sqrt{\frac{\int_0^{+\infty} (t - \tau_0)^2 h^2(t) dt}{\int_0^{+\infty} h^2(t) dt}} \quad (I-10)$$

Avec τ_0 , valeur moyenne des retards (« mean excess delay ») :

$$\tau_0 = \frac{\int_0^{+\infty} t h^2(t) dt}{\int_0^{+\infty} h^2(t) dt} \quad (\text{I-11})$$

Ainsi, l'IES peut être classiquement négligée lorsque [35] :

$$B_{Max} \leq \frac{1}{10\tau_{RMSMAX}} \quad (\text{I-12})$$

- **Bruit**

En optique, le bruit peut provenir des diverses sources lumineuses externes, pouvant être naturelles et/ou artificielles, mais aussi de l'électronique utilisée dans les transmetteurs.

En considérant une photodiode PIN en réception, les bruits les plus significatifs sont le bruit de grenaille de variance σ_{shot}^2 , le bruit lié au courant d'obscurité de variance σ_{dark}^2 ainsi que le bruit thermique de variance σ_{therm}^2 .

Le bruit total est généralement caractérisé en tant que bruit blanc additif Gaussien (AWGN), dont la variance σ^2 s'exprime par :

$$\sigma^2 = \sigma_{shot}^2 + \sigma_{dark}^2 + \sigma_{therm}^2 \quad (\text{I-13})$$

Le bruit prépondérant en indoor est le bruit de grenaille ou « shot noise » [16]. Il est proportionnel principalement à la lumière ambiante. La variance du bruit de grenaille est obtenue par la relation :

$$\sigma_{shot}^2 = 2 q_e I_b B \quad (\text{I-14})$$

Avec q_e représentant la charge élémentaire égale à $(1,602176 \text{ e}^{-19} \text{ C})$, B la bande passante, et I_b le photo-courant ambiant, fixée dans cette thèse à $I_b = 200\mu\text{A}$, selon [36].

Pour ce qui est du bruit d'obscurité, qui est lié au courant d'obscurité I_d présent même en l'absence de lumière entrante, il est donc indépendant des photons incidents. Sa variance dont la valeur est généralement beaucoup plus faible que celle du bruit de grenaille est donnée par [18]:

$$\sigma_{dark}^2 = 2 q_e I_d B \quad (\text{I-15})$$

Au final, le bruit thermique lié à l'électronique associée à la PD présente également une variance beaucoup plus faible que celle du bruit de grenaille et souvent négligée. Elle est exprimée par [18] :

$$\sigma_T^2 = \frac{4K_B B T_r}{R_L} \quad (\text{I-16})$$

Avec K_B la constante de Boltzmann de valeur $1,38 \text{ e}^{-23} \text{ JK}^{-1}$, T_r température ($^{\circ}\text{K}$), et R_L résistance de charge.

1.2.3. Méthodes de partage du canal

Le partage du canal entre plusieurs utilisateurs désirent établir simultanément des communications s'effectue selon différentes règles et techniques. L'accès au canal peut être :

- Soit réglementé et dans ce cas il existe des règles de partage que les utilisateurs doivent respecter. On trouve dans cette catégorie les techniques d'accès orthogonales telles que TDMA (Time Division Multiple Access), FDMA (Frequency Division Multiple Access), SDMA (Spatial Division Multiple Access), CDMA (Code Division Multiple Access),

OFDMA (Orthogonal Frequency Division Multiple Access), mais aussi non-orthogonales comme le NOMA (Non Orthogonal Multiple Access).

- Soit aléatoire, sans règle d'accès. Dans ce cas il existe une probabilité de collisions entre les utilisateurs qui peut être gérée en fonction du protocole d'accès comme par exemple CSMA/CA (Carrier Sense Multiple Access with Collision Avoidance).

Dans le contexte de la thèse on se limite aux techniques réglementées.

I.2.3.1. Techniques d'accès multiple en optique

En optique, la majorité des techniques d'accès multiple sont dérivées de celles développées en RF au cours de l'évolution des réseaux de télécommunications et ont fait l'objet de nombreux travaux de synthèse [37]–[43].

Pour les communications RF dans les réseaux de premières et deuxièmes générations (1G et 2G), le partage des ressources peut être réalisé au moyen d'une division de fréquence ou de temps. Cela correspond aux schémas d'accès suivants :

- La technique TDMA consiste à attribuer des créneaux temporels distincts aux différents utilisateurs du réseau qui transmettent alors de manière séquentielle. Une limitation de cette méthode réside dans la nécessité d'une synchronisation précise en réception pour éviter les interférences ce qui est complexe lorsque le nombre d'utilisateurs augmente. Néanmoins, le TDMA a été appliqué dans les systèmes OWC en raison de son efficacité énergétique [19] comme par exemple dans [44] pour une liaison VLC cellulaire.
- La technique FDMA permet la division de la bande passante du canal en plusieurs bandes individuelles, chacune destinée à être utilisée par un seul utilisateur. Pour éviter les interférences entre les sous-bandes adjacentes, il est nécessaire d'utiliser des filtres ce qui complexifie le système. Cette technique est utilisée en optique comme dans les systèmes de communication par fibre où on alloue une bande autour d'une longueur d'onde à chaque utilisateur. La technique est appelée dans ce cas accès multiple par répartition en longueur d'onde (WDMA). En VLC, les LED blanches de type rouges, vertes et bleues (RGB Red Green Blue) offrent la possibilité d'un tel multiplexage par répartition en longueur d'onde [45].
- Les systèmes cellulaires adoptent également la réutilisation des fréquences ou SDMA (Spatial Division Multiple Access). C'est une technique basée sur la séparation physique des utilisateurs. Le canal peut ainsi être utilisé simultanément si les utilisateurs sont suffisamment espacés les uns des autres pour éviter les interférences. Cette technique est plus difficile à appliquer en optique car il faut disposer d'une LED pouvant émettre à différentes longueurs d'ondes ou bien de plusieurs LEDs classiquement en utilisant une diversité angulaire au niveau de l'émetteur VLC [46].

Pour les réseaux 3G, afin d'augmenter la capacité la technologie s'est basée sur l'accès multiple par répartition de code (CDMA Code Division Multiple Access), qui attribue un code dédié à chaque utilisateur afin de permettre la transmission simultanée sur la même bande de fréquence. À la réception, l'utilisateur corrèle les signaux reçus avec le code affecté et prend la décision sur les données [47]. Les codes classiquement utilisés en RF sont bipolaires et strictement orthogonaux mais ne peuvent pas être utilisés pour des systèmes IM/DD avec une contrainte de positivité. Les séquences de code sont dans ce cas unipolaires et donc non-orthogonales. Cela induit une dégradation des performances, liée à l'interférence d'accès

multiple (IAM), qui est une des principales limitations des systèmes OCDMA [47]. Il existe plusieurs techniques pour diminuer l'impact de l'IAM comme les récepteurs multi-utilisateurs adaptés dans le cas des communications optiques [48] et que nous détaillerons dans le Chapitre III.

A partir des réseaux 4G une méthode d'accès au canal très performante pour augmenter les débits est utilisée, appelée OFDMA (Orthogonal Frequency Division Multiple Access) qui permet de tirer parti de la diversité temporelle et fréquentielle du canal. Le principe repose sur la technique OFDM et donc comme expliqué précédemment pour l'application aux systèmes optiques, doit être adapté aux contraintes des systèmes IM/DD. Cette technique permet la communication multi-utilisateur tout en atténuant les effets de l'IES. Elle est appliquée en particulier dans les systèmes VLC pour améliorer le débit de données [49].

L'utilisation de la modulation CAP multi-bande (m-CAP) similaire à l'OFDM avec un multiplexage des sous-porteuses est également étudiée pour l'accès multiple en VLC [50].

Plus récemment, le concept d'allocation de ressources basé sur les techniques d'accès non orthogonales NOMA (Non Orthogonal Multiple Access) est en cours d'étude pour les réseaux 5G. C'est une technique de multiplexage dans le domaine de la puissance où plusieurs utilisateurs transmettent et reçoivent sur la même bande de fréquences au même intervalle de temps en utilisant des niveaux de puissance variables. Le principe est d'attribuer le plus de puissance aux utilisateurs ayant un canal défavorable pour qu'ils détectent le signal d'information correspondant, malgré les interférences subies par d'autres utilisateurs. La technique NOMA a également été envisagée comme une technique prometteuse en optique pour améliorer le débit atteignable dans les réseaux VLC [42] et fait actuellement l'objet de nombreuses études [43].

La figure I-6 présente une illustration des différentes techniques envisagées dans les réseaux de communication [51].

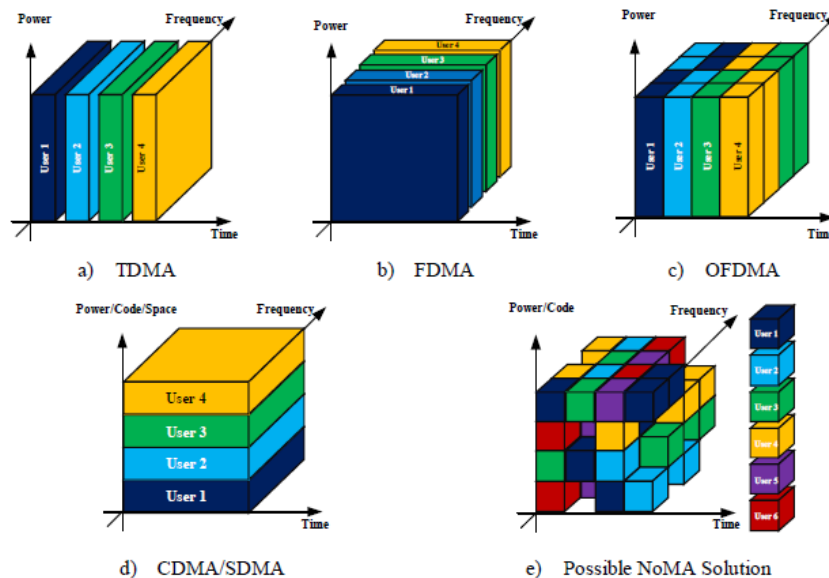


Figure I-6 : Illustration des techniques d'accès multiple [51]

Les diverses techniques d'accès multiples ont donc été adaptées en optique, cependant, peu de travaux ont été publiés dans le contexte de transmissions sans fil pour la télésurveillance

et/ou de l'environnement proche des personnes. Une compilation est proposée dans le paragraphe suivant.

I.2.3.2. Techniques utilisées pour des applications de télésurveillance

Pour des applications de télésurveillance médicale, plusieurs caractéristiques spécifiques sont à considérer :

- Les débits sont généralement plutôt faibles de quelques bit/s jusqu'à quelques Mbit/s, par contre, les taux d'erreur binaires (TEB) visés sont élevés (de l'ordre de 10^{-10}) [52].
- Lorsque la surveillance porte sur l'état de santé de personnes, il est important de disposer d'une liaison robuste face aux changements du canal de communication, par exemple liés à une mobilité. On définit dans ce cas la probabilité que le taux d'erreur ne soit pas supérieur à la valeur visée, appelée probabilité de blocage de la liaison. Typiquement on vise des probabilités de blocage de 10^{-2} [53].
- La puissance émise doit être la plus faible possible pour d'une part minimiser les risques liés à la proximité des personnes et d'autre part minimiser la consommation et assurer une durée de vie aux systèmes portés.

Les travaux publiés depuis environ une décennie, autour de contextes impliquant plusieurs dispositifs portés (nœuds) ou proches de personnes et un accès multiple au canal de communication, sont présentés dans le tableau I-1 et on peut noter qu'ils sont peu nombreux.

Tableau I-1 - Classification des travaux de télésurveillance d'un réseau multi-utilisateurs

Références	Technologie	Configurations	Réflexions	Accès multiple	Contexte communication / Performances
2012 [54]	IR	LOS Hybride	Non	OCDMA	Nœuds portés vers point d'accès Théorie / Simulation
2015, 2016 [24], [52]	IR	NLOS	Oui	OCDMA	Entre nœuds portés Théorie / Simulation
2017 [55]	IR	LOS non-direct	Oui	OCDMA	Nœuds portés vers point d'accès Simulation
2019 [56]	VLC	LOS non-direct	Oui	OCDMA	Nœuds portés vers point d'accès Simulation
2020 [57]	IR	LOS non-direct	Oui	OCDMA	Nœuds portés vers point d'accès Simulation
2020 [58]	IR	LOS	Non	OCDMA	Voie montante avec 2 utilisateurs Expérimentation
2021 [59]	IR	LOS non-direct	Non	OFDMA	Nœuds portés vers point d'accès Simulation
2022 [60]	IR	LOS non-direct	Non	OFDMA	Nœuds portés vers point d'accès Simulation
2022 [61]	IR	LOS non-direct	Oui	m-CAP	Entre nœuds portés Simulation

Du tableau I-1, on souligne tout d'abord que la technologie IR est considérée dans tous les travaux sauf dans [56]. La technologie IR est choisie pour les transmissions en liaison montante entre les nœuds portés et le point d'accès afin d'éviter une gêne visuelle pour les utilisateurs. Les liaisons en visible ne sont pas appropriées dans ce cas et sont généralement réservées aux voies descendantes, ce qui permet également de séparer les longueurs d'ondes utilisées.

En ce qui concerne le type de liaisons, on remarque que dans certains travaux tels que [54], [58]–[60], seul le lien LOS est utilisé pour des raisons de simplicité. Dans [24], [52], [55]–[57], [61], les auteurs ont pris en compte les réflexions, qui ont un impact important sur les performances comme montré dans [57]. En effet, dans un contexte de nœuds portés il est nécessaire de tenir compte de la présence du corps et des éléments proches de l'environnement pouvant contribuer à améliorer ou dégrader la propagation optique.

Côté techniques d'accès multiple, on remarque que la technique OCDMA permettant d'établir des transmissions asynchrones est très largement utilisée, associée aux codes optiques orthogonaux unipolaires (Optical Orthogonal Codes OOC) [24], [52], [54]–[58]. Dans ces travaux, les performances sont quasi exclusivement obtenues analytiquement ou par simulation. Ainsi, dans le cas NLOS, il a été démontré dans [52] que la technologie OCDMA avait le potentiel pour satisfaire les contraintes en débit, TEB et puissance pour des applications typiques de télésurveillance médicale. Le réseau porté étudié comprenait 3 nœuds et un coordinateur et utilisait un limiteur avant le récepteur par corrélation afin de diminuer la contribution de l'IAM. Plus récemment, dans le cas de transmissions LOS et considérant une réflexion, l'étude menée dans [57] a montré l'impact de la mobilité sur les performances et l'IAM pour des nœuds portés par des patients et a souligné l'intérêt à utiliser plusieurs points d'accès dans l'environnement. On ne trouve que dans [58] des résultats expérimentaux sur différentes architectures de réception OCDMA adaptées aux contraintes du contexte ainsi qu'une proposition d'implémentation sur FPGA. Les auteurs ont montré qu'un TEB inférieur à 10^{-3} était atteignable sans codage correcteur d'erreur jusqu'à une distance de 20cm pour un réseau comportant deux utilisateurs.

Du fait de l'intérêt pour les techniques multi-porteuses et afin d'atténuer l'IAM et d'augmenter le débit, les travaux [59], [60] utilisent l'OFDMA. L'utilisation de l'OFDMA impose une synchronisation temporelle à la réception ce qui peut être limitant en cas d'erreurs de synchronisation et induire de l'IAM. Cet effet est étudié dans le cas de communications en voie montante entre nœuds et points d'accès [59] pour un schéma ACO-OFDM (asymmetrically clipped optical –OFDM) et des débits de l'ordre du Mbit/s. Les mêmes auteurs proposent dans [60] une extension de leurs travaux précédents avec un nouveau schéma moins complexe ne nécessitant pas la symétrie hermitienne classiquement imposée pour obtenir un signal réel dans une transmission IM/DD. Ils montrent ainsi que les performances peuvent être atteintes avec une puissance d'émission réduite. Cependant, dans ces études les contributions NLOS sont négligées et le canal est uniquement LOS.

Enfin, l'accès multiple m-CAP est étudié comme une technique prometteuse dans [61] dans le cas d'un réseau corporel et en considérant un modèle statistique du canal lié à la mobilité.

I.3. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté de manière générale le domaine OWC, en relevant les différents avantages et inconvénients de cette technologie. Nous avons décrit les principes de base de la technologie, en détaillant les différentes caractéristiques liées aux émetteurs et aux

récepteurs optiques. Nous avons introduit différentes modulations utilisées en optique sans fil et avons défini les configurations de liaisons possibles, à savoir en visibilité (LOS) ou sans visibilité (NLOS), ainsi que les différentes sources de bruit pouvant impacter le canal.

Le contexte de la thèse portant sur la communication simultanée de plusieurs capteurs portés ou proches de jeunes enfants, nous avons présenté ensuite les méthodes de partage du canal. Nous avons d'abord exposé les différentes techniques d'accès multiples existantes, et nous nous sommes intéressées à celles utilisées en optique sans fil, pour finalement faire un état de l'art des différents travaux publiés dans le contexte de la télésurveillance des personnes. Cette étude a révélé que peu de travaux ont été publiés dans ce contexte au cours de la dernière décennie et que les travaux sont essentiellement théoriques. La majorité des études utilise la technologie IR et la technique OCDMA, la limitation principale étant l'interférence d'accès multiple.

Les travaux de la thèse s'inscrivent dans le cadre d'un projet régional, avec comme objectif l'étude et le développement de l'utilisation de la technologie OWC dans le contexte de la télésurveillance des bébés dans leurs lits, en considérant divers capteurs (comme la température, l'humidité, la détection de mouvement, etc...) portés par les bébés et placés sur les lits. C'est un cas d'usage nouveau et pas encore exploré dans la littérature.

Afin de mettre en œuvre un tel réseau, nous avons fait le choix de considérer la technologie IR en voie montante pour les mêmes raisons que la grande majorité des travaux dans le domaine, c'est-à-dire pour limiter la gêne visuelle que pourrait occasionner l'utilisation de la bande visible.

La modélisation du canal est une étape de base pour la mise en œuvre de la communication, dépendant du scénario, de l'environnement et des différents éléments le constituant. Dans le contexte, il apparaît important de prendre en compte la présence des lits, ainsi que celle des corps des bébés. De plus, il faudra également tenir compte de la mobilité du bébé dans son lit. Les communications s'effectuent entre les capteurs (sur les lits et/ou sur les bébés) et un point d'accès dans l'environnement. On est donc dans une configuration LOS non direct avec prise en compte des contributions réfléchies (NLOS). L'étape de modélisation du canal est décrite en détail dans le Chapitre II.

Pour permettre le partage du canal, nous avons opté pour l'OCDMA avec des codes OOC qui présentent l'avantage d'une mise en œuvre peu complexe, le principal problème de cette technique étant l'IAM. Dans le contexte étudié, on suppose que le récepteur au point d'accès peut avoir connaissance des codes de tous les utilisateurs désirant accéder au réseau. Avec cette hypothèse, nous proposons d'étudier les performances de techniques d'annulation d'interférence d'accès multiple dans le Chapitre III, en particulier le récepteur à annulation parallèle d'interférence (Parallel Interference Cancellation – PIC) qui a montré son efficacité dans les réseaux fibres [48] mais qui n'a jamais été étudié pour les réseaux optiques sans fil à notre connaissance.

Un objectif du projet est également de développer une plateforme expérimentale pour contribuer à la faisabilité de la technique OCDMA dans ce contexte, où un seul article dans la littérature [58] reporte des résultats. Le démonstrateur sera basé sur le concept de radio logicielle (SDR « software defined radio ») adapté pour les communications optiques sans fil [35] et sera décrit dans le Chapitre IV.

Chapitre II. Modélisation du canal

II.1. Introduction

Dans ce chapitre, nous nous concentrons sur la modélisation du canal de communication par optique sans fil. Dans le contexte de la thèse à savoir la télésurveillance des paramètres d'environnement et de santé de nourrissons dans leur lit, l'émetteur associé aux capteurs sera placé soit sur le lit, soit sur le bébé. La communication dans une configuration LOS et NLOS s'établira en voie montante vers des récepteurs placés au niveau du plafond. L'étude du canal doit donc tenir compte des éléments présents dans l'environnement donc de la présence des lits, ainsi que de celle des corps des bébés et de leur mobilité éventuelle.

Ce chapitre comportera ainsi cinq parties, la première portant sur la description de l'environnement. Une seconde partie concernera l'outil de simulation du canal utilisé, développé au sein d'XLIM, basé sur le lancer de rayon associé à la technique de Monte-Carlo. Dans la troisième partie, une étude préliminaire portera sur le canal de communication pour seulement un lit dans la pièce et sans la prise en compte du bébé. Cette première étude permettra de déterminer les paramètres liés au Tx, à savoir le pied du lit sur lequel il sera placé et orienté, et l'angle à mi-puissance de la source optique. A partir de l'ensemble des simulations deux approches seront menées : (i) soit on évalue les paramètres optimaux du Tx en analysant les moyennes et écarts types des gains (ii) soit on considère les paramètres conduisant aux cas extrêmes c'est-à-dire correspondant aux valeurs de gains les plus faibles, ce qui représente les conditions les moins favorables, et aux valeurs des gains les plus élevés, ce qui permettra d'évaluer les performances en présence d'interférence d'accès multiple dans le Chapitre III. Cette étude sera étendue dans la quatrième partie au cas du canal avec la présence de huit lits dans la pièce. A partir des résultats nous proposerons ainsi différents scénarios pour l'emplacement des transmetteurs sur chacun des lits en tenant compte des performances optimales et de la flexibilité pour un déploiement réaliste.

Au final, la dernière partie présentera la modélisation utilisée pour représenter les corps des bébés ainsi que leur impact sur les performances des capteurs communicants placés sur les pieds des lits mais également sur les performances d'une liaison avec un émetteur porté par le bébé.

II.2. Description de l'environnement

Dans notre étude, nous avons considéré une pièce vide de dimensions $(6,7 \times 6,7 \times 3) \text{ m}^3$, qui correspond à une salle d'expérimentation du laboratoire. Les matériaux des surfaces mur, plafond et sol sont de natures différentes et possèdent des propriétés de réflectivité optique définies comme dans la référence [62] (pour les murs, respectivement le plafond puis le sol, les coefficients de réflexion sont fixés à 0,8 ; 0,4 ; 0,63)

Afin d'optimiser la couverture pour des liaisons IR entre un émetteur dans la pièce et un système de réception au plafond, il a été montré dans une étude précédente [26], l'intérêt à utiliser la diversité spatiale en réception associée aux techniques de combinaison lorsqu'on dispose d'un luminaire sous forme de panneau au centre de la pièce, ce qui est classique dans les environnements publics tels que les hôpitaux ou les crèches. Ainsi, on utilisera quatre récepteurs au plafond. De plus, pour garantir les meilleures performances en termes de couverture, l'étude a conclu que les quatre récepteurs devaient être inclus aux coins du panneau central et orientés avec des angles de 45° [63].

En conséquence, nous considérons dans notre étude que le système de réception est placé au centre du plafond de la pièce, avec quatre récepteurs aux coins d'un panneau de dimensions $(0,6 \times 0,6 \times 0,2) \text{ m}^3$, orientés à 45° par rapport au plafond. De plus, on considère que les récepteurs sont des photodiodes PIN. Le système de réception est illustré sur la figure II-1 et les caractéristiques des récepteurs sont reportées dans le tableau II-1.

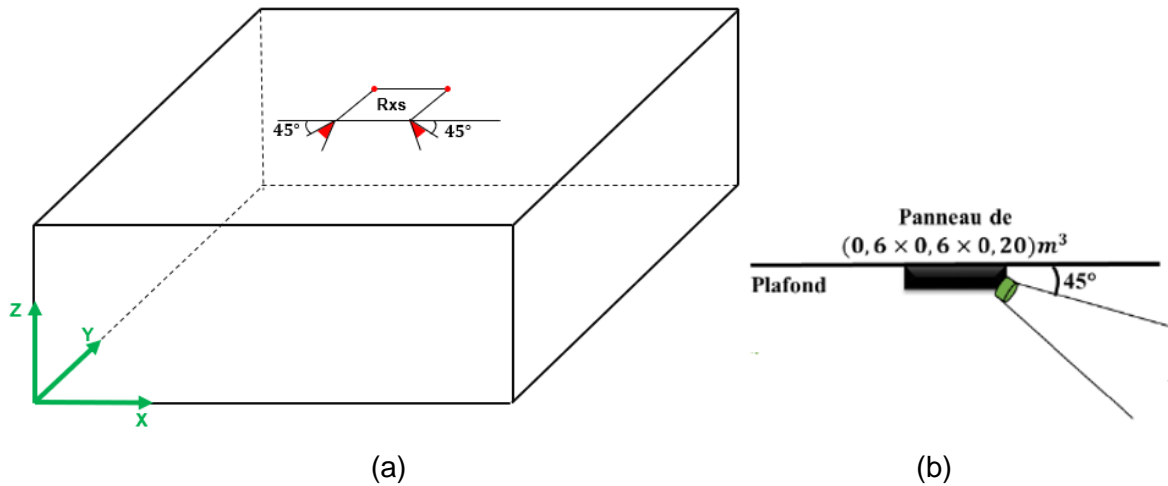


Figure II-1 (a) Illustration de la pièce étudiée (b) position des récepteurs au plafond [64]

Tableau II-1 : Paramètres de simulations des récepteurs

Récepteurs	
Nombre	4
Type	Photodiodes PIN
Surface (m²)	$0,345e^{-5}$
Angle d'orientation (°)	45
FOV (°)	45
Sensibilité (A/W)	1
Coordonnées [X Y Z] (m)	[3 3,05 2,8] [3,6 3,05 2,8] [3 3,65 2,8] [3,6 3,65 2,8]

Dans cette pièce on étudiera le canal de manière préliminaire pour le cas d'un lit de bébé positionné dans une configuration la plus défavorable en termes de distance par rapport aux récepteurs, c'est-à-dire au coin de la pièce.

Puis on se placera dans le cadre multi-utilisateur en considérant 8 lits disposés dans la pièce comme dans le contexte d'une crèche.

II.3. Outil de modélisation du canal et méthodologie

L'étude du comportement d'un canal de propagation pour des configurations complexes s'effectue généralement avec une approche par simulation. Une des approches les plus fiables aujourd'hui pour caractériser les canaux optiques en indoor utilise des algorithmes basés sur la technique de lancer de rayons, associée à une méthode d'intégration stochastique de Monte-Carlo (MC)[34], [65], [66].

Cette approche a été développée à XLIM via le logiciel appelé RaPSor [34].

A partir de l'étude de tous les trajets possibles entre un émetteur et un récepteur, le logiciel permet de déterminer la réponse impulsionnelle d'une liaison optique en fonction des caractéristiques géométriques et optiques (réflectivité) des surfaces de l'environnement, ainsi que des positions et propriétés optoélectroniques des émetteurs et des récepteurs. Les paramètres importants sont alors le nombre maximal de réflexions par trajet, la longueur d'observation de la réponse impulsionnelle et la résolution temporelle, ainsi que le nombre de rayons lancés.

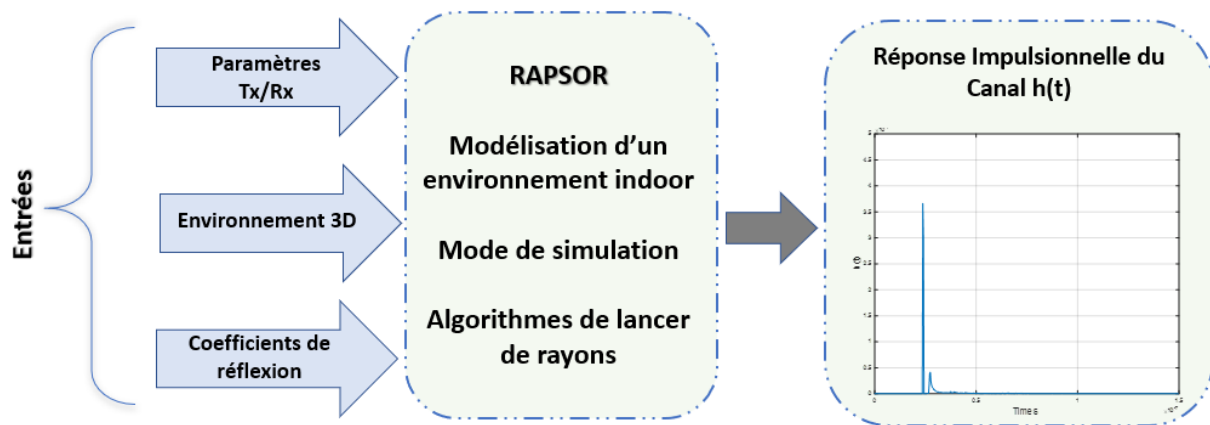


Figure II-2 : Processus RaPSor

RaPSor possède 4 modes de simulation afin de pouvoir simuler simultanément plusieurs émetteurs et / ou plusieurs récepteurs permettant de limiter le nombre de simulations à réaliser en fonction du scénario étudié (en particulier pour l'étude des positions possibles pour les émetteurs...). Ainsi dans les paramètres de RaPSor il faudra choisir parmi les modes de simulation suivants :

- SISO (Single Input Single Output),
- SIMO (Single Input Multiple Output),
- MISO (Multiple Input Single Output),
- MIMO (Multiple Input Multiple Output).

De plus, afin de gagner en temps de calcul, RaPSor intègre deux algorithmes de lancer de rayons, à savoir le MC Gathering (MCG), et le MC Shooting (MCS).

La différence entre ces deux algorithmes, est que l'algorithme MCG permet la simulation du lancer de rayon à partir du récepteur, tandis que l'algorithme MCS consiste quant à lui à lancer les rayons de l'émetteur. Le choix entre ces deux algorithmes dépend de la configuration du scénario à simuler et du mode de simulation choisi. Le MCS est plus adapté pour des configurations SIMO, donc une liaison où l'on considère un émetteur et plusieurs récepteurs. L'algorithme MCG est plus adapté pour des configurations MISO, donc une liaison où l'on considère plusieurs émetteurs et un seul récepteur [64].

Dans la suite de nos travaux, où nous considérons le système de réception constitué des 4 récepteurs au plafond, nous avons donc travaillé avec le mode de simulation SIMO et l'algorithme MCS. Les études menées dans [64], ont montré que pour un simulateur MCS il est nécessaire d'envoyer au moins 1.500.000 rayons pour obtenir des résultats précis.

De plus, on considère par la suite un nombre maximal de 3 réflexions, classiquement utilisé pour les environnements indoor [33]. Cela permet un bon compromis entre la précision et le temps de calcul dans les configurations étudiées sachant que l'on a choisi une résolution temporelle de 0,15 ns, et une longueur de réponse impulsionnelle de 60 ns.

Les données d'entrées dont a besoin RaPSor, sont décrites en blocs dans un fichier « .xml », contenant tous les paramètres liés à la scène, les différents blocs sont :

- **simulator** : Ce bloc contient les informations liées aux paramètres de simulation, on y trouve l'algorithme utilisé, le nombre de rayons à lancer, le nombre de fil d'exécution à utiliser, la possibilité d'utiliser le trajet direct ou diffus, la possibilité de ne tenir compte que de la dernière réflexion, la résolution temporelle, et la longueur de la réponse impulsionnelle.
- **reflectionNumber** Dans ce bloc se trouve le nombre de réflexions prises en compte durant la simulation.
- **transmitter** : Dans ce bloc sont listés tous les paramètres liés à l'émetteur à savoir le modèle utilisé, la position, l'orientation, la surface, ainsi que l'angle à mi-puissance $\varphi_{\frac{1}{2}}$. Dans notre étude, l'émetteur est considéré ponctuel et n'a donc pas de surface particulière.
- **receiver** : Ce bloc concerne les paramètres liés au récepteur, tout comme pour l'émetteur on retrouve la position ainsi que l'orientation du récepteur, le modèle, mais aussi sa surface physique, et le FOV.
- **face** : Les informations de ce bloc, correspondent à la géométrie de la pièce.

Les coefficients de réflexions, sont eux définis à l'aide d'une fonction BRDF (« Bidirectional Reflectance Distribution Function ») Lambertienne et sont compris entre 0 (correspondant à une surface totalement absorbante) et 1 (correspondant à une surface totalement réfléchissante).

Pour simuler des scénarios dans lesquels les Tx/Rx peuvent prendre plusieurs orientations et/ou différentes positions, il est possible d'utiliser un second fichier « .xml », décrivant les rotations et/ou déplacement d'un objet. Pour cela, il faut définir les paramètres initiaux (position, direction) des Tx/Rx dans le premier fichier de scène, dans un bloc « **object** ».

Dans le cadre de cette thèse les objets 3D (Lits + corps bébés), sont importés d'un outil de modélisation 3D Blender [67]. Le bloc « object » ne nécessite donc pas les dimensions ni la forme de l'objet, on y mettra seulement la position ainsi que la direction de l'objet importé.

Une fois l'ensemble des données d'entrée fixé, le mode de simulation et l'algorithme choisis, RaPSor fournit en sortie sous forme numérique l'ensemble des trajets reçus par chaque récepteur (LOS+NLOS jusqu'au nombre de réflexions choisi) ce qui permet d'obtenir par sommation de tous les trajets la réponse impulsionnelle $h(t)$. On utilisera ensuite MATLAB pour déterminer à partir de l'ensemble de $h(t)$, le gain du système H_0 .

Dans toute la suite des travaux, on simulera les liens entre un émetteur et les quatre récepteurs et on ne retiendra à chaque fois que le meilleur gain H_0 parmi ceux obtenus avec chacun des récepteurs. Cela revient à combiner les informations selon la méthode de « Selection Combining » qui consiste à ne prendre en compte que le signal ayant le rapport signal à bruit le plus élevé et qui est l'une des techniques de combinaison les plus simples et les plus répandues [68], [69].

II.4. Etude préliminaire : Modélisation du canal pour un lit de bébé connecté

On étudie dans cette partie le comportement du canal entre un capteur communicant en optique, positionné sur un pied du lit considéré vide et le système de réception au plafond. De plus, le lit modélisé à partir de formes géométriques élémentaires dans blender [67], est placé dans un coin de la pièce ce qui correspond à la position la plus défavorable pour la liaison. Ce lit sera positionné à 5cm du mur latéral et à 60cm de l'autre mur comme illustré sur la figure II-3. Ce lit sera appelé par la suite lit n°1.

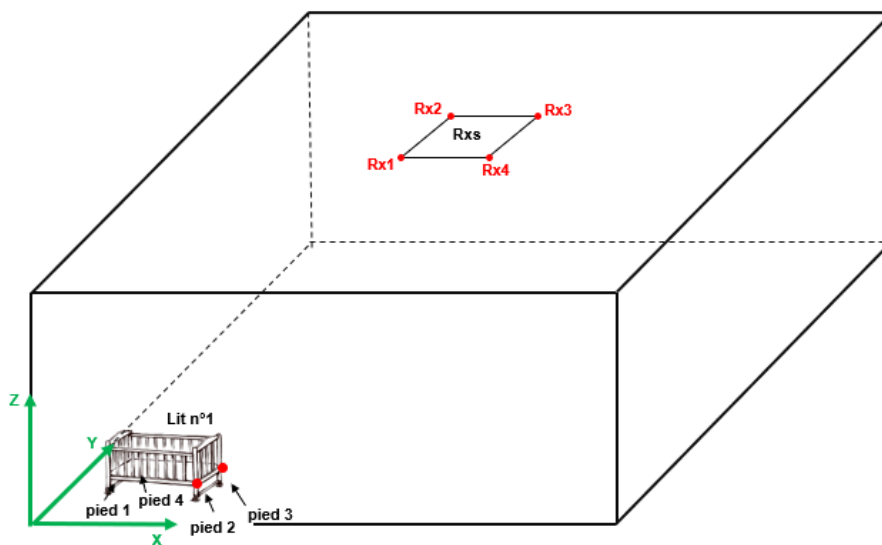


Figure II-3 : Illustration de la pièce en présence du lit n°1

Par contre, pour des raisons pratiques évidentes, nous avons également restreint l'étude au cas des pieds du lit du côté opposé au mur c'est-à-dire les pieds 2 et 3 comme illustré sur la figure II-3. En effet les pieds 1 et 4 sont positionnés à 5cm du mur, et cette proximité peut mener à une dégradation des performances.

En considérant que le capteur est un élément qui se rajoute à un lit existant, il est également potentiellement amovible. Cela signifie qu'une certaine variabilité doit être considérée dans l'orientation de l'émetteur optique associé. A noter que le Tx sur un pied du lit est inaccessible par le bébé ce qui augmente la stabilité et la fiabilité du système.

L'objectif est donc d'analyser l'impact sur le canal de l'orientation de l'émetteur. Pour cela, nous avons fait varier les angles d'orientation du Tx (voir figure II-4) (θ , ϕ), respectivement l'angle d'élévation, et l'angle d'azimut.

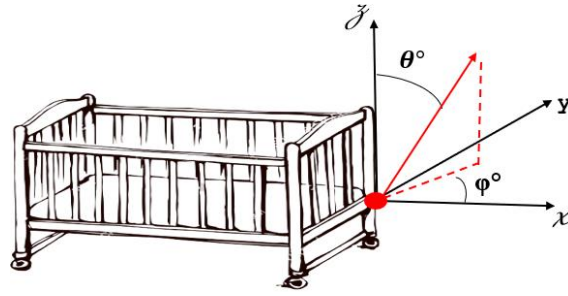


Figure II-4 : Angles d'orientation du Tx

Afin de représenter une plage de variations réalistes de l'orientation de l'émetteur, on suppose que l'émetteur ne va pas être orienté vers le sol ou vers l'intérieur du lit. De ce fait, on considère que les angles θ et φ varient entre 0° et 90° . Un pas de 10° pour chacun de ces angles a été pris pour obtenir un ensemble de réponses impulsionnelles.

Par ailleurs on a considéré 5 valeurs possibles d'angle à mi-puissance $\varphi_{1/2}$ entre 10° et 60° .

Enfin, dans toute l'étude, on considèrera que la réflectivité du lit dont le matériau constitutif peut être variable entre le bois, le plastique et le métal, est fixée à une valeur moyenne $\rho=0.5$.

Les paramètres de la simulation sont reportés dans le tableau II-2.

Tableau II-2 : Paramètres de simulation de l'émetteur

Emetteur	
Angle à mi- puissance $\varphi_{1/2}$ ($^\circ$)	[10 20 30 45 60]
Angle d'élévation ($^\circ$)	[0 10 20 30 40 50 60 70 80 90]
Angle d'azimut ($^\circ$)	[0 10 20 30 40 50 60 70 80 90]
Coordonnées [X, Y, Z] (m)	Pied 2 [1,28 0,6 0,35] Pied 3 [1,28 1,25 0,35]
Objet : Lit n°1	
Coefficient de réflexion	0,5
Dimensions (m)	1,23 x 0,65 x 0,85

Cette étude a donc conduit à l'analyse de 500 réponses impulsionnelles par pied soit au total 1000 réponses impulsionnelles pour un lit.

A titre d'exemple, les figures II-5(a) et II-5(b) représentent les réponses impulsionnelles du Tx placé sur le pied 3, correspondant respectivement au meilleur et au pire cas en termes de gains, pour une source directive à 10° .

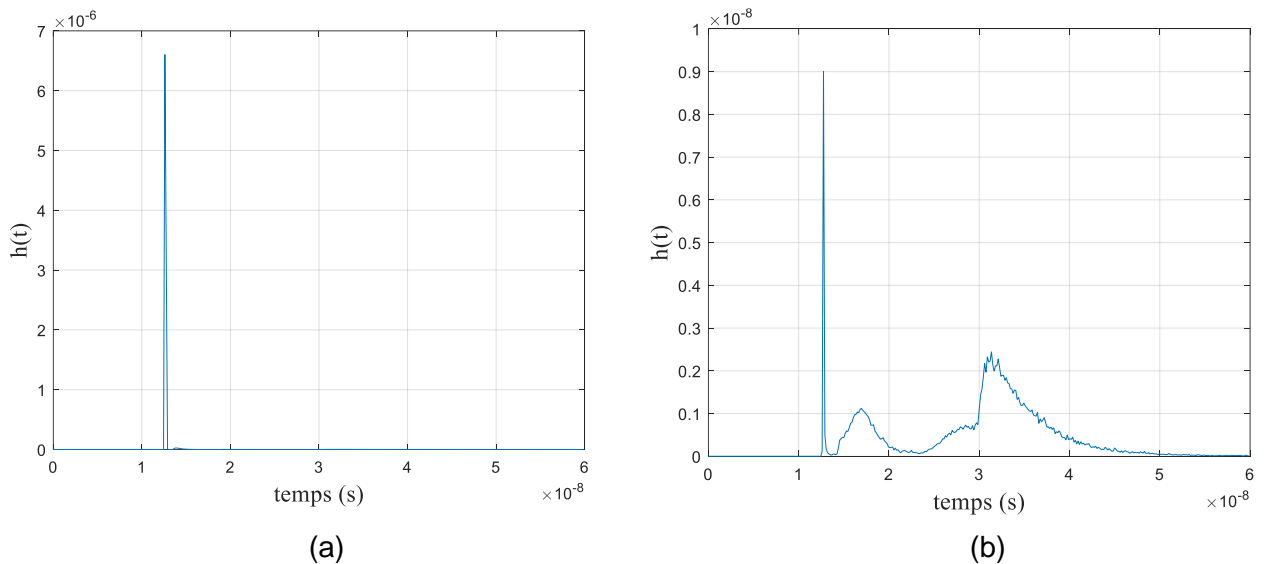


Figure II-5 – Réponse impulsionnelle du Tx placé sur le pied 3 du lit n°1 (a) meilleur cas (b) pire cas

Nous remarquons que pour le meilleur cas (figure II-5(a)), la réponse impulsionnelle correspond à une liaison en LOS direct. Par contre la figure II-5(b) montre une atténuation de la contribution LOS et un étalement de la réponse impulsionnelle illustrant la présence de contributions NLOS liées aux réflexions sur les surfaces de l’environnement.

Les valeurs des retards RMS déterminés à partir de (I-10) sont respectivement de : $\sim 0,07$ ns pour la figure II-5(a), et $\sim 2,681$ ns pour la figure II-5(b). Cela signifie que pour négliger l’impact de l’IES en considérant le cas le plus défavorable de la figure II-5(b), on devrait considérer une bande passante maximale d’environ 37MHz (voir(I-12)). Cette valeur sera à considérer dans le Chapitre III en fonction de la modulation, du débit visé et de la longueur du code OCDMA afin d’être dans l’hypothèse où l’IES est négligeable.

Ainsi, l’analyse des résultats portera dans la suite uniquement sur les valeurs de gain. Elle a pour objectif de déterminer pour chaque pied de lit, les caractéristiques de la source conduisant aux performances optimales c’est-à-dire au meilleur gain du canal. Pour cela nous avons considéré deux approches présentées dans les paragraphes suivants.

II.4.1. Paramètres optimaux en considérant l’ensemble des orientations

Une première étude a été faite en considérant toutes les orientations et en déterminant les paramètres optimaux dans ce cas. Cela permet en effet de s’assurer que le dispositif reste dans une plage de fonctionnement identifiée quel que soit son positionnement sur le lit si on suppose qu’il peut être placé par un utilisateur sur un pied de lit de manière approximative et que son orientation n’est donc pas fixe.

A partir de l’ensemble des réponses impulsionnelles obtenues pour chacune des orientations, nous avons déterminé la moyenne et l’écart type des gains pour les émetteurs positionnés sur les pieds 2 et 3, et ce pour différentes valeurs d’angle à mi- puissance.

La figure II-6 présente respectivement les moyennes et écarts types des gains obtenus pour un Tx placé sur les pieds 2 et 3 sur le lit n° 1 en fonction de l’angle à mi- puissance.

On cherchera à identifier parmi ces tracés les configurations (position du Tx sur le lit et angle à mi- puissance optimal) conduisant à des moyennes de gains les plus élevées correspondant à un écart-type le plus faible possible.

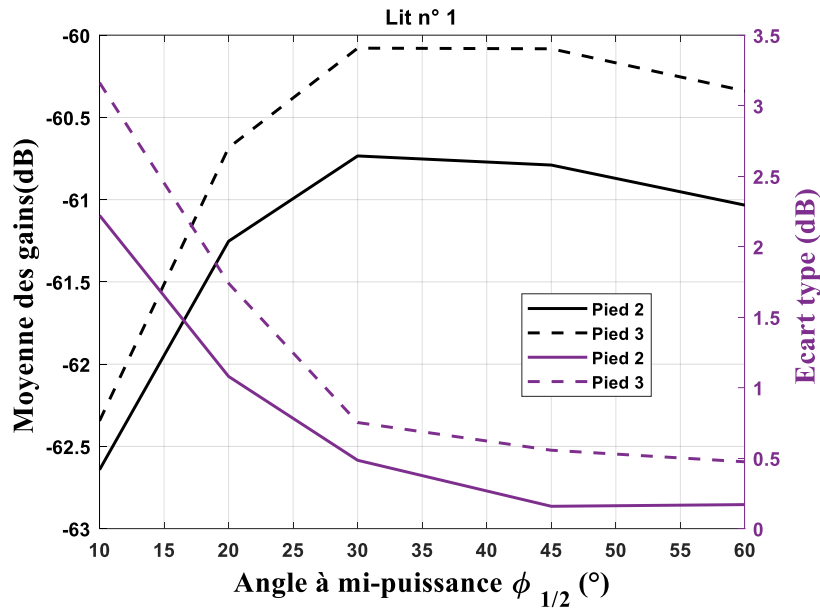


Figure II-6 : Moyennes et écarts types des gains des pieds 2 et 3 du Tx sur le lit n°1

De la figure II-6, on remarque que les meilleures moyennes des gains sont obtenues pour le Tx placé sur le pied 3 pour chaque $\phi_{1/2}$. La valeur maximale de la moyenne de -60,07dB est obtenue pour un $\phi_{1/2} = 30^\circ$, et $\phi_{1/2} = 45^\circ$ respectivement, et les écarts types correspondants sont à 0,75 dB et 0,55dB respectivement. Cependant on note que pour $\phi_{1/2} = 60^\circ$ la valeur de la moyenne des gains est peu différente, égale à -60,33dB, mais avec un écart type plus faible de 0,47dB.

Pour la suite de l'étude, on considère que la position optimale du Tx sur le lit est le pied 3, avec une source ayant un angle à mi-puissance $\phi_{1/2} = 60^\circ$.

II.4.2. Paramètres conduisant aux cas extrêmes

On s'intéresse dans cette partie à déterminer les paramètres des émetteurs conduisant aux cas extrêmes en termes de gain (les plus faibles et les plus élevés).

a) Gains les plus faibles

En considérant l'ensemble des réponses impulsionnelles et des gains obtenus pour les plages de variations des orientations des angles θ et φ , nous avons extrait pour les positions 2 et 3 des pieds, les valeurs des gains les plus faibles ainsi que les couples (θ, φ) correspondants, pour différents angles à mi- puissance. Les résultats sont résumés dans le tableau II-3 :

Parmi l'ensemble des valeurs de gains du tableau II-3, on peut remarquer que les valeurs les plus faibles sont obtenues pour un angle à mi- puissance à 10° . Ce résultat est cohérent car il correspond à une source avec la plus grande directivité donc le lien est plus facilement dégradé lorsqu'il subit des variations d'orientations qu'avec une source ayant un angle à mi-puissance plus élevé.

Tableau II-3 : Valeurs des gains les plus faibles pour chaque $\varphi_{1/2}$ et couples (θ, φ) correspondants (Lit n° 1)

$\varphi_{1/2} (^{\circ})$	Pied 2	$(\theta, \varphi)^{\circ}$	Pied 3	$(\theta, \varphi)^{\circ}$
10°	-66,90	(20,40)	-68,08	(20,80)
20°	-65,51	(90,20)	-66,30	(40,90)
30°	-64,41	(90,20)	-64,79	(90,90)
45°	-62,98	(90,20)	-64,56	(90,90)
60°	-62,61	(90,20)	-63,77	(90,90)

b) Gains les plus élevés

De la même manière nous présentons dans le tableau II-4, les valeurs des gains les plus élevés obtenus pour les plages de variations des orientations des angles θ et φ , pour les positions 2 et 3 pour différents angles à mi-puissance.

Tableau II-4 : Valeurs des gains les plus faibles pour chaque $\varphi_{1/2}$ et couples (θ, φ) correspondants (Lit n° 1)

$\varphi_{1/2} (^{\circ})$	Pied 2	$(\theta, \varphi)^{\circ}$	Pied 3	$(\theta, \varphi)^{\circ}$
10°	-49,47	(60,60)	-49,89	(40,20)
20°	-54,5	(60,60)	-53,32	(40,20)
30°	-57,33	(60,60)	-55,92	(40,20)
45°	-59,42	(60,40)	-58,13	(60,40)
60°	-60	(80,0)	-59,07	(80,20)

On peut remarquer d'après les valeurs issues du tableau II-4 que comme pour les valeurs des gains les plus faibles, les valeurs des gains les plus élevés sont obtenues pour un angle à mi-puissance à 10°. Les résultats s'expliquent par le fait que lorsque le Tx est le plus directif et orienté de façon directe vers le système de réception (lien LOS direct), la communication est la plus performante.

Dans la partie suivante, l'étude menée est étendue au contexte d'une pièce avec huit lits connectés.

II.5. Modélisation du canal pour les huit lits de bébé connectés

Dans la pièce étudiée, on suppose qu'il peut y avoir jusqu'à huit lits de bébé identiques, disposés comme illustré sur la figure II-7, espacés les uns des autres d'une distance de 1m, et à 5cm du mur latéral (mur gauche pour les lits n° [1-4], et mur droit pour les lits n° [5-8], et à 60cm des deux autres murs de la pièce.

Comme pour le lit n°1, on considère que les émetteurs peuvent être placés sur les pieds 2 et 3 de chacun des lits. De plus, au vu de la symétrie de la pièce, dans la suite de nos travaux seuls les lits n° 1 et n° 2 ont été étudiés.

Les paramètres de simulation pour chacun des lits sont reportés en Annexe 1.

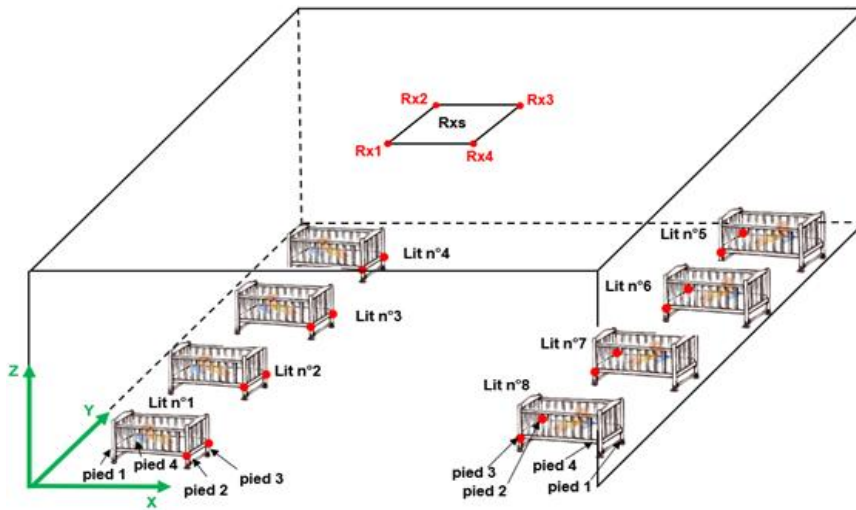


Figure II-7 : Illustration de la pièce en présence des 8 lits

II.5.1. Etude des paramètres optimaux de l'émetteur

Comme précédemment, on étudie l'impact de l'orientation de l'émetteur sur le gain du canal en faisant varier les angles (θ , φ) pour les différentes valeurs de directivité (angle à mi-puissance $\varphi_{1/2}$) de la source optique.

Pour les lits n°1 et n°2, on a donc simulé et analysé 2000 réponses impulsionnelles en considérant les deux approches comme précédemment.

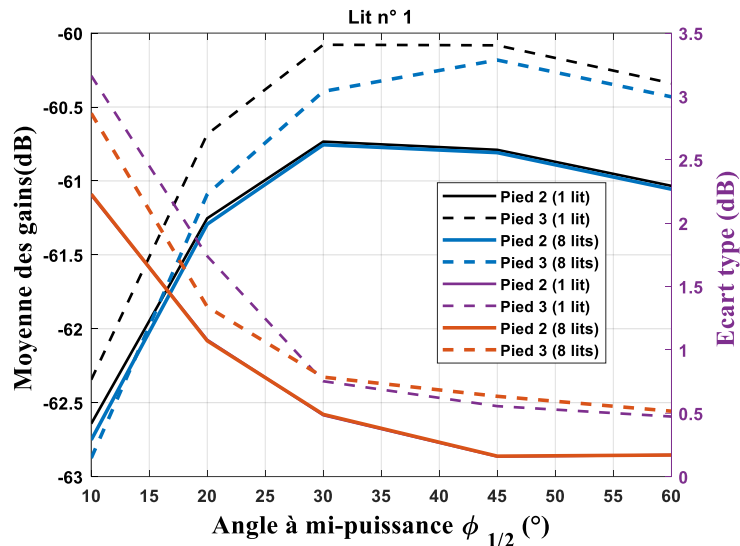
- **Paramètres optimaux en considérant l'ensemble des orientations**

Les figures II-8 (a) et II-8 (b), représentent respectivement les moyennes et écarts types des gains obtenus pour un Tx placé sur les pieds 2 et 3 sur le lit n° 1, respectivement sur le lit n° 2, en fonction de l'angle à mi- puissance.

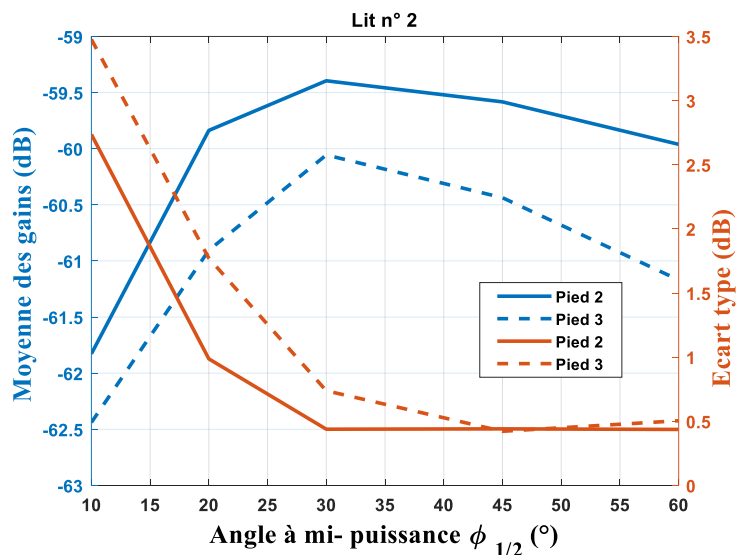
De plus, sur la figure II-8 (a), les moyennes et écarts types des gains obtenus précédemment pour le lit n°1 sont également reportées, afin d'observer l'impact de la présence des autres lits.

Pour le Tx placé sur le lit n°1, (voir figure II-8(a)) on peut observer que le maximum de la moyenne correspond à $\varphi_{1/2} = 45^\circ$, sur le pied 3, avec une valeur de -60,18dB. Cependant, on remarque que l'écart-type correspondant s'élève à 0,63 dB, tandis que l'écart type minimal pour ce pied est à 0,51 dB correspondant à un $\varphi_{1/2} = 60^\circ$, avec une moyenne à -60,43dB. Comme précédemment, on considère que la position optimale du Tx sur le lit est le pied 3, avec une source ayant un angle à mi-puissance $\varphi_{1/2} = 60^\circ$.

D'autre part, en comparant les courbes obtenues pour le lit n°1 sans et avec la présence des autres lits, on remarque que la présence des 8 lits n'a pas d'impact sur les performances concernant le pied 2. Ceci s'explique car le pied 2 du lit n°1 est à proximité du mur et pas des autres lits. Par contre, le pied 3 qui est du côté du lit n°2 est plus impacté par la présence des autres lits mais on constate qu'avec et sans la présence des lits, la conclusion est identique sur la position optimale et l'angle à mi- puissance.



(a)



(b)

Figure II-8 : Moyennes et écarts types des gains des pieds 2 et 3 du Tx sur (a) lit n°1 avec et sans la présence des autres lits (b) lit n°2 avec la présence des autres lits

Enfin, les résultats présentés sur la figure II-8 (b) montrent que pour le lit n°2, la meilleure moyenne des gains (-59,39dB) avec le plus faible écart type (0,42 dB) est obtenue pour un Tx sur le pied 2 avec une source ayant un angle à mi- puissance $\varphi_{1/2} = 30^\circ$.

- **Paramètres conduisant aux cas extrêmes**

Comme précédemment, cette partie consiste à déterminer les paramètres des émetteurs conduisant aux cas extrêmes en termes de gain dans le but notamment de les utiliser dans le Chapitre III sur l'analyse des performances afin de considérer les pires cas d'interférences entre les utilisateurs.

a) Gains les plus faibles

En considérant l'ensemble des réponses impulsionnelles nous avons identifié les valeurs des gains les plus faibles ainsi que les couples (θ, φ) correspondants, pour différents angles à mi-puissance pour les positions 2 et 3 des pieds de chaque lit. Les résultats sont résumés dans le tableau II-5 :

Tableau II-5 : Valeurs des gains les plus faibles pour chaque $\varphi_{1/2}$ et couples (θ, φ) correspondants

$\varphi_{1/2} (^{\circ})$	Lit n°1				Lit n°2			
	Pied 2	$(\theta, \varphi)^{\circ}$	Pied 3	$(\theta, \varphi)^{\circ}$	Pied 2	$(\theta, \varphi)^{\circ}$	Pied 3	$(\theta, \varphi)^{\circ}$
10°	-66,97	(20,40)	-68,32	(20,90)	-66,45	(20,90)	-68,06	(20,90)
20°	-65,49	(90,20)	-66,92	(80,90)	-65,22	(90,60)	-65,45	(40,90)
30°	-64,41	(90,20)	-66,67	(80,90)	-65,18	(90,60)	-64,06	(60,90)
45°	-62,98	(90,20)	-65,11	(90,90)	-64,36	(90,90)	-64,06	(90,90)
60°	-62,62	(90,20)	-64,13	(90,90)	-63,22	(90,90)	-63,91	(90,90)

Du tableau II-5, on remarque que comme précédemment dans le cas d'un seul lit, les valeurs des gains les plus faibles correspondent à un angle à mi-puissance à 10° quel que soit le lit.

En comparant les résultats sans et avec la présence des autres lits pour le lit n°1 (tableaux II-3 et II-5), on remarque comme précédemment que le Tx sur pied 2 n'est pas affecté par la présence des autres lits, contrairement au Tx sur le pied 3 qui est légèrement impacté. En effet, pour le Tx sur le pied 3 du lit n°1, le gain le plus faible est de -68,32dB en présence des 8 lits au lieu de -68,03dB sans la présence des lits.

b) Gains les plus élevés :

Dans cette partie, nous nous intéressons aux valeurs des gains les plus élevés correspondant aux différentes orientations des angles θ et φ , pour les pieds 2 et 3 de chaque lit pour différents angles à mi-puissance.

Tableau II-6 : Valeurs des gains les plus élevés pour chaque $\varphi_{1/2}$ et couples (θ, φ) correspondants

$\varphi_{1/2} (^{\circ})$	Lit n°1				Lit n°2			
	Pied 2	$(\theta, \varphi)^{\circ}$	Pied 3	$(\theta, \varphi)^{\circ}$	Pied 2	$(\theta, \varphi)^{\circ}$	Pied 3	$(\theta, \varphi)^{\circ}$
10°	-49,48	(60,60)	-49,9	(40,20)	-48,75	(40,40)	-49	(40,0)
20°	-54,50	(60,60)	-53,33	(40,20)	-52,6	(40,20)	-53,78	(40,0)
30°	-57,33	(60,60)	-55,94	(40,20)	-55,28	(40,20)	-56,65	(40,0)
45°	-59,44	(60,40)	-58,16	(60,40)	-57,64	(40,20)	-59,09	(40,0)
60°	-60,03	(80,0)	-59,10	(80,20)	-58,64	(80,0)	-59,94	(80,20)

Du tableau II-6, on retrouve que les meilleures valeurs des gains sont obtenues pour un angle à mi-puissance à 10°. On peut remarquer que, quel que soit le lit, les valeurs des gains les plus élevés sont obtenues pour le Tx sur le pied 2.

En comparant les tableaux II-4 et II-6, on remarque que la présence des lits n'a pas d'impact sur le lit n°1, et ceci est valable dans ce cas pour les deux pieds car le meilleur gain correspond à une liaison LOS.

II.5.2. Définition des scénarios avec huit lits

A partir des résultats obtenus, nous avons défini trois scénarios pour lesquels nous évaluerons les performances dans le Chapitre III.

- **Scénario #1**

Dans ce premier scénario on considère que les Tx sur chacun des lits sont sur le pied correspondant respectivement soit au meilleur gain moyen, soit au gain le plus élevé, soit au gain le plus faible.

Au vu de la symétrie, les paramètres optimaux des Tx pour les lits n° [4 ;5 ;8] sont les mêmes que ceux du lit n°1, donc les valeurs des gains pour les lits n° [4 ;5 ;8] sont identiques à celles du lit n°1. De la même manière, les paramètres optimaux des Tx pour les lits n° [3 ;6 ;7] sont les mêmes que ceux du lit n°2, et donc les valeurs des gains déterminées pour le lit n°2 s'appliquent aux lits n° [3 ;6 ;7].

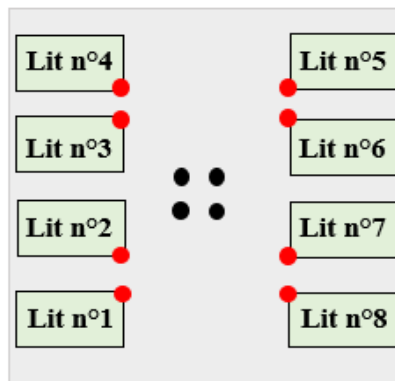


Figure II-9 Scenario #1

Ainsi, les valeurs des gains correspondant au scénario #1 sont reportées dans le tableau II-7 respectivement tableau II-8 pour ce qui concerne le cas des paramètres optimaux, respectivement les cas extrêmes.

Tableau II-7 : Paramètres du scénario #1 (moyennes de gains – paramètres optimaux)

Lits	Pied	$\varphi_{1/2}$ (°)	Moyenne des gains (dB)
n°[1 ; 5]	3	60	-60,43
n°[4 ; 8]	2		
n°[2 ; 6]	2	30	-59,39
n°[3 ; 7]	3		

Tableau II-8 : Paramètres du scénario #1 (les gains les plus faibles et les gains les plus élevés)

Lits	$\varphi_{1/2}$ (°)	Pied	Gains les plus faibles (dB)	Pied	Gains les plus élevés (dB)
n°[1 ; 5]	10	3	-68,32	2	-49,48
n°[4 ; 8]		2		3	
n°[2 ; 6]		3	-68,06	2	-48,75
n°[3 ; 7]		2		3	

• **Scénario #2**

Le scénario #2 contrairement au scénario #1, permet l'interchangeabilité des lits dans la pièce, ce qui est plus réaliste car les équipements (position sur le pied et angle à mi-puissance de la source) sont alors identiques pour tous les lits.

Pour cela nous avons défini un scénario #2a, considérant les paramètres du lit n°1 imposés à tous les autres lits comme illustré sur la figure II-10(a).

De la même manière, dans le scénario #2b nous avons considéré les paramètres du lit n°2 et les avons appliqués à tous les autres lits comme illustré sur la figure II-10(b).

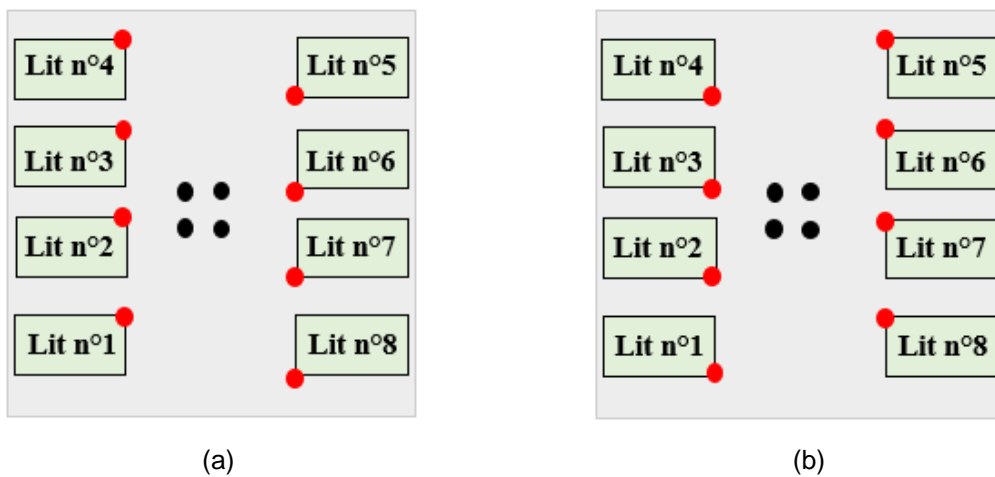


Figure II-10 : Illustration scénario #2a et #2b

Toujours en raison de la symétrie, les valeurs des gains de certains lits sont identiques. Plus précisément le lit n°1 a les mêmes valeurs de gains que le lit n°5, le lit n°2 a les mêmes valeurs de gains que le lit n°6, le lit n°3 a les mêmes valeurs de gains que le lit n°7, et le lit n°4 a les mêmes valeurs de gains que le lit n°8.

Les tableaux II-9 à II-12, reportent respectivement les valeurs des gains des scénarios #2a et #2b.

Tableau II-9 : Paramètres scénario #2a (moyennes de gains)

Lits	Pied	$\varphi_{1/2}$ (°)	Moyenne des gains (dB)
n°[1 ; 5]	3	60	-60,43
n°[4 ; 8]			-61,05
n°[2 ; 6]			-61,16
n°[3 ; 7]			-59,96

Tableau II-10 : Paramètres du scénario #2a (les gains les plus faibles, et les plus élevés)

Lits	$\varphi_{1/2}$ (°)	Pied	Gains les plus faibles (dB)	Pied	Gains les plus élevés (dB)
n°[1 ; 5]	10	3	-68,32	3	-49,9
n°[4 ; 8]			-66,92		-66,87
n°[2 ; 6]			-68,07		-49,23
n°[3 ; 7]			-66,35		-48,91

Nous remarquons sur le tableau II-10 dans la catégorie des gains les plus élevés, une valeur de gain nettement plus faible (-66,87dB) pour les lits n° [4 ;8] que pour l'ensemble des autres lits. Ceci est dû à la position du Tx sur le lit ainsi qu'à son orientation ; en effet le Tx est placé sur le pied 3 et est donc pour les lits n° [4 ;8] à 5cm du mur (figure II-10 (a)). De plus, l'orientation du Tx est définie par les angles $(\theta, \varphi) = (40,20)^\circ$ (voir tableau II-6), correspondant à la meilleure valeur des gains du Tx placé sur le lit n°1. Avec ces paramètres, le Tx n'est pas dans une configuration de visibilité avec le système de réception.

A partir des tableaux II-7 et II-9 correspondant respectivement aux scénarios #1 et #2a, on compare une situation de communication à titre d'exemple :

- Pour les lits n° [1 ;5] par exemple, la valeur moyenne du gain du canal est identique pour les 2 scénarios à savoir -60,43dB.
- Par contre, les valeurs moyennes des gains pour les autres lits sont différentes : par exemple pour les lits n° [2 ;6] le gain est -59,39dB pour le scénario #1 respectivement -61,16dB pour le scénario #2a.

Cela signifie que dans le cas particulier où la communication serait active simultanément pour les lits n° [1 ;5 ;2 ;6], l'impact de l'interférence sur les lits n°[1 ;5] liée aux lits n°[2 ;6] serait plus important dans le scénario #1 que dans le scénario #2a. A l'opposé, les performances pour les lits n° [2 ;6] seraient plus impactées dans le cas du scénario #2a que dans celui du scénario #1.

Tableau II-11 : Paramètres du scénario #2b (moyenne des gains)

Lits	Pied	$\varphi_{1/2}$ (°)	Moyenne des gains (dB)
n°[1 ; 5]	2	30	-60,75
n°[4 ; 8]			-60,39
n°[2 ; 6]			-59,39
n°[3 ; 7]			-60,05

Tableau II-12 : Paramètres du scénario #2b (les gains les plus faibles, et les plus élevés)

Lits	$\varphi_{1/2}$ (°)	Pied	Gains les plus faibles (dB)		Pied	Gains les plus élevés (dB)
n°[1 ; 5]	10	2	-64,14		2	-57,15
n°[4 ; 8]			-68,11			-51,84
n°[2 ; 6]			-66,45			-48,75
n°[3 ; 7]			-68,07			-51,12

Pour étudier quel scénario est le plus approprié, une étude complète de l'ensemble des performances dans le cas de communications simultanées est nécessaire. Elle est détaillée dans le Chapitre III pour les trois scénarios.

II.5.3. Conclusion

Dans cette partie nous avons considéré une pièce contenant huit lits communicants équipés d'un Tx potentiellement amovible placé sur un des pieds des lits. En considérant une orientation variable liée au caractère amovible du Tx, l'objectif de cette étude était de déterminer sur quel pied placer les Tx ainsi que l'angle à mi-puissance optimal de la source optique. Cette étude a été menée en considérant dans une première approche l'ensemble des orientations conduisant aux paramètres optimaux des Tx offrant les meilleures valeurs de moyennes de gain DC pour la liaison optique. Dans une seconde approche, nous avons également déterminé les paramètres du Tx offrant les valeurs des gains les plus dégradées pour une orientation donnée ce qui nous permet d'évaluer les performances dans les conditions les moins favorables, puis les paramètres du Tx qui conduisent au gain le plus élevé. A partir de cette étude nous avons défini différents scénarios pour un système de huit lits connectés, tenant compte du compromis entre performance et flexibilité.

II.6. Impact de la présence du bébé sur le canal du lit connecté

Dans cette partie, l'objectif est d'étudier l'impact de la présence des corps des bébés sur le gain du canal. Avant cette étude, il nous faut déterminer le modèle du bébé avec lequel nous évaluerons les performances.

II.6.1. Modèle du bébé

Afin de faire un choix concernant le modèle du bébé avec lequel nous continuerons les travaux de cette thèse, nous avons fait une étude, en utilisant l'environnement décrit dans la partie II.4, en ajoutant un bébé dans le lit n°1 (voir figure II-3).

Nous avons considéré deux modèles 3D de bébé ; le premier sous une forme parallélépipédique, sans bras ni pieds (voir figure-11(a)), et un second modèle qui se rapproche au plus d'un modèle de bébé réel (voir figure-11(b)) ayant les mêmes dimensions (0,35x0,15x0,07) m. Nous avons considéré un corps de bébé ayant un coefficient de réflexion à 0,1, ce qui traduit un cas plutôt absorbant, et donc bloquant pour les transmissions en optique.

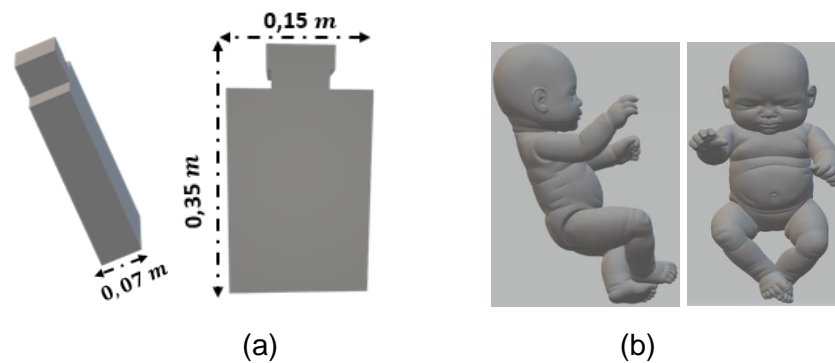


Figure II-11 : Modèles de bébé (a) parallélépipédique et (b) réaliste[70]

Le Tx est supposé placé sur le bébé au niveau de la poitrine avec une orientation variable selon la position du bébé. En effet, nous considérons que le bébé est mobile dans son lit, pendant la transmission. La mobilité se traduit par différentes rotations du corps du bébé induisant différents cas d'orientation du Tx placé sur la poitrine.

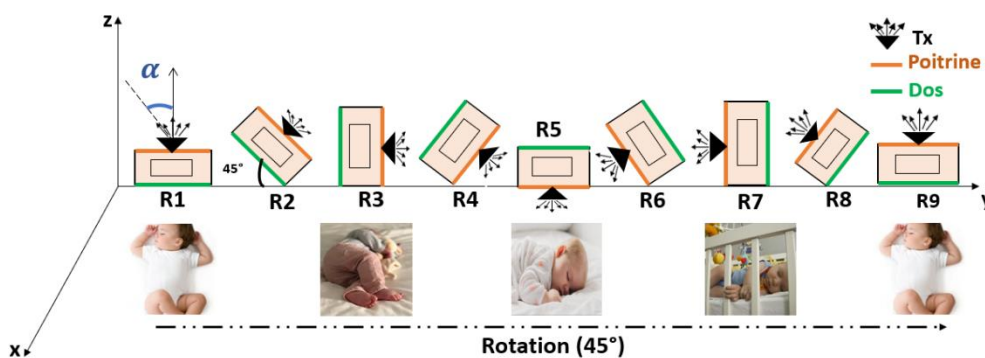


Figure II-12 : Rotations bébé[71]

La figure II-12 illustre les différentes configurations prises en compte et utilisées dans [71]. On a ainsi considéré une rotation de 45° entre deux positions, et neuf rotations au total ce qui correspondrait à un tour complet du bébé dans son lit.

Les performances de la liaison varient selon l'orientation du bébé par rapport au système de réception, mais aussi par rapport aux éléments bloquants de la pièce, notamment le lit. Afin d'évaluer les performances, nous avons tracé les gains optiques obtenus à partir des réponses impulsionnelles issues des simulations, en fonction du modèle de corps et des rotations du

bébé. Cette évaluation, nous permet de faire un choix sur le modèle du bébé pour la suite des travaux.

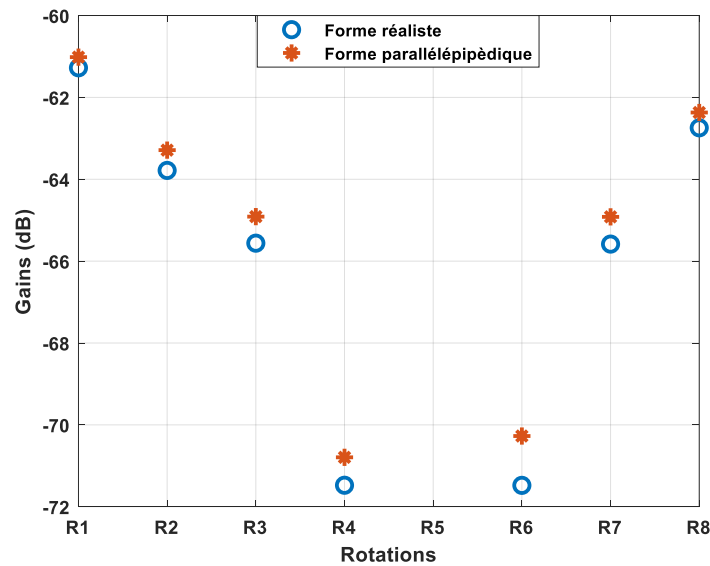


Figure II-13 : Comparaison des gains obtenus pour les différentes rotations avec les deux modèles 3D de bébé

Selon la figure II-13 nous remarquons que les gains obtenus avec les deux modèles de corps sont différents et que l'écart entre les gains varie en fonction de la rotation du bébé. Dans tous les cas, le gain obtenu est plus faible en considérant le modèle réaliste de corps.

L'écart maximum est de 1,2dB et correspond à la rotation R6, qui est une des rotations les plus critiques, car le bébé se trouve dos au système de réception.

L'écart minimum correspond à la rotation R1 et est égal à 0,26dB. Dans ce cas le bébé est couché sur le dos, et donc l'émetteur est orienté vers le plafond.

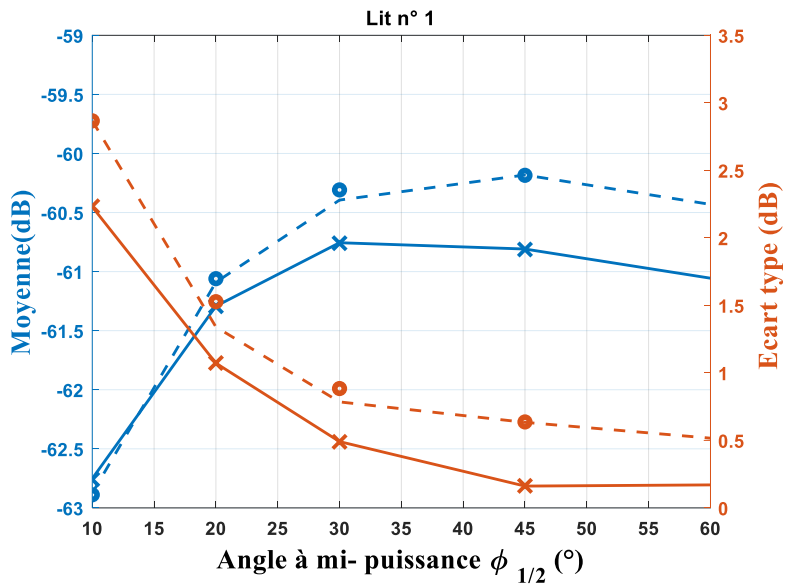
La rotation R5, correspond au cas où le bébé est couché sur le ventre (voir figure II-12), l'émetteur placé au niveau de la poitrine n'arrive pas à communiquer avec le système de réception car le signal est totalement bloqué, c'est la raison pour laquelle il n'y a pas de valeur de gain.

Au vu de ces observations, pour la suite de l'étude, nous considérons le modèle 3D réaliste du bébé.

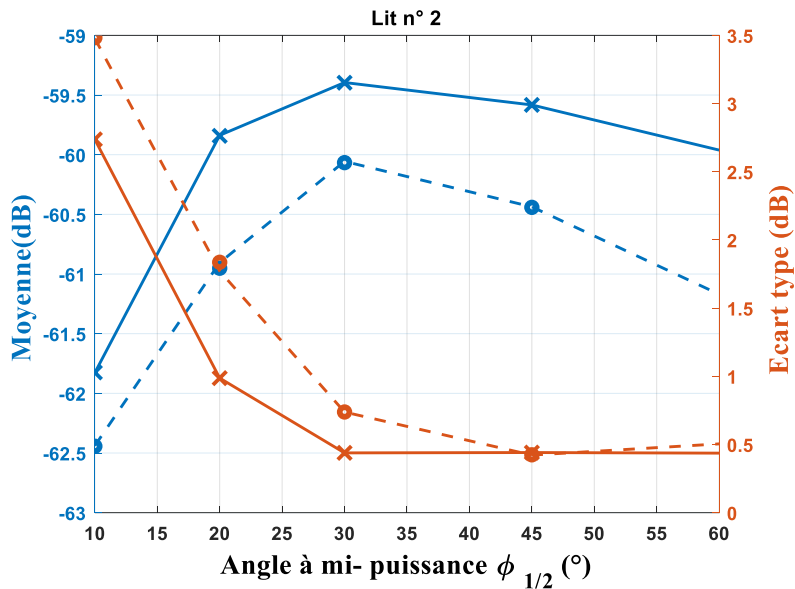
II.6.2. Etude du canal en présence des corps de bébé – émetteurs sur les pieds de lits

Dans cette partie, nous étudions l'impact de la présence des corps des bébés sur le canal de communication entre l'émetteur sur le pied du lit et le système de réception au plafond. Pour cette étude nous avons considéré la configuration du scénario #2a étudié dans la partie précédente, en ajoutant des bébés dans les lits.

Les valeurs moyennes et écart types des gains en considérant la présence des bébés dans les lits ont été obtenues en considérant les mêmes paramètres de simulation que dans la partie II.5. Les résultats sont tracés sur les figures II-14(a) et II-14(b) en fonction de l'angle à mi-puissance pour les lits n°1 et n°2 respectivement et comparés à ceux obtenus sans la présence des corps de bébé dans les lits.



(a)



(b)



Figure II-14 : Impact de la présence des corps des bébés sur les lits : (a) lit n°1 et (b) lit n°2

D'après les figures II-14 (a) et II-14 (b), nous pouvons constater que la présence du corps du bébé n'a pas d'impact significatif sur les moyennes et les écarts types des gains des différents lits. Pour les configurations étudiées (différents $\phi_{1/2}$, différents pieds) les résultats sont quasi identiques, ce qui nous permet de dire que la présence des bébés dans la pièce n'impacte pas la communication entre l'émetteur sur le pied du lit et le système de réception placé au plafond.

Le seul cas où les résultats sont légèrement différents est pour le lit n°1 (voir figure II-14 (a)), lorsque le Tx est placé sur le pied 3 avec un angle à mi- puissance de 30°. La différence est de 0,09dB en termes de moyenne de gains, et de 0,1dB en termes d'écart types.

Dans la suite de nos travaux, comme mentionné précédemment nous poursuivons avec les caractéristiques du Tx correspondant au scénario #2a, dont l'angle à mi- puissance de la source est de 60°. Pour cet angle, il n'y a aucune différence entre les moyennes et les écarts types des gains, et ce quel que soit le lit ou le pied sur lequel est placé le Tx.

II.7. Etude du canal pour un émetteur porté par le bébé

Dans cette partie, nous considérons la pièce avec huit lits. On suppose que trois bébés sont couchés dans les lits n°1, n°2, et n°3 respectivement. Chaque bébé porte un émetteur placé au niveau de la poitrine, comme illustré sur la figure II-15. Le but est de déterminer le gain du canal entre le Tx placé sur le bébé et le système de réception.

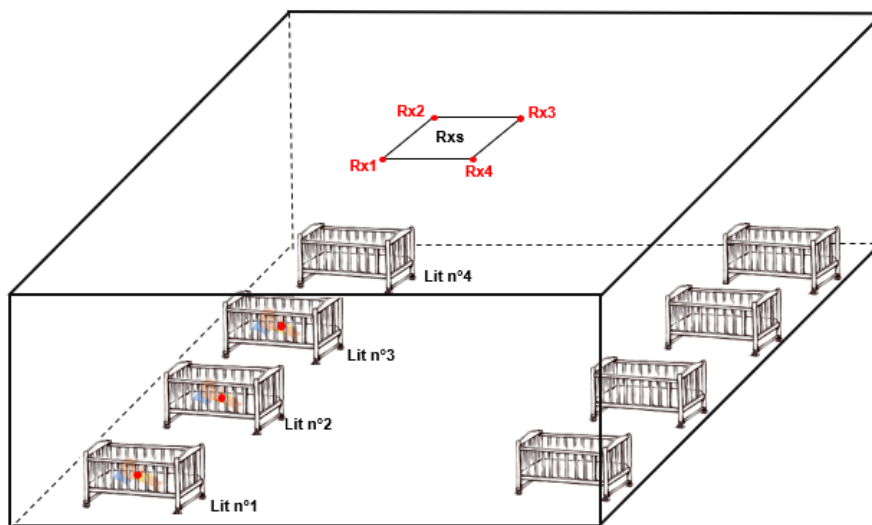


Figure II-15 : Illustration pièce en présence des trois bébés

Dans un premier temps, nous avons déterminé la directivité optimale du Tx porté par le bébé. Pour ce faire, nous avons tracé sur la figure II-16 les performances en termes de gain en fonction des rotations du bébé se trouvant dans le lit n°2 en présence des deux autres bébés placés respectivement dans les lits n°1 et n°3 couchés sur le dos, et ce pour différents angles à mi- puissance.

Nous constatons qu'un angle à mi- puissance de 60° permet d'obtenir les meilleurs gains quelle que soit la rotation du bébé dans le lit n°2, même pour les plus critiques à savoir les rotations R4 et R6. La même démarche a été adoptée pour les émetteurs placés sur le bébé du lit n°1, et le bébé du lit n°3. Le résultat est identique à savoir que l'angle à mi- puissance de 60° permet d'obtenir les meilleurs gains. Nous pouvons donc conclure, que l'angle à mi- puissance de 60° est l'angle optimal pour notre étude.

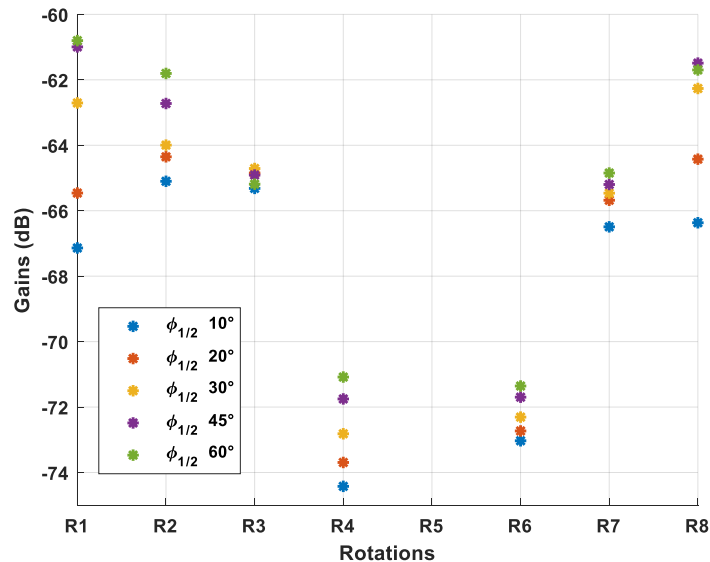


Figure II-16 : Gains du Tx porté par le bébé en fonction des rotations pour différents $\phi_{\frac{1}{2}}$

Pour évaluer l'impact de la présence des bébés sur les performances, nous considérons différents cas :

- Dans un premier cas, on considère la présence d'un seul bébé dans le lit n°2 avec un Tx orienté vers le plafond ce qui correspond à la rotation R1 décrite précédemment. De la figure II-16, on relève une valeur de gain à -60,80dB pour ce premier cas.
- Puis, on considère trois bébés dans les lits n°1, n°2, et n°3 avec des Tx orientés vers le plafond (rotation R1). Les valeurs de gains obtenus sont présentées dans le tableau II-13.

Tableau II-13 : Valeurs des gains des Txs placés sur les bébés (cas Orientation vers le plafond)

Bébés	Valeurs des gains
Bébé dans le lit n°1	-61,27dB
Bébé dans le lit n°2	-60,80dB
Bébé dans le lit n°3	-59,15dB

On peut constater que la présence des bébés couchés sur le dos dans les lits n°1 et n°3, n'a pas d'impact sur le gain du canal pour le Tx porté par le bébé dans le lit n°2.

- Dans un troisième cas on considère que le Tx sur le bébé dans le lit n°2 est toujours orienté vers le plafond (rotation R1), mais que les Tx portés par les bébés dans les lits n°1 et n°3 sont orientés vers le bébé du lit n°2 (rotation R3 pour le bébé du lit n°1 et rotation R7 pour le bébé du lit n°3). Les valeurs de gains obtenus sont présentées dans le tableau II-14.

Tableau II-14 : Valeurs des gains des Txs placés sur les bébés (cas Orientation vers le bébé sur le lit n°2)

Bébés	Valeurs des gains
Bébé dans le lit n°1	-65,56dB
Bébé dans le lit n°2	-60,80dB
Bébé dans le lit n°3	-64,19dB

On constate comme précédemment que le gain du canal pour le Tx porté par le bébé dans le lit n°2 n'est pas impacté.

Nous remarquons également, que les gains pour les Tx sur les bébés dans les lits n°1 et n° 3 sont plus faibles que dans le cas précédent, ce qui est normal au vu des positions des bébés et donc des orientations des Tx par rapport au système de réception.

- Finalement, on considère la présence du bébé placé dans le lit n°1 avec une orientation vers le lit n°2 (R3) mais sans bébé dans les lits n°2 et n°3.

La valeur du gain obtenue pour le Tx sur le bébé du lit n°1 est de -65,56dB, identique à la valeur obtenue précédemment (voir tableau (II-14)). La valeur du gain du canal est seulement liée à l'orientation du bébé dans le lit.

On en conclut donc que pour l'étude du canal du Tx porté par le bébé, il suffit de ne considérer que la présence du bébé concerné, ce qui permet un gain de temps de simulation.

II.8. Conclusion

Ce Chapitre a porté sur la modélisation du canal entre des émetteurs placés sur les lits de bébé et sur les bébés avec un système de réception au plafond d'une pièce.

Nous avons commencé par décrire l'environnement de simulation avec le système composé de quatre récepteurs aux coins d'un panneau central au plafond, suivi par la présentation de l'outil de simulation développé dans l'équipe, basé sur une méthode de lancer de rayons associée à la technique de Monte-Carlo utilisé pour déterminer les réponses impulsionnelles du canal optique.

Une étude préliminaire a concerné l'étude du canal pour des émetteurs placés sur les pieds d'un seul lit (lit n°1) dans la pièce, positionné dans un coin correspondant à la situation la plus défavorable en termes de distance par rapport aux récepteurs et en termes d'impact de l'environnement (proximité d'un mur). En supposant qu'un émetteur est potentiellement amovible son orientation a donc été considérée variable. L'étude des différents liens de transmission possibles a donc permis de caractériser le canal en fonction de différentes orientations de l'émetteur et de la directivité de la source optique associée. Les résultats ont été analysés avec deux approches. Dans une première approche considérant l'ensemble des orientations, les caractéristiques optimales du Tx à savoir l'angle à mi- puissance et le pied sur lequel est placé le Tx ont été déduites des moyennes et les écarts types des gains du canal. Une deuxième approche considérant les cas extrêmes de valeur de gain comme si le Tx était fixe a été également menée. Dans cette seconde approche, nous avons relevé les caractéristiques du Tx correspondants aux gains les plus faibles et les plus élevés.

Ces approches ont été également appliquées pour une configuration avec huit lits positionnés symétriquement dans la pièce ce qui a permis de considérer l'analyse du canal pour deux lits seulement (lits n°1 et n° 2). En comparant les résultats avec l'étude préliminaire nous avons vérifié que l'impact de la présence des autres lits sur les caractéristiques du Tx pour le lit n°1 était peu significatif et ne modifiait pas les conclusions. Puis, à partir des résultats nous avons défini trois scénarios, un premier considérant les caractéristiques optimales (position et directivité de la source) des Tx pour chacun des lits, les deux autres imposant respectivement les valeurs optimales du lit n°1, et du lit n°2 aux autres lits dans la pièce. Ces deux derniers scénarios sont considérés plus flexibles car ils permettent l'interchangeabilité des lits dans la pièce.

La dernière partie du chapitre introduit la présence des bébés dans les lits. Après avoir défini le modèle de corps de bébé à utiliser, nous avons vérifié que l'impact de la présence des corps des bébés était négligeable sur le gain du canal pour les Tx placés sur les pieds du lit. Nous avons par la suite évalué les performances en termes de gains des Tx portés par les bébés. Pour cela, nous avons modélisé une pièce comportant huit lits et trois bébés placés dans les lits n°1, n°2, n°3, portant un Tx à la poitrine perpendiculaire au corps. De plus nous avons considéré différentes rotations du bébé impliquant différentes orientations du Tx. Ainsi nous avons déterminé le gain du canal pour chacun des Tx portés et l'angle à mi-puissance optimal à savoir 60°.

Pour évaluer l'impact de la présence des bébés dans les lits adjacents, nous avons étudié plusieurs configurations. Lorsque tous les bébés sont couchés sur le dos, le gain du canal n'est pas impacté par la présence des bébés et ce quel que soit le Tx. Pour le Tx sur le bébé couché sur le dos dans le lit n°2, nous avons vérifié que le gain est identique même si les bébés des lits n° 1 et n° 3 sont tournés vers lui. Enfin, pour un bébé dans le lit n°1 avec un Tx ne pointant plus vers le plafond mais vers le lit n°2, nous avons également vérifié que la valeur du gain obtenue est identique avec et sans la présence des autres bébés. La présence des autres bébés n'a donc pas d'impact sur le canal d'un Tx porté par un bébé.

Les performances des différents scénarios de transmission définis, impliquant les Tx sur les pieds des lits et/ou les Tx sur les bébés couchés dans les lits, sont étudiées dans le Chapitre suivant.

Chapitre III. Performances de la transmission multi-utilisateurs

III.1. Introduction

Dans ce chapitre l'objectif est de déterminer les performances en termes de probabilité d'erreur pour les différents scénarios définis dans le chapitre précédent. Pour cela on s'intéressera aux modulations les plus basiques OOK et M-PPM, et à la technique d'accès multiple OCDMA pour le cas multi-utilisateur. Une approche théorique sera menée en développant une étude analytique des performances à partir d'hypothèses probabilistes. Les résultats seront également discutés à l'aide de simulations numériques permettant de déterminer un taux d'erreur binaire.

Ainsi, la première partie rappelle tout d'abord les performances théoriques sur un canal idéal AWGN, des modulations de base en optique, OOK et M-PPM. Une chaîne de simulation numérique est développée sous Matlab et validée par comparaison avec la théorie. Cette chaîne de simulation permet d'évaluer les performances optimales pour une modulation 2-PPM avec décodage « soft », qui est utilisée par la suite pour le système multi-utilisateurs.

La technique OCDMA est ensuite présentée dans une deuxième partie, en particulier les codes d'étalement utilisés à savoir les codes optiques orthogonaux (OOC). Les structures d'émetteurs et récepteurs OCDMA sont également décrites.

La troisième partie porte ensuite sur la détermination des performances théoriques d'une chaîne en modulation 2-PPM avec OCDMA basée OOC. La réception OCDMA s'effectue par corrélation et intégration, suivi d'un décodage « soft » de la modulation 2-PPM. L'expression analytique d'une borne de la probabilité d'erreur est proposée et validée par comparaison d'une part avec des résultats de la littérature et d'autre part avec des simulations numériques.

L'expression analytique développée est ensuite utilisée dans une quatrième partie pour déterminer les performances dans les trois scénarios définis dans le Chapitre II, tout d'abord en considérant un réseau de 8 Tx sur les pieds des lits puis un réseau de 11 Tx sur les pieds des 8 lits et sur 3 bébés. L'analyse des résultats est effectuée afin de déterminer le scénario approprié.

Les performances étant limitées par l'interférence d'accès multiple, la dernière partie propose d'évaluer l'intérêt apporté par deux structures en réception permettant d'améliorer les performances : l'ajout d'un limiteur avant la corrélation et le récepteur avec annulation parallèle d'interférence.

III.2. Performances des modulations OOK et M-PPM sur canal AWGN

III.2.1. Performances théoriques des modulations

Les modulations utilisées en optique sans fil doivent être adaptées aux systèmes IM/DD nécessitant des signaux émis réels et positifs (comme expliqué dans le Chapitre I). Ainsi, dans le cas d'une chaîne numérique transmettant des signaux unipolaires, le signal après la détection directe à l'entrée du récepteur, est une suite d'impulsions d'amplitude A , de largeur T_p et d'énergie E_p telle que :

$$E_p = A^2 T_p = R^2 P_r^2 T_p \quad (\text{III-1})$$

R étant le facteur de conversion lié à la détection directe considéré égal à 1 par la suite et P_r la puissance reçue.

Parmi les modulations les plus utilisées en OWC, on retrouve les modulations OOK et M-PPM dont on rappelle les performances théoriques sur canal AWGN dans ce qui suit.

III.2.1.1. Modulation OOK

Pour la modulation OOK, en notant P_t la puissance moyenne émise :

- Un bit « 1 » est représenté par une impulsion émise de puissance instantanée $2P_t$ durant le temps bit $T_b = T_p$.

La puissance émise subit une atténuation liée au gain du canal OWC (H_0) déterminé par simulation comme expliqué dans le Chapitre II. Donc en réception pour un '1' émis on aura une puissance égale à $2P_t H_0$ ce qui correspond d'après (III-1) à :

$$E_p = (2P_t H_0)^2 T_b \quad (\text{III-2})$$

- Un bit « 0 » est représenté par l'absence d'impulsion émise durant le temps bit et donc dans ce cas $E_p = 0$.

On peut donc exprimer en supposant une émission équiprobable l'énergie moyenne par bit E_{b-ook} ainsi que le rapport signal à bruit comme suit :

$$E_{b-ook} = \frac{E_p}{2} = \frac{(2P_t H_0)^2}{2} T_b = \frac{2P_t^2 H_0^2}{R_b} \quad (\text{III-3})$$

Avec le débit binaire $R_b = 1/T_b$.

Le récepteur numérique est constitué d'un filtre adapté, suivi d'un échantillonneur et d'un circuit de décision à seuil. Ainsi, la probabilité d'erreur optimale pour une émission équiprobable sur un canal idéal à bruit additif Gaussien (Additive White Gaussian Noise - AWGN) s'exprime suivant [72] :

$$P_e = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{E_p}{4N_0}} \right) \quad (\text{III-4})$$

Avec N_0 la densité spectrale du bruit AWGN.

Ainsi d'après (III-3) et (III-4), la probabilité d'erreur de la modulation OOK sur un canal AWGN avec une détection à seuil, est donnée par :

$$P_{eb-ook} = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{E_{b-ook}}{2N_0}} \right) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{P_t^2 H_0^2}{N_0 R_b}} \right) \quad (\text{III-5})$$

Pour un seuil optimal de détection égal à $S_{ook} = P_t H_0$.

III.2.1.2. Modulation M-PPM

En modulation M-PPM, chaque symbole de durée T_s représente n bits de durée T_b . De plus, chaque symbole est subdivisé en $M = 2^n$ intervalles de durée T_p (ou temps « pulse ») tels que :

$$T_s = nT_b = MT_p \quad (\text{III-6})$$

En considérant une émission équiprobable avec P_t la puissance moyenne, pour chaque symbole une seule impulsion de durée T_p est émise avec une puissance instantanée égale à

MP_t , tandis que les $(M - 1)$ autres sont à « 0 ». Ainsi, tous les symboles ont la même énergie moyenne égale à l'énergie d'un pulse.

En réception, après transmission dans un canal caractérisé par son gain H_0 , l'énergie reçue par symbole est E_{S-MPPM} est :

$$E_{S-MPPM} = (MP_t)^2 H_0^2 T_p \quad (\text{III-7})$$

On peut ainsi exprimer l'énergie par bit (E_{b-MPPM}) par :

$$E_{b-MPPM} = \frac{E_{S-MPPM}}{n} = \frac{(MP_t)^2 H_0^2 T_p}{n} \quad (\text{III-9})$$

En utilisant (III-6) on obtient :

$$E_{b-MPPM} = \frac{(MP_t)^2 H_0^2 T_p}{\frac{MT_p}{T_b}} = \frac{MP_t^2 H_0^2}{R_b} \quad (\text{III-10})$$

Le rapport $\frac{E_b}{N_0}$ s'exprime alors suivant la relation :

$$\frac{E_{b-MPPM}}{N_0} = \frac{MP_t^2 H_0^2}{N_0 R_b} \quad (\text{III-11})$$

En modulation PPM, il existe deux méthodes de détection : « hard » et « soft ».

a) Décodage « hard »

Pour le décodage « hard », on prend une décision sur l'impulsion reçue en utilisant un détecteur à seuil pour prendre une décision sur chaque temps pulse indépendamment.

L'hypothèse d'équiprobabilité pour les pulses est vraie pour $M = 2$, mais est une approximation lorsque M augmente car dans ce cas le nombre d'intervalles pulse à 0 augmente par rapport au nombre d'intervalles avec une impulsion émise. En considérant cette approximation valable pour de faibles valeurs de probabilité [13], on peut utiliser l'équation (III-4) comme en modulation OOK, pour exprimer la probabilité d'erreur sur les pulses en considérant le seuil optimal du circuit de décision $S_{PPM} = MP_t \frac{H_0}{2}$:

$$P_{e-pulse} = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{E_p}{4N_0}} \right) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{nE_{b-MPPM}}{4N_0}} \right) \quad (\text{III-12})$$

Après la prise de décision sur les pulses, on peut décoder les symboles correspondants ainsi que les n bits associés.

Ainsi on montre que la probabilité d'erreur par symbole, $P_{e-symbole}$ s'exprime par [35] :

$$P_{e-symbole} = 1 - (1 - P_{e-pulse})^M \quad (\text{III-13})$$

De même, la probabilité d'erreur d'une modulation M-PPM est obtenue selon [35] :

$$P_{e-PPM} = \frac{M/2}{M-1} P_{e-symbole} = \frac{M/2}{M-1} (1 - (1 - P_{e-pulse})^M) \quad (\text{III-14})$$

b) Décodage « soft »

En décodage « soft » il ne s'agit pas d'une comparaison à seuil mais d'une comparaison entre l'énergie obtenue par intégration sur chacun des temps pulse du symbole, afin de déterminer celui qui contient l'énergie la plus élevée. Ce pulse sera décodé à « 1 » et les autres à « 0 ». On en déduit ensuite le symbole décidé et le mot de n bits correspondants. Cette méthode est plus efficace qu'un décodage « hard » mais plus complexe à mettre en œuvre.

Les résultats publiés dans [16], comparent les performances entre une modulation OOK, et les différentes modulations M-PPM à partir du rapport entre les puissances requises pour une probabilité d'erreur donnée. Ainsi pour de faibles valeurs de probabilité d'erreur, les relations suivantes (III-14) et (III-15) ont été établies, illustrant l'efficacité du décodage « soft » par rapport au décodage « hard » :

$$\frac{P_{t PPM HARD}}{P_{t OOK}} = -5 \log_{10} \frac{M \log_2(M)}{4} \quad (III-15)$$

$$\frac{P_{t PPM SOFT}}{P_{t OOK}} = -5 \log_{10} \frac{M \log_2(M)}{2} \quad (III-16)$$

III.2.2. Performances en simulation

Afin d'évaluer les performances dans le cas des scénarios plus complexes par la suite (avec OCDMA et différents récepteurs) nous avons développé une chaîne de simulation sous Matlab avec les modulations OOK et M-PPM avec décodage « hard » ou « soft ». Les algorithmes des programmes développés sont reportés sur les figures III-1 et III-2.

Pour un niveau de bruit donné, différentes valeurs de puissance d'émission ont été considérées. Pour une valeur de gain fixée, nous avons ainsi fait varier le rapport signal à bruit afin d'évaluer les performances en fonction de $\frac{E_b}{N_0}$.

Le nombre de bits générés pour chaque simulation est choisi de sorte à obtenir en réception un minimum de 100 erreurs afin d'avoir une valeur fiable de TEB.

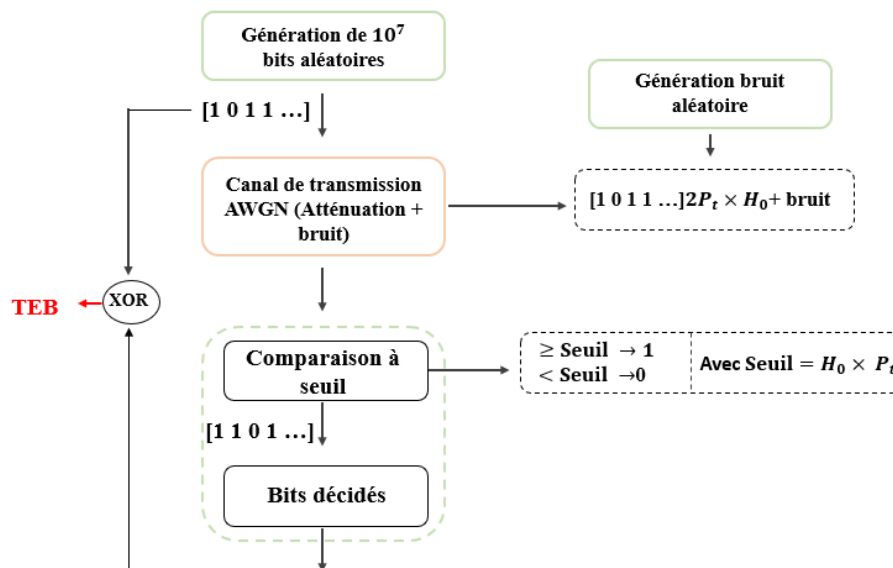


Figure III-1 : Chaîne de simulation basée sur la modulation OOK

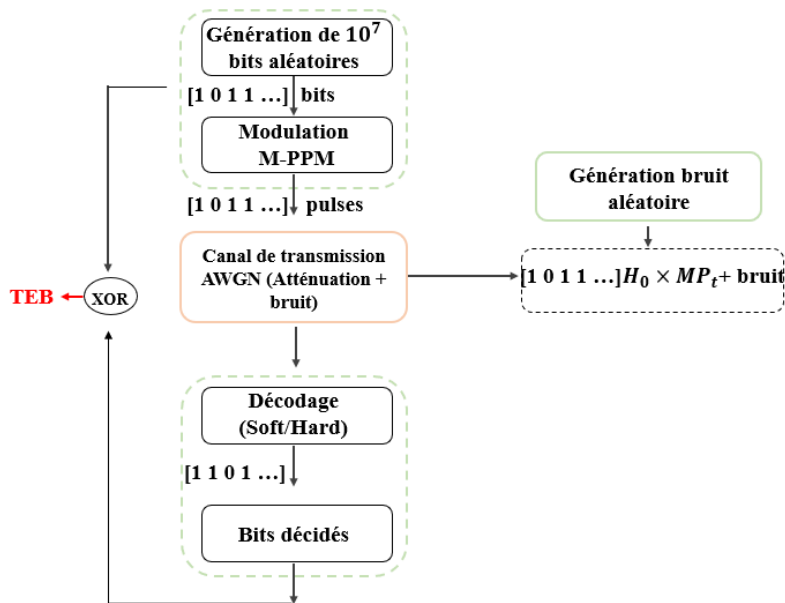


Figure III-2 : Chaîne de simulation basée sur la modulation M-PPM

Afin de valider les chaînes de simulation développées, nous avons comparé les TEB obtenus en simulation avec les probabilités d'erreur théoriques.

Ainsi, nous avons tracé sur la figure III-3 pour la modulation OOK, en fonction du rapport $\left[\frac{E_b}{N_0} \right]_{dB}$, la probabilité d'erreur obtenue à partir de l'équation (III-5) ainsi que le TEB obtenu en simulation.

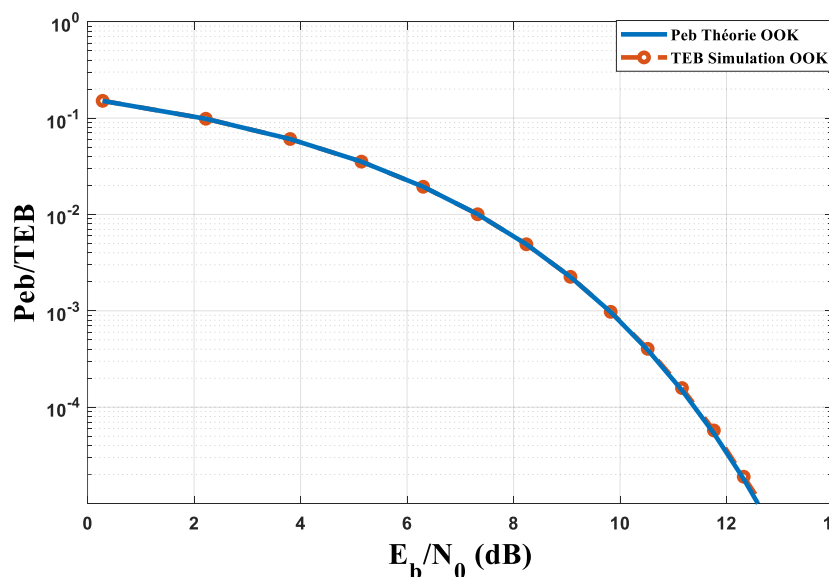


Figure III-3 : Comparaison de la probabilité d'erreur théorique et du taux d'erreur binaire, d'une chaîne de transmission (Modulation OOK), en fonction du E_b/N_0 .

On peut vérifier sur la figure III-3 que les résultats obtenus en simulation coïncident avec ceux issus de la théorie, ce qui permet de valider la chaîne de simulation.

De plus, comme attendu nous remarquons que plus le rapport E_b/N_0 augmente, plus le TEB diminue et donc une amélioration des performances.

La figure III-4, représente les performances en fonction de $\left[\frac{E_b}{N_0} \right]_{dB}$ pour une chaîne de transmission basée sur la modulation 2-PPM. La probabilité d'erreur théorique correspond à un décodage « hard » (équations (III-11) à (III-13)) et le TEB est obtenu en simulation respectivement pour un décodage « hard » et « soft ».

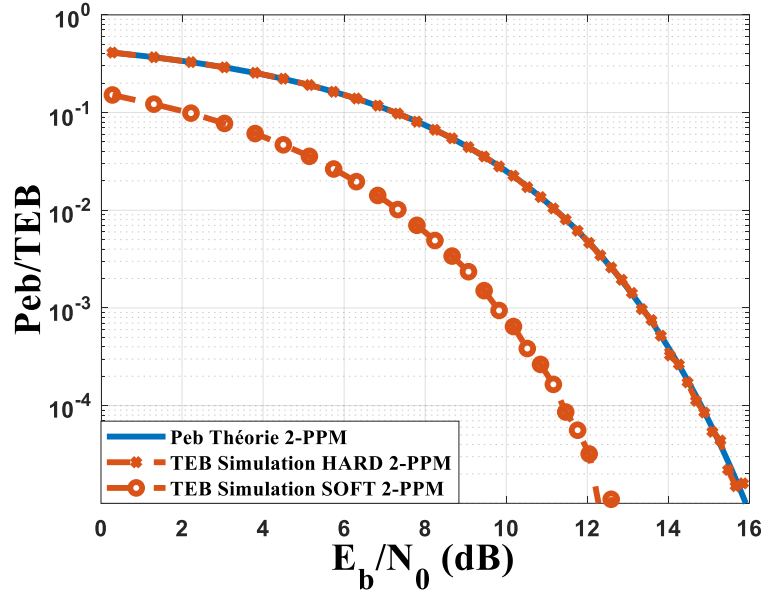


Figure III-4 : Comparaison de la probabilité d'erreur théorique et du taux d'erreur binaire, d'une chaîne de transmission (Modulation 2PPM), en fonction du E_b/N_0 .

De la figure III-4 on remarque que les résultats obtenus sont cohérents car les performances s'améliorent en augmentant le rapport E_b/N_0 .

De plus, on remarque que les résultats obtenus en simulation avec le décodage « hard » sont identiques aux résultats théoriques. En effet dans ce cas l'expression théorique de la probabilité d'erreur est correcte car l'hypothèse d'équiprobabilité des pulses est vraie. Ainsi, la chaîne de simulation avec le décodage « hard » est validée.

Comme attendu, le TEB obtenu avec un décodage « soft » est plus faible qu'avec le décodage « hard » pour un même E_b/N_0 .

Afin de valider la simulation, nous avons considéré les équations (III-14) et (III-15). De ces équations nous pouvons calculer les rapports en puissance émise entre les deux décodages « hard » et « soft » :

$$\frac{P_{t \text{ PPM HARD}}}{P_{t \text{ PPM SOFT}}} = \frac{-5 \log_{10} \left(\frac{M \log_2(M)}{4} \right)}{-5 \log_{10} \left(\frac{M \log_2(M)}{2} \right)} \quad (\text{III-17})$$

On peut noter que pour la modulation 2-PPM, ce rapport en puissance est :

$$\frac{P_{t \text{ 2-PPM HARD}}}{P_{t \text{ 2-PPM SOFT}}} = 1,5 \text{ dB} \quad (\text{III-18})$$

A titre d'exemple, pour un TEB de 10^{-3} , on relève à partir des résultats reportés sur la figure III-4 le rapport $\frac{E_b}{N_0}$ correspondant aux deux types de décodage :

$$\left[\frac{E_b}{N_0} \right]_{dB}^{(HARD)} = 13,3 \text{ dB}$$

$$\left[\frac{E_b}{N_0} \right]_{dB}^{(SOFT)} = 9,7 \text{ dB}$$

A partir de l'équation (III-10) on peut en déduire la valeur de la puissance émise correspondante :

$$P_t^{(HARD)} = 36 \text{ mW}$$

$$P_t^{(SOFT)} = 24 \text{ mW}$$

Cela correspond à : $\left[\frac{P_t^{HARD}}{P_t^{SOFT}} \right]_{dB} = 1,77 \text{ dB}$.

Ce résultat est cohérent avec la valeur théorique de 1,5dB obtenue pour une modulation 2-PPM, suivant l'équation (III-17). Cela a été vérifié pour d'autres valeurs de TEB plus faibles.

On peut donc conclure que la simulation des performances pour la modulation 2-PPM et un décodage « soft » est validée.

Pour compléter les résultats, nous avons tracé sur la figure II-5, les TEB obtenus pour les modulations 2-PPM, 4-PPM, et 8-PPM avec un décodage soft, en fonction du rapport $\left[\frac{E_b}{N_0} \right]_{dB}$.

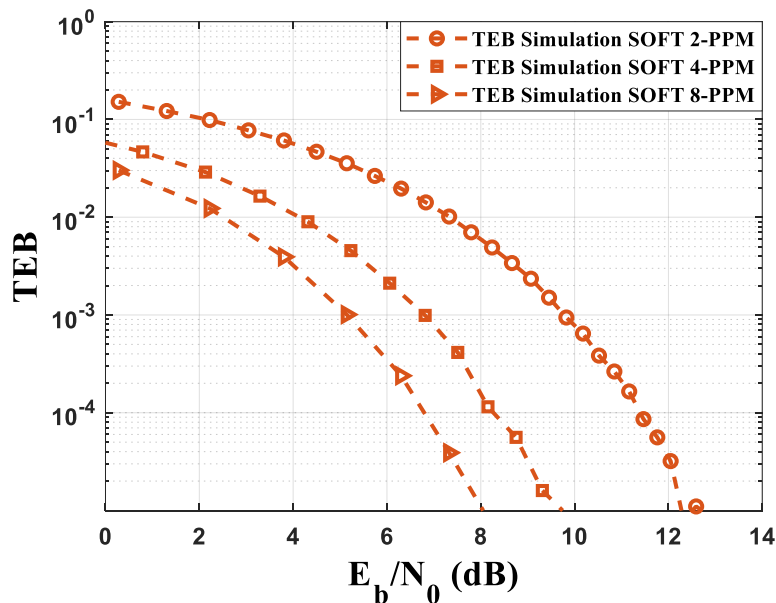


Figure III-5 : Comparaison du taux d'erreur binaire, en fonction du E_b/N_0 , pour modulations 2-PPM, 4-PPM, 8-PPM. (Décodage « soft »)

En comparant les résultats obtenus sur la figure III-5 pour les différentes modulations M-PPM, on constate que pour atteindre un TEB donné, la valeur du rapport $\frac{E_b}{N_0}$ est d'autant plus faible que l'ordre M de la modulation augmente. Cependant, il faut rappeler qu'en augmentant l'ordre de la M-PPM, la durée du pulse diminue et donc la bande passante nécessaire augmente. En effet, à partir de l'équation (III-6) on voit que $\frac{1}{T_p} = \frac{M}{n} R_b$.

Finalement, le choix de la modulation dépend des exigences du système, et des contraintes liées à la bande passante, et au débit. Dans le Chapitre II, l'étude du canal optique pour le scénario étudié a conclu que la bande passante maximale pour négliger l'IES était de 37MHz. Pour la 2-PPM par exemple, cette contrainte correspond à un débit maximal $R_b = 18,5\text{Mbit/s}$.

Par la suite, le temps pulse étant à nouveau subdivisé en considérant la méthode OCDMA et donc la bande nécessaire augmentant en fonction du code d'étalement, l'étude portera uniquement sur la modulation 2-PPM. De plus on utilisera uniquement un décodage « soft » étant le plus efficace.

III.3. Technique OCDMA pour l'optique sans fil

L'OCDMA est une technique d'accès multiple qui a connu un grand essor à partir de 1989 dans le cadre des communications par fibre optique [73]–[77]. Le principe de cette technique est de permettre l'accès au canal de manière simultanée à plusieurs utilisateurs, en assignant un code unique à chacun, les rendant identifiables au niveau de la réception [47]. En effet, en réception l'ensemble des données reçues est corrélé avec le code correspondant à l'utilisateur désiré afin de récupérer l'information utile. Les codes utilisés dans un système OCDMA sont divisés en deux grandes familles, les codes unipolaires et les codes bipolaires.

Comme expliqué dans le Chapitre I, pour un système IM/DD le signal doit être strictement positif, ce qui favorise l'utilisation des codes unipolaires quasi-orthogonaux composés de succession de « 0 » et de « 1 » à la différence des codes bipolaires qui nécessitent la variation du signal autour d'un offset pour respecter les contraintes d'un signal à valeur réelle et unipolaire. Les codes unipolaires les plus largement utilisés sont les codes optiques orthogonaux OOC (optical orthogonal codes), et les codes premiers ou PC (prime code) [47]. Les codes PC ont été introduits pour la première fois dans le cadre d'un réseau OCDMA par Shaar et Davis dans [78], et sont principalement définis par un paramètre « p » qui est un nombre premier. Ils sont généralement utilisés pour des raisons de simplicité de mise en œuvre, cependant leur utilisation en cas de transmission asynchrone ne convient pas. Les codes OOC quant à eux ont été largement utilisés en raison de leurs propriétés de corrélation [74]. Ils ont été initialement introduits par Chung et al en 1989 [73] et sont construits à partir de séquences de codes quasi-orthogonales selon deux types de méthodes [79] à savoir la méthode systématique, et la méthode non-exhaustive ; la première méthode est basée sur le principe de génération de toutes les combinaisons de codes possibles d'une famille (F, W) , ensuite un processus de test est appliqué à tous les codes jusqu'à obtenir un ensemble de N codes répondant aux critères d'autocorrélation et d'intercorrélation entre deux codes. Elle peut être considérée comme contraignante, principalement en raison de l'importance des temps de calcul nécessaires. La seconde quant à elle, elle est dite non-exhaustive, elle repose sur des méthodes de construction à titre d'exemple la méthode « greedy algorithm » [73], ou même la méthode « Balance Incomplete Block Design (BIBD) » [80]. Cette méthode présente l'avantage d'être moins contraignante en termes de temps de calcul.

Dans la thèse, on utilise les codes OOC obtenus par une méthode systématique développée dans de précédents travaux au sein de XLIM [48], [81].

III.3.1. Codes OOC

Les codes OOC sont représentés par des séquences de « 0 » et de « 1 », et sont caractérisés par quatre principaux paramètres : la longueur du code F qui représente le nombre de temps chips résultant de la division du temps bit, le poids W correspondant au nombre de chips à «

1 », et les valeurs maximales d'autocorrélation et d'inter-corrélation des séquences, respectivement r_a et r_c . Les valeurs d'autocorrélation et d'intercorrélation peuvent au mieux être égales à 1 ($r_a = r_c = 1$), ce qui ne rend pas les codes OOC parfaitement orthogonaux, il faudra donc prendre en compte l'effet de l'IAM [74].

Pour un OOC (F, W) avec $r_a = r_c = 1$, le code sera défini par le couple (F, W) , et le nombre d'utilisateurs maximum N est calculé à partir de [74] :

$$N(F, W) \leq \left\lfloor \frac{(F - 1)}{W(W - 1)} \right\rfloor \quad (\text{III-19})$$

La multiplication directe des données par un code OOC revient à envoyer le code lorsque la donnée est « 1 », et ne rien envoyer lorsque la donnée est « 0 » comme illustré sur la figure III-6 avec un code pour lequel $F = 13$ et $W = 3$.

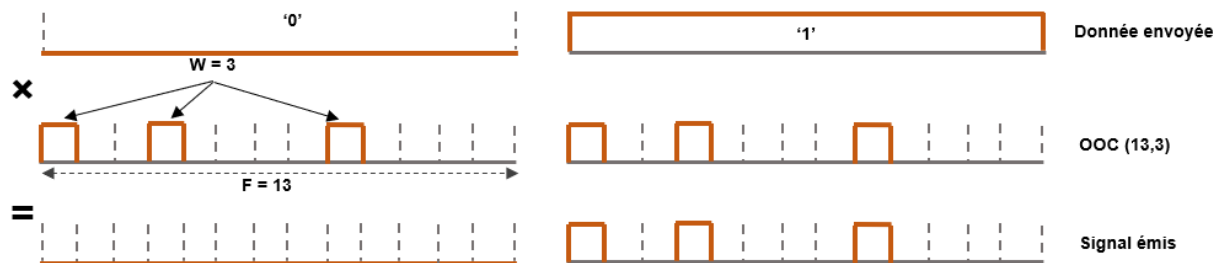


Figure III-6 : Illustration du codage OOC

On suppose deux utilisateurs émettant une donnée « 1 ». Chacune des données est codée avec un code OOC. Les deux codes des deux utilisateurs sont tels que $r_a = r_c = 1$, avec le premier chip en commun.

Un exemple d'IAM est illustré sur la figure III-7 représentant l'interférence sur le premier chip entre les deux utilisateurs émettant un « 1 ».



Figure III-7 : Illustration de l'IAM

III.3.2. Emetteur OCDMA avec OOC

A l'émission, chaque utilisateur émet un bit b_i qui sera modulé pour être ensuite multiplié par le code OOC qui lui est assigné. Le temps bit sera divisé en F temps chips, avec W chips à « 1 » (voir figure III-8).

En ayant connaissance de la longueur et du poids du code, et en supposant une émission équiprobable de « 1 » et de « 0 », la probabilité q pour que deux chips se superposent dans le temps bit [74] s'écrit :

$$q = \frac{W^2}{2F} \quad (\text{III-20})$$

En considérant N codes d'une même famille, la probabilité d'avoir l chips dans le temps bit est donnée par [82]:

$$P_i(l) = \binom{N-1}{l} q^l (1-q)^{N-1-l} \quad (\text{III-21})$$

Avec l appartenant à $[0, N - 1]$.

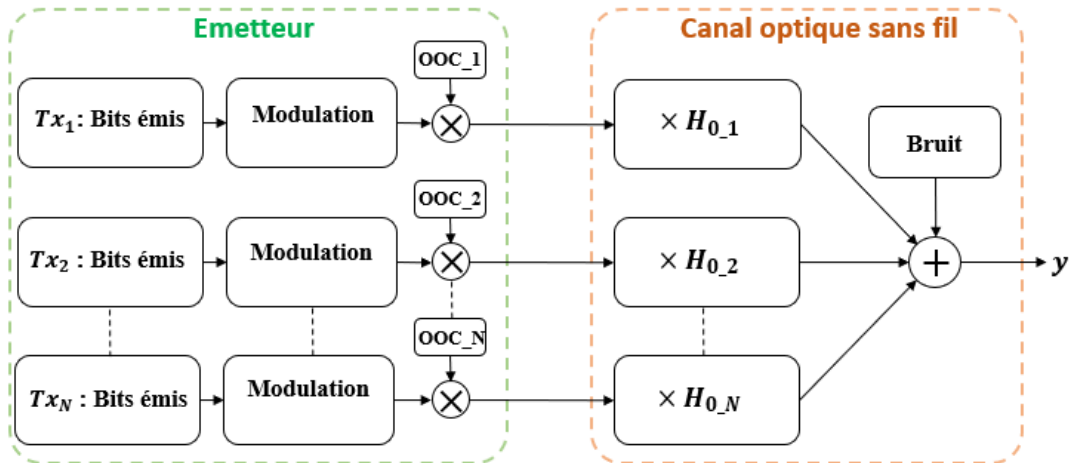


Figure III-8 : Schéma d'émission d'un réseau OCDMA avec codes

Chaque utilisateur T_{xi} avec $i = 1 \dots N$, émet ses données dans le canal de transmission optique sans fil, où il sera impacté par une atténuation dû au canal de transmission ($H_{0,i}$ avec $i = 1 \dots N$), ainsi que du bruit considéré comme un bruit AWGN.

Comme expliqué précédemment, dans la suite de nos travaux nous considérons un réseau OCDMA basé uniquement sur la modulation 2-PPM. Dans ce cas, le temps bit est divisé en deux temps pulse. Ensuite chaque temps pulse est divisé en F temps chips, avec W chips à « 1 ». On a donc : $T_b = 2 \times F \times T_c$ comme illustré sur la figure III-9.

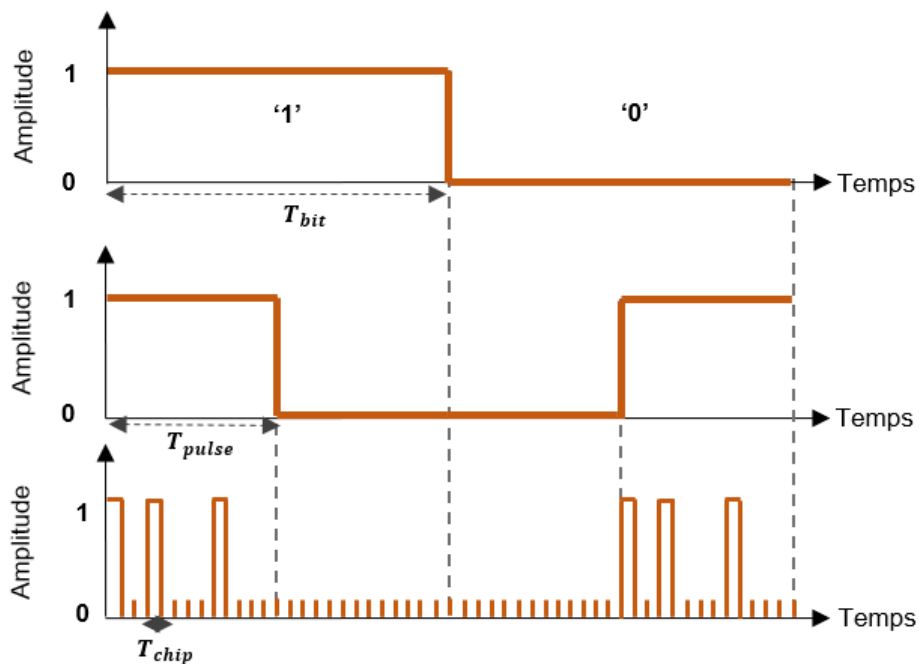


Figure III-9 : Structure d'une trame 2PPM-OCDMA avec codes OOC (13,3)

Comme expliqué dans le chapitre II on considère une bande passante maximale d'environ $B_{MAX} = 37\text{MHz}$ afin d'éviter l'IES. En conséquence, en utilisant la modulation 2-PPM, on doit satisfaire $\frac{1}{T_c} < B_{MAX}$ soit $\frac{2F}{T_b} = 2FR_b < B_{MAX}$.

En utilisant la méthode systématique développée dans [48], [81] nous avons généré un code OOC de longueur $F = 103$, et de poids $W = 3$ afin d'avoir suffisamment de codes pour les scénarios étudiés. Pour négliger l'IES, on doit donc considérer des débits binaires inférieurs à 180 kbits/s.

Par la suite, en utilisant ce code nous avons fait le choix de fixer un débit à 30 kbits/s qui correspond aux exigences typiques de la télésurveillance médicale pour des données telles que la température ou la saturation en oxygène (SpO2) par exemple [24], [83].

III.3.3. Récepteur OCDMA avec OOC

Dans le contexte d'un réseau multi-utilisateurs basé sur la technique d'accès multiple OCDMA, le récepteur reçoit la somme des signaux issus des différents émetteurs (voir Figure III-8).

Il existe différents types de récepteurs pour décoder les signaux reçus, en particulier on peut distinguer :

- La détection mono-utilisateur où l'objectif du récepteur est d'utiliser le code d'un seul utilisateur (appelé l'utilisateur désiré) pour identifier les données.
- La détection multi-utilisateurs lorsque le récepteur peut aussi utiliser les codes des utilisateurs non-désirés afin d'évaluer l'IAM et donc de mieux décoder les données de l'utilisateur désiré.

La solution la plus classique et la plus simple est le récepteur mono-utilisateur conventionnel par corrélation (Conventional Correlation Receiver ou CCR) illustré sur la figure III-10. Le signal optique reçu est converti en un signal électrique par la photodiode. Le décodage des données consiste ensuite à multiplier le signal reçu par le code de l'utilisateur désiré, puis à intégrer sur le temps pulse T_p dans le cas de la modulation M-PPM ou sur le temps bit T_b pour la modulation OOK.

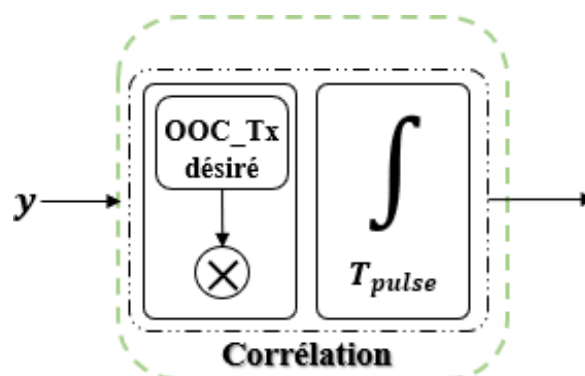


Figure III-10 : Schéma de réception CCR d'un réseau OCDMA avec codes OOC

La valeur obtenue est ensuite comparée au seuil S d'un circuit de décision si on est en modulation OOK ou 2-PPM avec un décodage « hard ». En l'absence de bruit la valeur du seuil doit être la plus élevée possible, égale à WH_0 .

Pour la modulation 2-PPM avec un décodage « soft » on n'utilise pas de comparateur à seuil. Dans ce cas, le pulse ayant la valeur maximale dans le temps symbole est mis à « 1 » et tous les autres à « 0 ».

Néanmoins, l'utilisation de ce type de récepteur ne résout pas le problème de l'IAM qui impacte les performances lorsque les codes utilisés ne sont pas parfaitement orthogonaux.

Afin d'y remédier et d'atténuer cet impact, un autre type de récepteur peut être envisagé, basé sur le principe du CCR. Ce récepteur inclut en amont du CCR un dispositif limiteur (« hard » limiteur) ayant un seuil fixé à la valeur de la puissance pour un seul utilisateur dans un temps « chip », permettant de réduire l'amplitude du signal reçu sur chaque temps chip (voir figure III-11).

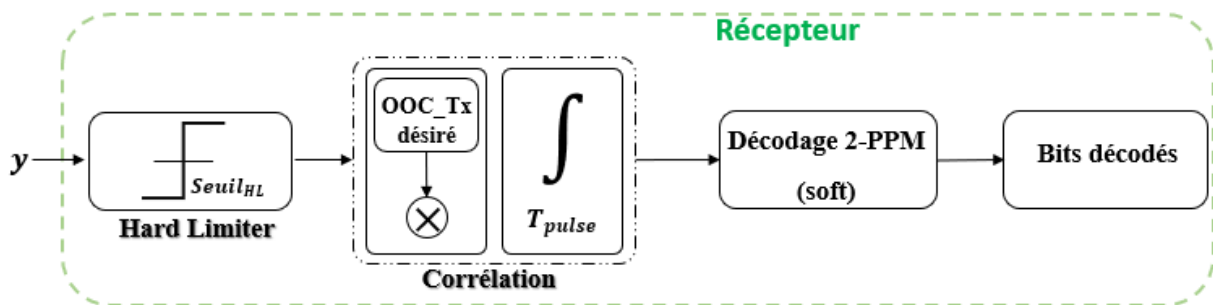


Figure III-11 : Schéma de réception Limiteur+CCR d'un réseau OCDMA avec codes OOC et démodulation 2-PPM (Décodage « soft »)

Cette limitation de la puissance dans chaque chip permet de supprimer certains motifs d'interférence conduisant à une erreur et donc de réduire l'IAM. Un exemple est illustré sur la figure III-12.

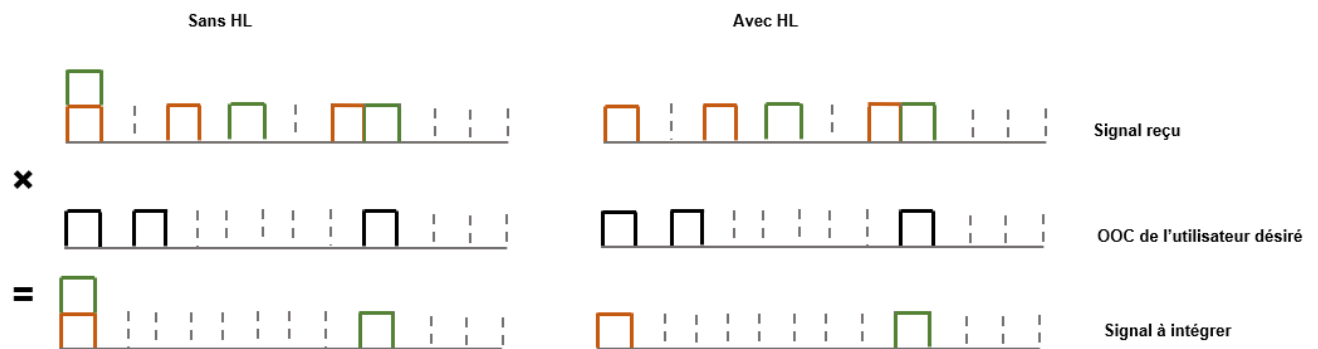


Figure III-12 : Signal reçu avec un CCR et un HL+CCR

Une autre méthode pour diminuer l'impact de l'IAM consiste à utiliser la détection à annulation d'interférence soustractive [48]. Parmi les récepteurs dans cette catégorie, on distingue deux types à savoir le récepteur PIC (Parallel Interference Cancellation) et le récepteur SIC (Successive Interference Cancellation).

Le principe de fonctionnement consiste en la détection des données des utilisateurs non-désirés, pour ensuite les coder à nouveau afin de les soustraire du signal reçu. Le SIC et le PIC ont un objectif commun à savoir la réduction d'interférences, mais présentent des différences dans leur processus et leurs approches.

En effet le SIC comme son nom l'indique, consiste à traiter les signaux de manière successive et séquentielle, en commençant par détecter le signal interférent ayant la puissance la plus

élevée, puis en le soustrayant du signal reçu, et de même avec les autres interférents selon leurs puissances décroissantes. En revanche, le PIC traite les signaux de manière simultanée, en détectant les données de tous les utilisateurs, l'utilisateur désiré et les interférents. Puis il reconstruit le signal résultant des interférents qui est soustrait du signal reçu avant détection du signal de l'utilisateur désiré. Le récepteur PIC présente l'avantage d'optimiser les temps de calcul, car le SIC est pénalisé par le traitement séquentiel des utilisateurs.

Dans le cadre de cette thèse, on considère uniquement le récepteur PIC, illustré sur la figure III-13.

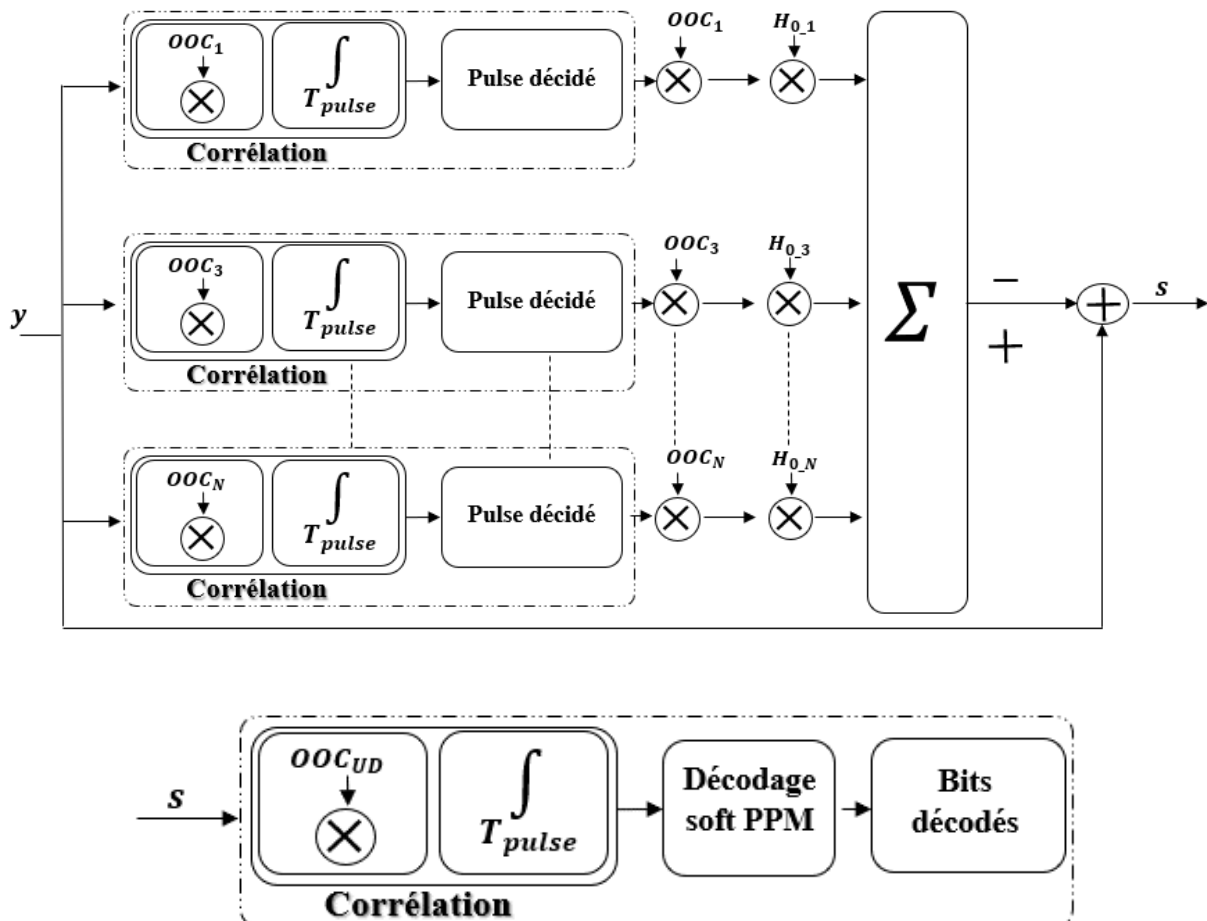


Figure III-13 : Schéma du récepteur PIC

III.4. Performances théoriques d'une transmission multi-utilisateurs avec la technique OCDMA

III.4.1. Hypothèses et développement théorique

En 2-PPM, le signal reçu dans chaque temps pulse est corrélé avec le code OOC correspondant puis le signal corrélé est intégré sur le temps pulse. La démodulation s'effectue ensuite en comparant les valeurs obtenues pour deux temps pulses successifs respectivement p_1 et p_2 afin de procéder au décodage « soft ».

Selon la règle de codage en modulation 2-PPM, une erreur se produira si $p_1 \geq p_2$ alors qu'un bit « 0 » a été émis et inversement pour un bit « 1 » émis.

La probabilité d'erreur est alors donnée par [84], [57] :

$$P_{eb} = \sum_{l=0}^{N-1} P_i(l) \cdot [prob_{(l)}(p_1 \geq p_2 | '0') + prob_{(l)}(p_2 \geq p_1 | '1')] \quad (\text{III-22})$$

Dans [84] une borne supérieure de la probabilité d'erreur a été établie à partir des expressions suivantes :

$$\begin{aligned} prob_{(l)}(p_1 \geq p_2 | '0') &= prob_{(l)}(p_2 \geq p_1 | '1') \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_1^2(l)}} \exp^{-\frac{(x-\mu_1(l))^2}{2\sigma_1^2(l)}} \cdot \int_{-\infty}^x \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_2^2}} \exp^{-\frac{(y-\mu_2)^2}{2\sigma_2^2}} dy dx \end{aligned} \quad (\text{III-23})$$

Avec $\mu_1(l), \mu_2, \sigma_1^2(l)$ et σ_2^2 , les moyennes et les variances respectives à la sortie du corrélateur :

$$\begin{aligned} \mu_1(l) &= WI_B + \sum_{l=1}^{N-1} I_l ; \mu_2 = WI_B + WI_r \\ \sigma_1^2(l) &= W\sigma^2 + \sum_{l=1}^{N-1} \sigma_{I_l}^2 ; \sigma_2^2 = W\sigma^2 + W\sigma_{I_r}^2 \\ \sigma_{I_r}^2 &= 2q \cdot I_r B \quad ; \quad \sigma_{I_l}^2 = 2q \cdot I_l B \end{aligned} \quad (\text{III-24})$$

Où, I_B représente photo-courant lié au bruit ambiant et $\sigma^2 = 2q \cdot I_B \cdot B$ est la variance du bruit ambiant, avec $B = R_b \frac{M}{n}$.

I_r et I_l représentent les photo-courants correspondant respectivement au chip de l'utilisateur désiré, et celui du $l^{\text{ème}}$ interférent :

$$I_r = RP_{rc} \quad ; \quad I_l = RP_{rc,l} \quad (\text{III-25})$$

R est la sensibilité du photodétecteur.

P_{rc} et $P_{rc(l)}$ représentent respectivement les puissances chip reçues de l'utilisateur désiré respectivement du $l^{\text{ème}}$ interférent.

La puissance en émission dans un temps chip étant $2 P_t \frac{F}{W}$, la puissance reçue dans un temps chip après transmission est :

$$P_{rc} = \left(2 \frac{F}{W} P_t\right) H_0 \quad (\text{III-26})$$

L'équation (III-24) étant un produit de deux intégrales, son implémentation numérique est assez complexe. Nous avons donc développé une formule analytique nous permettant d'implémenter de manière simple l'équation (III-23) (Voir Annexe A2).

Le résultat obtenu est :

$$P_{eb-2PPM} \leq \sum_{l=0}^{N-1} P_i(l) \cdot \left[\frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\frac{\mu_2 - \mu_1(l)}{\sqrt{2} \sqrt{(\sigma_1^2(l) + \sigma_2^2)}} \right) \right] \quad (\text{III-27})$$

La formule (III-28) constitue une borne supérieure de la probabilité d'erreur M-PPM et on peut remarquer que les termes en « erfc » (fonction d'erreur complémentaire) sont pondérés par

$P_i(l)$ qui est d'autant plus petit que l est inférieur à N . Ainsi, selon l'ordre dans lequel on ajoute les éléments en « erfc » dans la somme, leur contribution sera plus ou moins importante.

Un exemple est reporté sur la figure III-14 qui représente les résultats obtenus pour un réseau de 11 utilisateurs avec le code OOC (103,3). Les utilisateurs ont des gains différents et on remarque comme attendu que les performances sont différentes en fonction de l'ordre d'ajout des interférents. Par la suite, nous comparons les résultats obtenus avec la formule (III-27) avec des résultats simulés et publiés afin de déterminer l'ordre adapté.

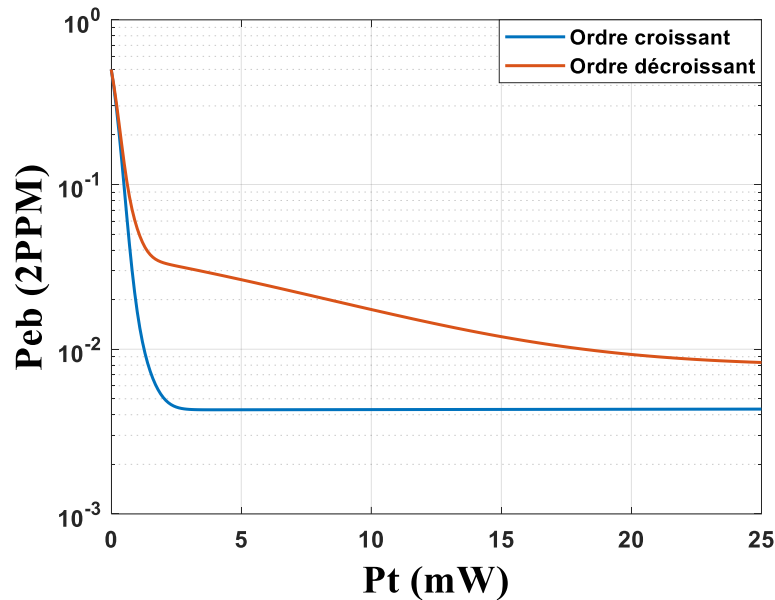


Figure III-14 : Probabilité d'erreur en fonction de la puissance d'émission suivant l'ordre d'ajout des interférents

III.4.2. Validation de l'analyse théorique

- **Comparaison avec la simulation**

Comme pour le cas des performances de la modulation 2-PPM, nous avons développé un code Matlab permettant de calculer le TEB d'une chaîne de transmission OCDMA-OOC avec la modulation 2-PPM considérant un décodage « soft ». L'algorithme est présenté Figure III-15.

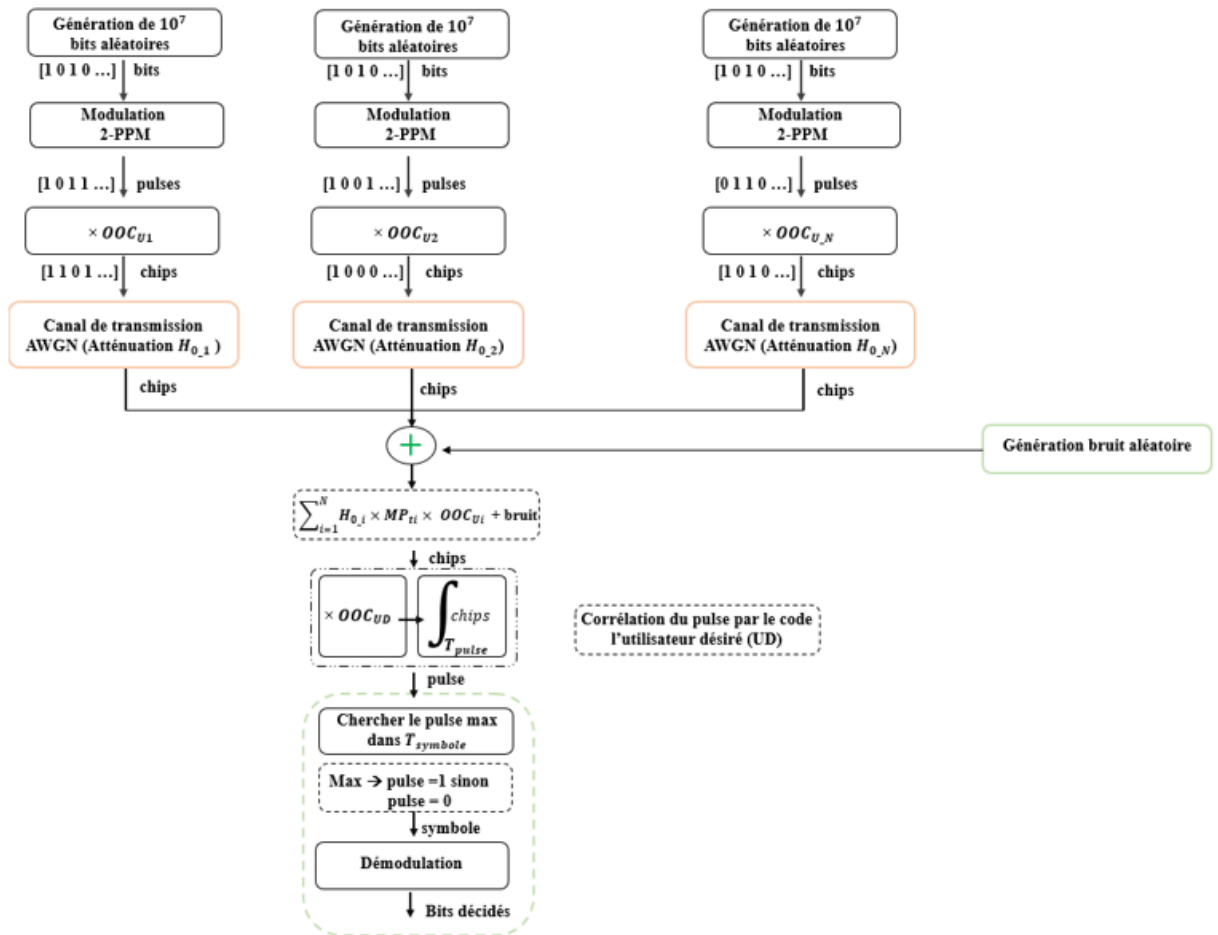


Figure III-15 : Chaîne de simulation OCDMA avec codes OOC basée sur la modulation 2-PPM (Décodage « soft »)

La figure III-16 compare les TEB obtenus avec la chaîne de simulation avec OCDMA comportant un seul utilisateur, ceux obtenus sans OCDMA et finalement la probabilité d'erreur issue de (III-27) en fonction de $\left[\frac{E_b}{N_0} \right]_{dB}$. Le code utilisé est OOC (103,3), la sensibilité est $R = 1A/W$. Les autres paramètres utilisés dans la formule (III-27) et en simulation sont :

Tableau III-1 : Paramètres simulation (Figure III-16)

Paramètres	Valeur
R_b	30 kbit/s
N_0	$6,4087 \times 10^{-23}$ W/Hz
H_0	-58,97 dB
P_t	[0 : 2] mW

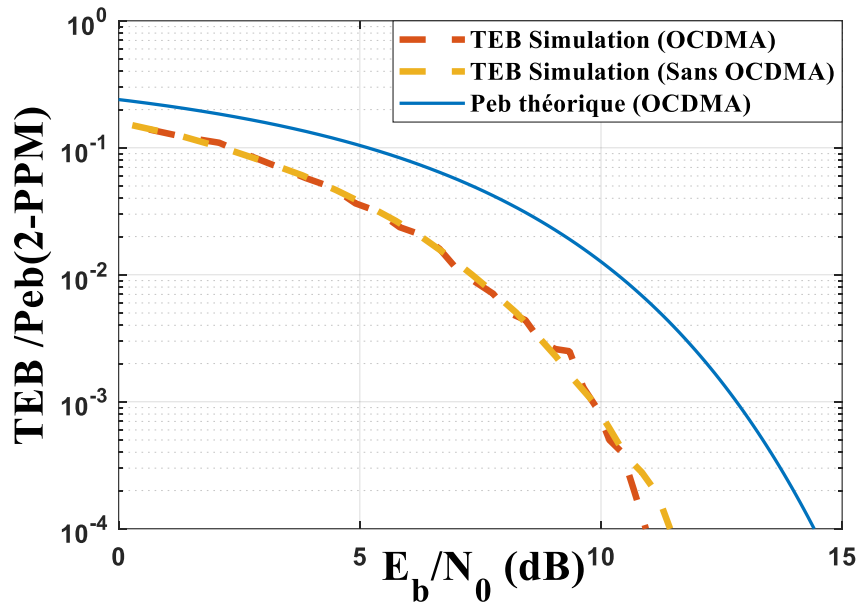


Figure III-16 : Comparaison résultats de simulation et théoriques

Selon les tracés de la figure III-16, on peut constater que les résultats issus des simulations se superposent comme attendu. De plus, on observe que la probabilité d'erreur théorique est plus élevée que le TEB, ce qui confirme que l'utilisation de (III-27) permet d'obtenir une borne supérieure des performances.

Nous avons également tracé sur la figure III-17, le TEB pour une chaîne de simulation utilisant la technique OCDMA avec les codes OOC (103,3) basée sur la modulation 2-PPM d'un réseau de onze utilisateurs, afin de le comparer avec les résultats théoriques. L'expression (III-27) a été utilisée avec un ordre croissant pour l'ajout des interférents. Les valeurs des gains correspondent aux valeurs des moyennes des gains suivant le scénario #2a (voir tableau II-9), en considérant le lit n° 2 comme utilisateur désiré.

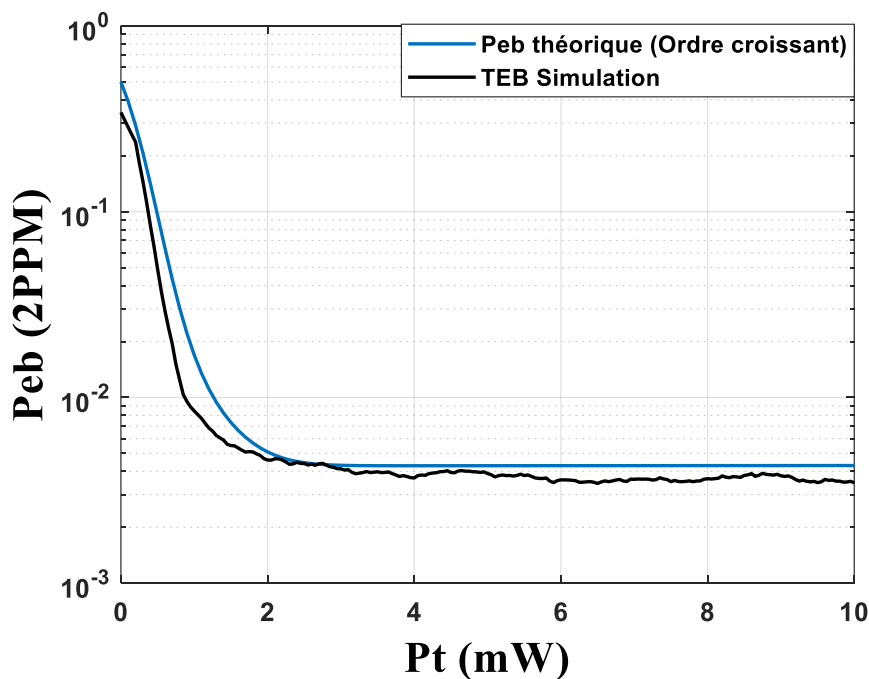


Figure III-17 : Comparaison résultats de simulation et théoriques

Selon la figure III-17, les résultats issus de la simulation présentent des performances légèrement meilleures que celles obtenues en théorie. Cette différence de performance s'explique comme précédemment par l'utilisation d'une borne supérieure en théorie.

Nous avons également vérifié que l'ordre décroissant pour l'ajout des interférents dans (III-27) ne permettait pas d'avoir des résultats proches de la simulation. Ainsi, dans la suite de nos travaux, nous déterminons les performances en ajoutant les interférents par ordre croissant

- **Comparaison avec la littérature**

Afin de valider la formule analytique développée nous avons utilisé les paramètres du réseau OCDMA étudié dans [84] avec l'expression (III-27), avec l'ordre croissant.

L'étude dans [84] considère un système multi-utilisateur utilisant la technique OCDMA avec les codes OOC basée sur la modulation M-PPM. De plus, une photodiode APD (Avalanche photodiode) est utilisée en réception et différents types de bruit sont pris en compte : le bruit thermique, le bruit lié à l'APD, le bruit de fond et le bruit lié aux interférences.

A partir de des expressions théoriques de la probabilité d'erreur dans [84] et en utilisant le développement analytique de (III-27), nous avons calculé les performances pour ce réseau OCDMA à partir de :

$$P_b \leq \frac{M}{2(M-1)} (M-1) \sum_{l_d=0}^{N-1} \binom{N-1}{l_d} \left(\frac{K^2}{MF}\right)^{l_d} \left(1 - \frac{K^2}{MF}\right)^{N-1-l_d} \cdot \left[\frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\frac{\mu_0 - \mu_d}{\sqrt{2} \sqrt{(\sigma_0^2 + \sigma_d^2)}} \right) \right] \quad (\text{III-28})$$

Avec F , et K respectivement longueur et poids du code OOC, M représente l'ordre de modulation et N le nombre d'utilisateurs. Le nombre d'interférents est représenté par l_d tel que : $l_d = \{0, 1, \dots, N-1\}$.

Les expressions de μ_d, μ_0 , et σ_d^2, σ_0^2 , moyennes et variances respectives de Y_d , et Y_0 sont :

$$\begin{aligned} \mu_d &= GT_c \left[l_d \lambda_s + \frac{(KN - l_d) \lambda_s}{M_e} + K \lambda_b + \frac{I_b}{e} \right] + \frac{T_c I_s}{e} \\ \mu_0 &= GT_c \left[K \lambda_s + \frac{(KN - K) \lambda_s}{M_e} + K \lambda_b + \frac{I_b}{e} \right] + \frac{T_c I_s}{e} \\ \sigma_d^2 &= G^{2F_e T_c} \left[l_d \lambda_s + \frac{(KN - l_d) \lambda_s}{M_e} + K \lambda_b + \frac{I_b}{e} \right] + \frac{T_c I_s}{e} + \sigma_{th}^2 \\ \sigma_0^2 &= G^{2F_e T_c} \left[K \lambda_s + \frac{(KN - K) \lambda_s}{M_e} + K \lambda_b + \frac{I_b}{e} \right] + \frac{T_c I_s}{e} + \sigma_{th}^2 \end{aligned} \quad (\text{III-29})$$

La définition des paramètres de (III-29) et les valeurs associées pour le calcul sont listés dans l'annexe A3. Le figure III-18 présente les performances obtenues avec l'expression (III-28) et reportent également les performances issues des courbes publiées dans [84], pour les paramètres résumés dans le tableau III-2 :

Tableau III-2 : Paramètres de simulation (Figure III-18)

Longueur code OOC	F	19
Poids code OOC	W	3
Débit binaire	R_b	[1 10] Mbps
Nombre d'utilisateurs	N	3
Puissance	P_t	20 dBm
Gain APD	G	100

En observant les courbes de la figure III-18, on note que les résultats obtenus avec la formule analytique (III-29) coïncident avec ceux publiés dans [84], et ce pour les deux débits.

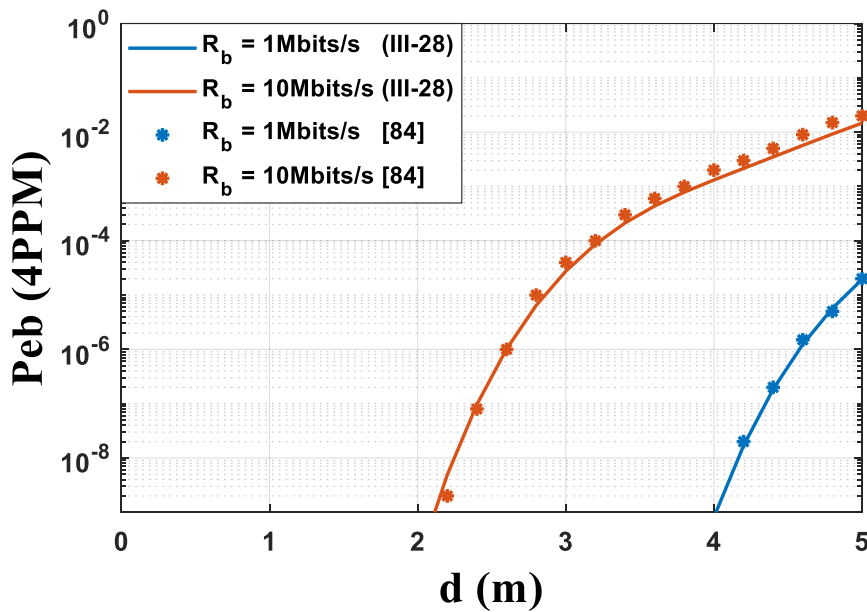


Figure III-18 : Probabilité d'erreur en fonction de la distance pour différents débits (Comparaison théorie et littérature)

Pour compléter la comparaison, une autre configuration a été étudiée. Les paramètres variables utilisés dans (III-29) sont résumés dans le tableau III-3 :

Tableau III-3 : Paramètres de simulation (Figure III-19)

Longueur code OOC	F	19
Poids code OOC	W	3
Débit binaire	R_b	10 Mbps
Nombre d'utilisateurs	N	3
Distance	d	3m
Puissance	P	[0 :0,2 :35] dBm
Gain APD	G	[1 10]

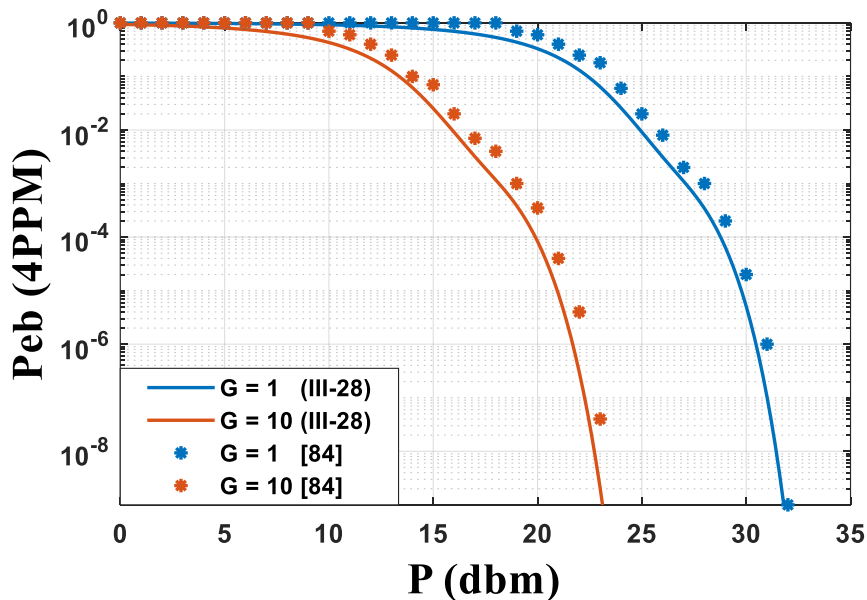


Figure III-19 : Probabilité d'erreur en fonction de la puissance d'émission pour différents gains (Comparaison théorie et littérature)

Sur la figure III-19, nous constatons à nouveau que les résultats théoriques sont similaires à ceux publiés dans [84].

Finalement, les résultats des comparaisons permettent de valider la formule analytique que nous avons développé dans l'annexe A2. Donc dans ce qui suit nous utilisons l'expression (III-28) pour le calcul des performances théoriques.

III.5. Performances des scénarios étudiés

La formule (III-28) est utilisée dans cette partie pour évaluer les performances en termes de probabilité d'erreur dans le contexte d'une pièce contenant 8 lits communicants pour les trois scénarios définis dans le Chapitre II. Un Tx est placé sur un des quatre pieds d'un lit en considérant les cas des Txs amovibles, et les deux cas extrêmes (valeurs des gains les plus faibles et les plus élevés).

Dans un second temps, nous considérons trois utilisateurs supplémentaires à savoir trois bébés portant un Tx chacun, placés dans les lits n°1, n°2, et n°3.

Dans toute cette partie, le code utilisé est le OOC (103,3) et la sensibilité du photodétecteur est fixée à $1A/W$. De plus, le débit binaire est de 30kbit/s et la densité spectrale du bruit est fixée à $N_0 = 6,4087 \times 10^{-23} W/Hz$.

III.5.1. Etudes des scénarios sans les bébés

- **Cas Tx amovible : (Valeur des moyennes des gains)**

La figure III-20 présente l'évolution de la probabilité d'erreur en fonction de la puissance d'émission pour le scénario #1, en considérant le Tx placé sur le lit n°1 comme utilisateur désiré. Les différentes courbes tracées correspondent à différents nombres de Tx ou utilisateurs communicants simultanément.

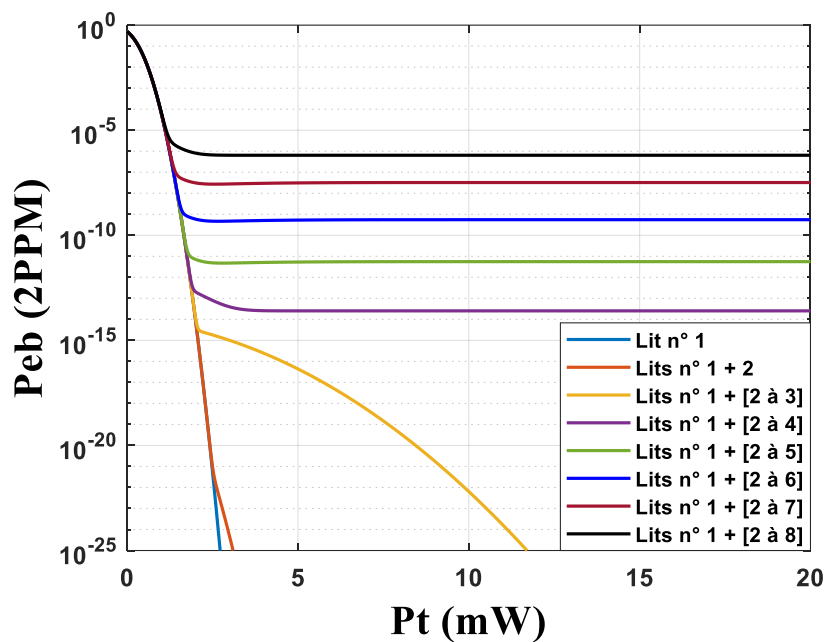


Figure III-20 : Probabilité d'erreur en fonction du Tx sur le lit n°1 de la puissance d'émission pour différents nombres d'utilisateurs

De la figure III-20, on remarque que plus on augmente le nombre de lits communicants dans la pièce, plus les performances se dégradent. On remarque également l'apparition d'un plancher à partir de 4 lits communicants, c'est à dire lorsque le nombre d'utilisateur est supérieur au poids. Quelle que soit l'augmentation de la puissance émise à partir d'environ $P_t \sim 3,2mW$, la valeur de la probabilité d'erreur est limitée par l'impact de l'IAM. On peut noter que pour 8 lits communicants dans la pièce, la probabilité d'erreur la plus élevée est $P_{eb} \sim 6,48 \times 10^{-7}$.

Sur les figures III-21(a), III-21(b), et III-21(c) correspondant respectivement aux scénarios #1, #2a et #2b étudiés dans le chapitre II, nous avons reporté les probabilités d'erreur dans le cas de 8 lits communicants simultanément pour chacun des lits considérés comme utilisateur désiré.

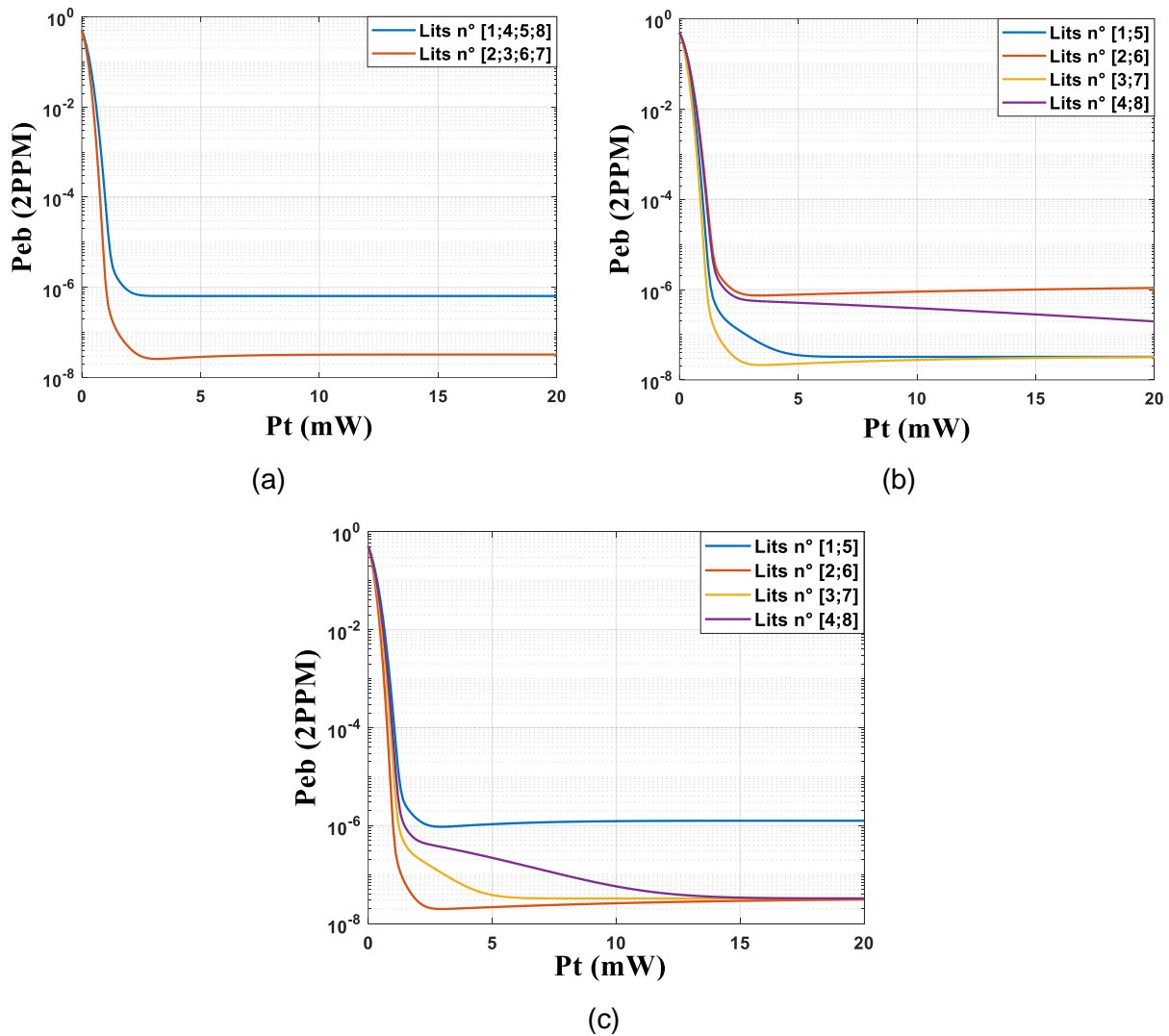


Figure III-21 : Probabilité d'erreur en fonction de la puissance d'émission (valeurs moyennes des gains) (a) scénario #1 (b) scénario #2a (c) scénario #2b

On constate tout d'abord que l'effet plancher, lié à l'IAM, est présent pour les trois scénarios et ce quel que soit l'utilisateur désiré.

Pour le scénario #1, on peut tout d'abord noter que le plancher pour les Tx placés sur les lits n° [2 ;3 ;6 ;7] correspondant à $P_{eb} \sim 2,67 \times 10^{-8}$ est beaucoup plus faible que pour les Tx placés sur les lits n° [1 ;4 ;5 ;8] où $P_{eb} \sim 6,48 \times 10^{-7}$. Ainsi, dans ce scénario, les lits n°[1 ;4 ;5 ;8] ont des performances moins bonnes et ceci est principalement dû à leur position dans la pièce par rapport au système de réception. En effet les lits n° [1 ;4 ;5 ;8] sont placés aux quatre coins de la pièce et sont donc plus loin du centre de la pièce et donc par conséquent du système de réception contrairement aux lits n° [2 ;3 ;6 ;7].

Sur les deux autres scénarios, l'effet plancher dû à l'impact de l'IAM est présent avec quasiment les mêmes valeurs limites à savoir $\sim 10^{-6}$ pour les performances les plus faibles et $\sim 10^{-8}$ pour les meilleures. Cependant, ces valeurs limites ne correspondent pas aux mêmes lits dans la pièce ni aux mêmes valeurs de puissance d'émission limite.

Par exemple, dans le scénario #2a une valeur limite de $P_{eb} \sim 7,76 \times 10^{-7}$ est obtenue à partir d'une puissance $P_t = 5 \text{ mW}$, en considérant les Tx placés sur les lits n° [2 ;6] qui

contrairement au cas du scénario #1 sont ceux qui présentent les performances les plus faibles. En revanche, dans le scénario #2b les performances les plus faibles ($P_{eb} \sim 1,06 \times 10^{-6}$) correspondent aux Txs placés sur les lits n° [1 ;5].

Par contre dans le scénario #2b les performances les meilleures sont obtenues à partir d'une puissance de 15mW pour les Tx placés sur les lits n° [2 ;6] n° [3 ;7] et n° [4 ;8].

En conclusion, en considérant les Tx amovibles, les trois scénarios présentent des performances assez comparables. Cependant, pour garantir l'interchangeabilité, il est plus intéressant d'utiliser le scénario #2b car dans ce scénario une performance de 10^{-8} peut être atteinte pour une puissance émise minimum de 15mW pour 6 lits sur 8.

- **Cas extrêmes**

- a) **Gains plus faibles**

Les figures III-22(a), III-22(b), et III-22(c) illustrent respectivement les performances en fonction de la puissance d'émission en prenant en compte les valeurs des gains les plus faibles, correspondant aux scénarios #1, #2a et #2b étudiés dans le chapitre II.

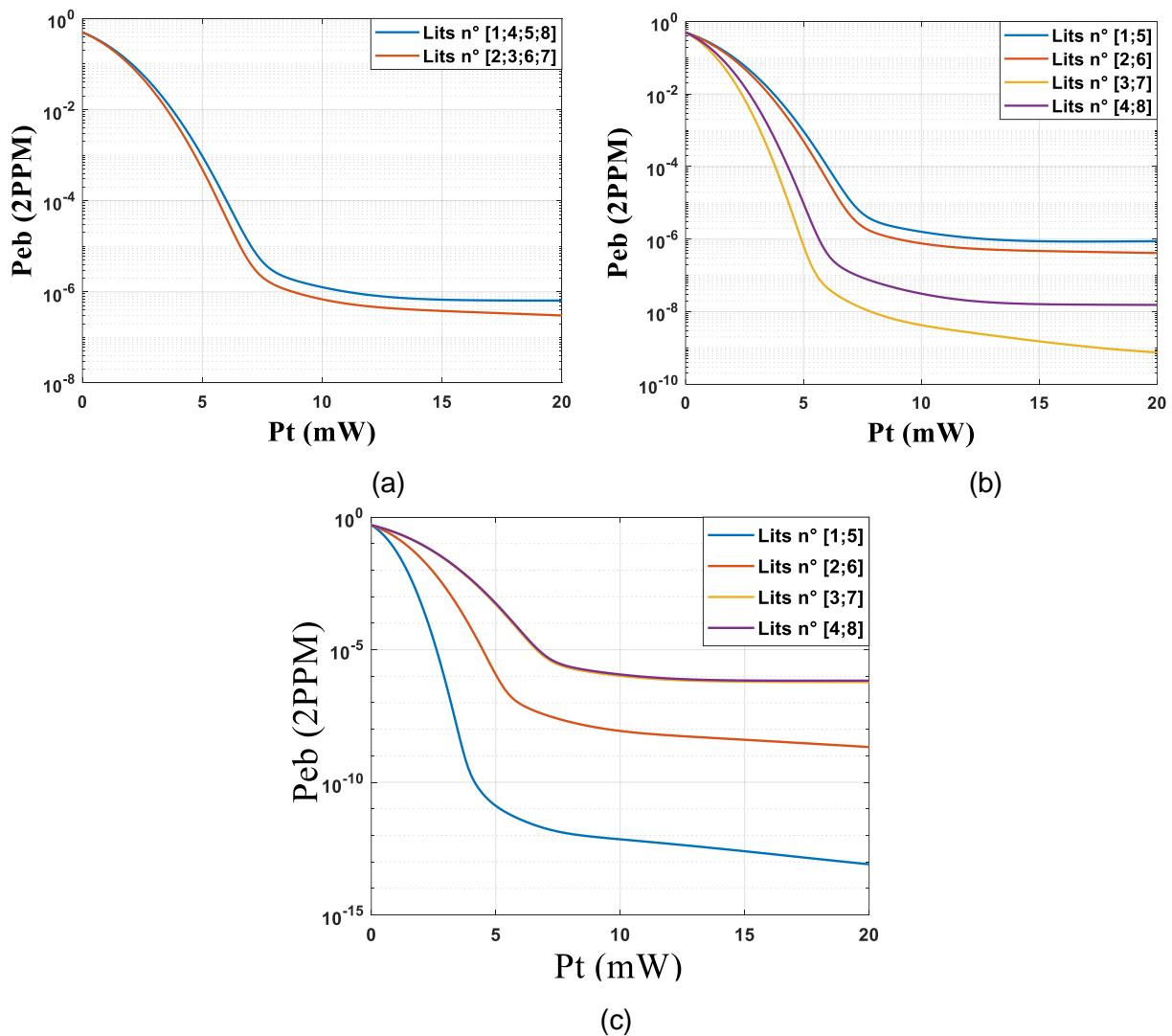


Figure III-22 : Probabilité d'erreur en fonction de la puissance d'émission (valeurs des gains les plus faibles) (a) scénario #1 (b) scénario #2a (c) scénario #2b

Nous remarquons que dans le scénario #1 le plancher de probabilité d'erreur de valeur $P_{eb} \sim 3,04 \times 10^{-7}$ est atteint à partir de $P_t \sim 20 \text{ mW}$ pour les Txs placés sur les lits n° [2 ;3 ;6 ;7]. Pour cette même valeur de puissance les Txs placés sur les autres lits atteignent une $P_{eb} \sim 6.43 \times 10^{-7}$. On a donc des performances assez comparables entre les lits.

Ce n'est pas le cas des scénarios #2a et #2b où les performances évoluent entre 10^{-6} et 10^{-13} . Les niveaux de probabilité d'erreur les plus faibles sont pour les Txs placés sur les lits n° [3 ;7] pour le scénario #2a et les Txs placés sur les lits n° [1 ;5] pour le scénario #2b.

Les scénarios #2a et #2b sont donc plus intéressants pour des Tx fixés dans les positions correspondant aux gains les plus faibles.

b) Gains élevés

Les figures III-23(a), III-23(b), et III-23(c) illustrent respectivement les performances en fonction de la puissance d'émission en prenant en compte les valeurs des gains les plus faibles, correspondant aux scénarios #1, #2a et #2b étudiés dans le chapitre II.

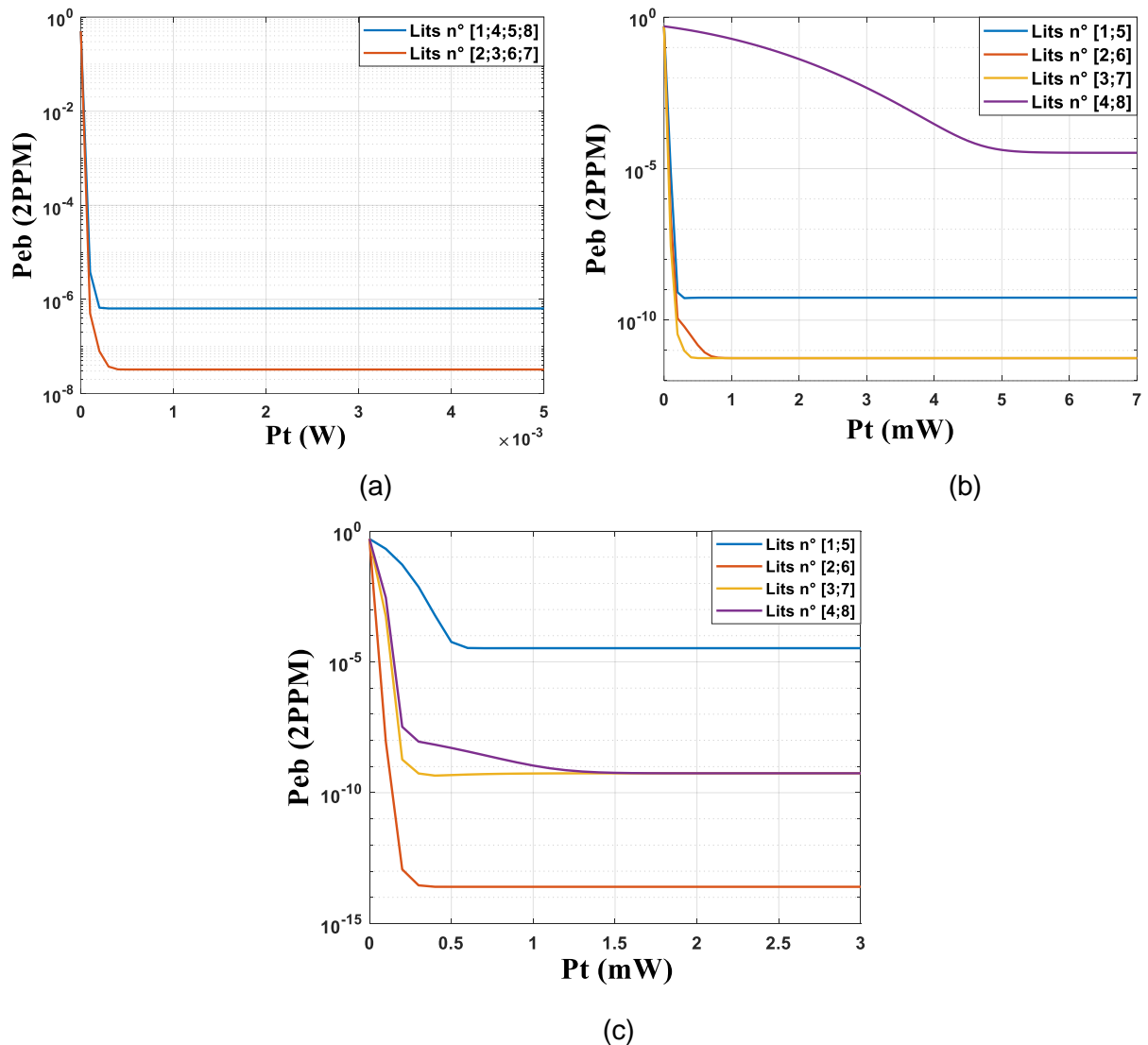


Figure III-23 : Probabilité d'erreur en fonction de la puissance d'émission (valeurs des gains les plus élevés) (a) scénario #1 (b) scénario #2a (c) scénario #2b

Pour le scénario #1 les performances plancher sont comparables à celles obtenues en considérant les valeurs moyennes des gains mais elles sont atteintes pour des puissances plus faibles.

Par contre, pour les scénarios #2a respectivement #2b, pour les Tx placés sur les lits n° [4 ;8] respectivement n° [1 ;5] les performances sont dégradées avec des probabilités d'erreur plancher supérieures à 10^{-5} . Cela est lié aux valeurs des gains qui sont beaucoup plus faibles que celles des autres lits (Voir tableaux II-10 et II-12 dans le Chapitre II). Dans ce cas les interférents impactent les performances de manière significative.

Dans ce cas pour des Tx fixes placés aux positions correspondant aux valeurs les plus élevées de gain, il vaut mieux choisir le scénario #1.

III.5.2. Conclusion sur l'étude des scénarios sans les bébés

Des études menées précédemment, concernant l'évaluation des performances des Tx sur les pieds des 8 lits dans la pièce, nous pouvons résumer dans le tableau III-4 le nombre de Tx permettant de satisfaire une performance visée en fonction du scénario.

Tableau III-4 : Nombre de Tx en fonction du scénario

Scénarios	Performance	Tx amovible (Moyenne des gains)	Tx fixe (Gains les plus faibles)	Tx fixe (Gains les plus élevés)
S#1	$< 10^{-7}$	4	0	4
	$< 10^{-6}$	8	8	8
S#2a	$< 10^{-7}$	4	4	6
	$< 10^{-6}$	8	8	6
S#2b	$< 10^{-7}$	6	4	6
	$< 10^{-6}$	8	8	6

On peut ainsi vérifier qu'une probabilité d'erreur de 10^{-6} peut être satisfaite quel que soit le scénario et le degré de flexibilité de placement des Tx sur les pieds du lit. Si l'interchangeabilité des lits est importante, il faut donc privilégier les scénarios #2a ou #2b.

Par contre si on vise une probabilité d'erreur plus faible, de 10^{-7} , le scénario #2b présente un avantage en nombre de Tx pouvant satisfaire cette performance. Il semble donc être le meilleur choix parmi les trois scénarios.

Pour avoir des performances encore plus faibles, il est nécessaire de réduire l'impact de l'IAM, ce qui sera abordé dans la dernière partie du Chapitre III.

Dans la partie suivante, nous étudions l'impact de l'ajout de Tx supplémentaires sur les bébés dans les lits.

III.5.3. Etudes des scénarios avec les bébés

Dans cette partie, nous considérons un réseau de 11 Tx communicants dont 3 sont placés sur la poitrine de bébés couchés sur le dos dans les lits n°1, n°2, et n°3.

III.5.3.1. Performances des Tx sur les lits

En considérant que l'utilisateur désiré est le lit n°1, nous avons tracé sur les figures III-24(a), III-24(b), et III-24(c) les probabilités d'erreur en fonction de la puissance d'émission en prenant en compte les valeurs des moyennes des gains correspondant aux scénarios #1, #2a et #2b en ajoutant les Tx sur les bébés au fur et à mesure.

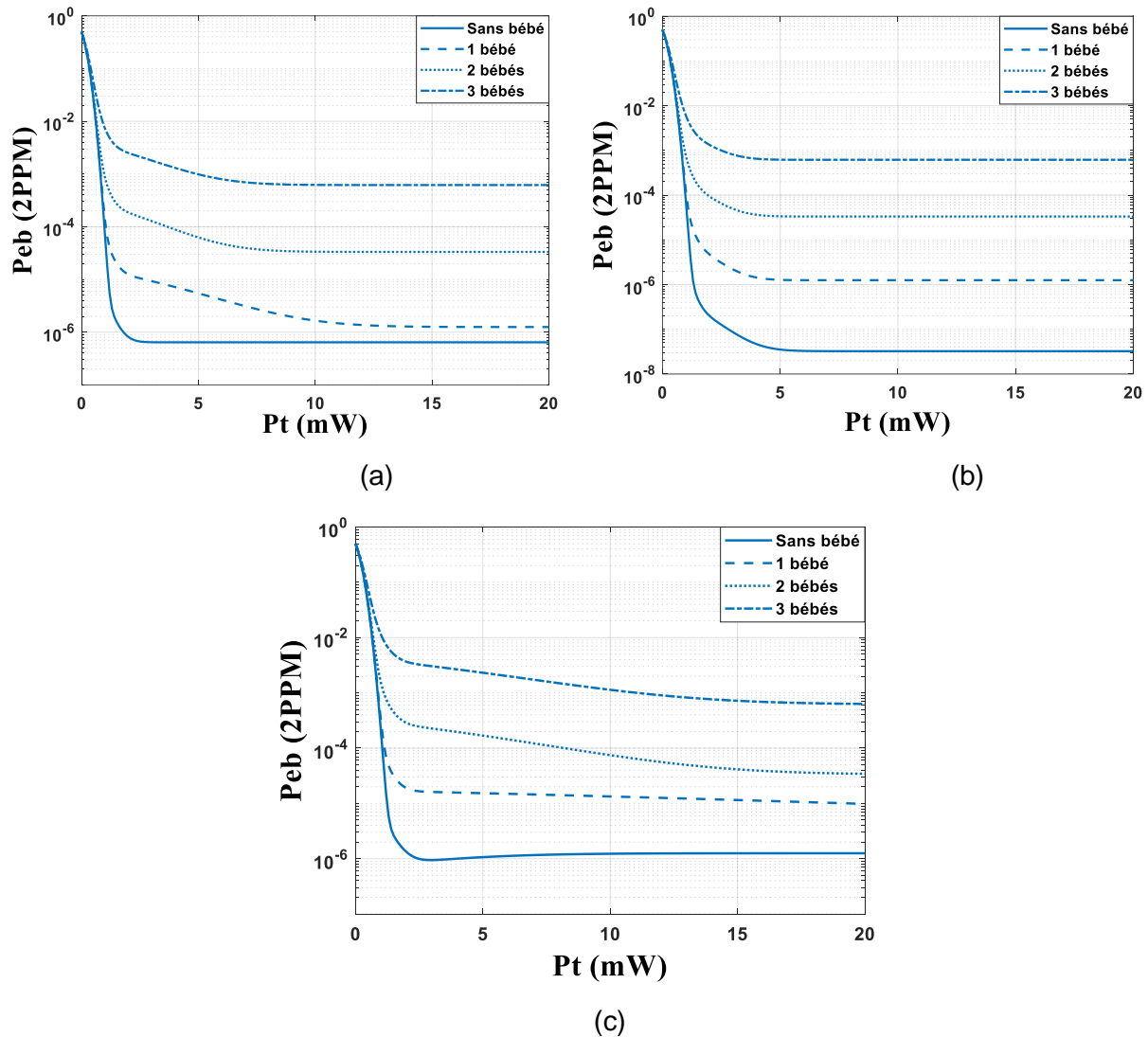


Figure III-24 : Probabilité d'erreur en fonction de la puissance d'émission (ajout des bébés) (a) scénario #1 (b) scénario #2a (c) scénario #2b

Quel que soit le scénario, l'ajout des Tx sur les bébés a un impact significatif sur les performances du Tx placé sur le lit n°1. Les performances se dégradent au fur et à mesure de l'ajout des Tx.

Sur les figures III-25(a) III-25(b) et III-25(c) nous avons tracé les performances en fonction de la puissance d'émission, pour onze utilisateurs correspondant à huit lits communicants avec les Tx placés suivant les scénarios #1, #2a, et #2b et 3 Tx placés sur les bébés respectivement dans les lits n°1, n°2, et n°3 (comme expliqué dans le chapitre II). Nous avons considéré les valeurs moyennes des gains des Txs placés sur les lits.

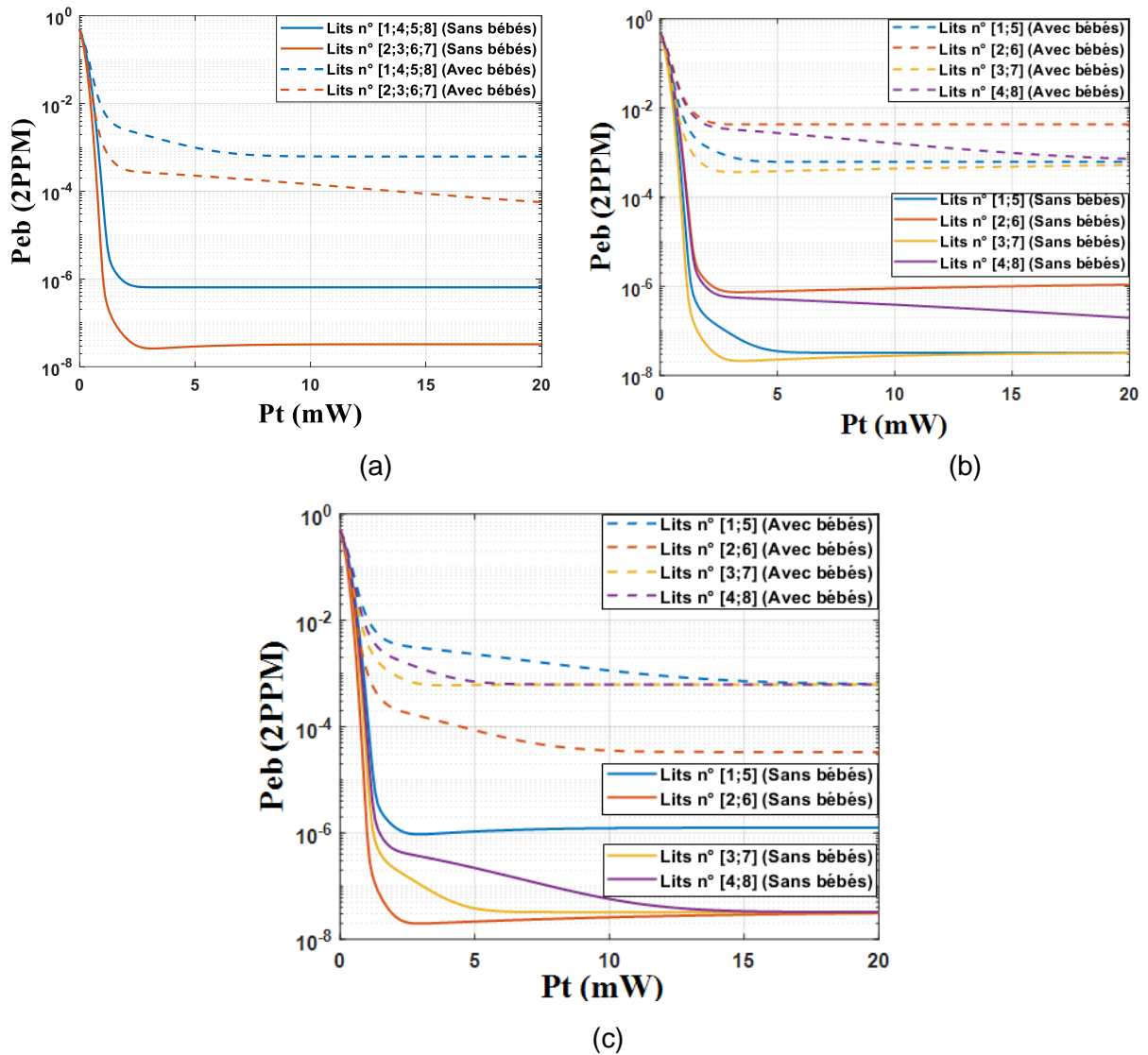


Figure III-25 : Comparaison des probabilités d'erreur en fonction de la puissance d'émission avec et sans la présence des bébés d'émission (valeurs moyennes des gains) (a) scénario #1 (b) scénario #2a (c) scénario #2b

On note une dégradation supérieure à 3 décades dans chaque scénario et pour chaque Tx sur les lits.

On remarque également que le scénario #2a est celui qui est le plus impacté par l'ajout des Tx sur les bébés. En effet, dans le cas des 11 utilisateurs communicant, la valeur la plus faible de probabilité d'erreur est atteinte par les Txs placés sur les lits n° [3 ;7] autour de $P_{eb} \sim 3,7 \times 10^{-4}$.

Comme précédemment, les performances les meilleures sont obtenues avec le scénario #1 ou le scénario #2b. Donc si on vise une solution flexible et interchangeable, le scénario #2b sera approuvé.

Ces conclusions ont été également obtenues pour les 3 scénarios en considérant les cas extrêmes.

III.5.3.2. Performances des Tx sur les bébés

Sur les figures III-26(a) III-26(b) et III-26(c) nous avons tracé les performances des Tx portés par les bébés en fonction de la puissance d'émission, pour onze utilisateurs correspondant à huit lits communicants avec les Tx placés suivant les scénarios #1, #2a, et #2b et 3 Tx placés sur les bébés respectivement dans les lits n°1, n°2, et n°3. Nous avons considéré les valeurs moyennes des gains des Tx placés sur les lits.

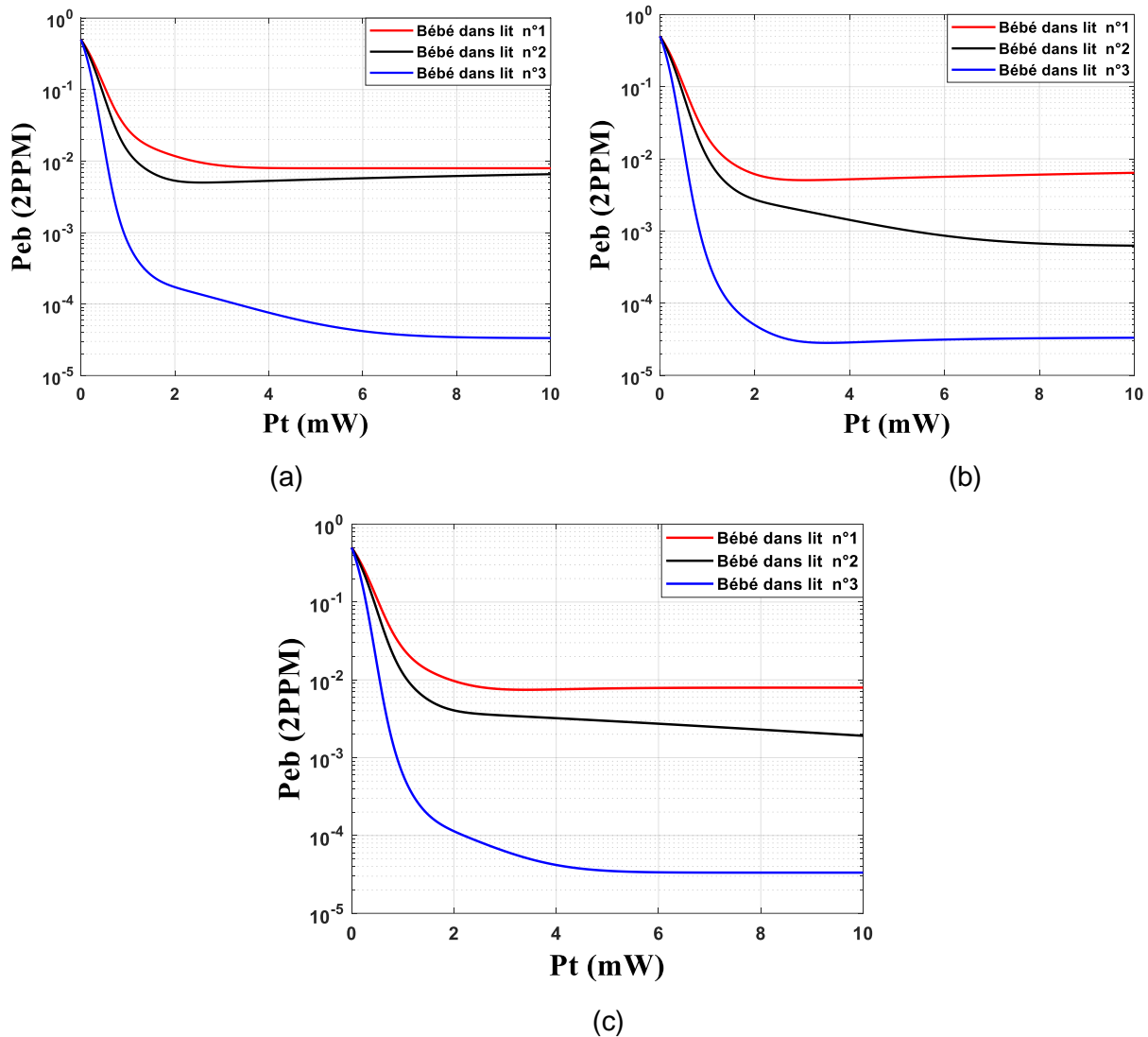


Figure III-26 : Probabilité d'erreur des Tx portés par les bébés en fonction de la puissance d'émission (valeur moyennes des gains des Tx placé sur les lits) (a) scénario #1 (b) scénario #2a (c) scénario #2b

On remarque tout d'abord que les performances du Tx porté par le bébé dans le lit n°1 sont moins bonnes que celles du Tx porté par le bébé dans le lit n°2, qui sont à leur tour moins bonnes que celles du Tx porté par le bébé dans le lit n°3. Ceci est cohérent par rapport aux différentes valeurs des gains (voir tableau II-13), et aux emplacements des lits dans la pièce.

De plus, nous remarquons que les performances pour le scénario #1 sont les moins bonnes des trois scénarios. En effet une probabilité d'erreur autour de $8 \cdot 10^{-3}$ est atteinte pour les Tx

sur les bébés dans les lits n°1 et n°2 alors que dans les autres scénarios cette valeur est obtenue uniquement pour l'émetteur sur le bébé dans le lit n°1.

Pour les scénarios #2a et #2b, les performances sont assez proches, même si le scénario #2a présente des performances légèrement meilleures que celles du scénario #2b.

En effet, pour le Tx porté par le bébé dans le lit n°1 les planchers de probabilité d'erreur de valeurs $P_{eb} \sim 5 \times 10^{-3}$, et $P_{eb} \sim 7,6 \times 10^{-3}$ sont atteints à partir de $P_t = 2,6 \text{ mW}$, et $P_t = 2,8 \text{ mW}$ suivant les scénarios #2a et #2b respectivement. Concernant le Tx porté par le bébé dans le lit n° 2 les performances atteignent une $P_{eb} \sim 6,6 \times 10^{-4}$, et $P_{eb} \sim 1,9 \times 10^{-3}$ à partir de $P_t = 8 \text{ mW}$, et $P_t = 10 \text{ mW}$ correspondant aux scénarios #2a et #2b. Et finalement le plancher de probabilité d'erreur de valeur $P_{eb} \sim 2,95 \times 10^{-5}$ et $P_{eb} \sim 3,4 \times 10^{-5}$ correspondant aux scénarios #2a et #2b avec le Tx porté par le bébé dans le lit n°3, sont atteints à partir de $P_t = 3 \text{ mW}$, $P_t = 5 \text{ mW}$ respectivement.

En conclusion, pour les Txs portés par les bébés, les scénarios #2a et #2b permettant l'interchangeabilité des lits dans la pièce sont les plus efficaces.

III.6. Amélioration des performances avec d'autres types de récepteurs

Dans cette partie, nous allons évaluer les performances de deux chaînes de simulation multi-utilisateurs utilisant la technique OCDMA-OOC basée sur la modulation 2-PPM avec deux types de récepteurs permettant la réduction de l'impact de l'IAM sur les performances, comme expliqué dans la partie III.3.1.3. Les récepteurs utilisés sont : récepteur Limiteur (HL)+CCR, et récepteur PIC, en utilisant le décodage « soft », et leurs algorithmes sont représentés sur les figures III-27 et III-28.

- Récepteur Limiteur (HL) + CCR

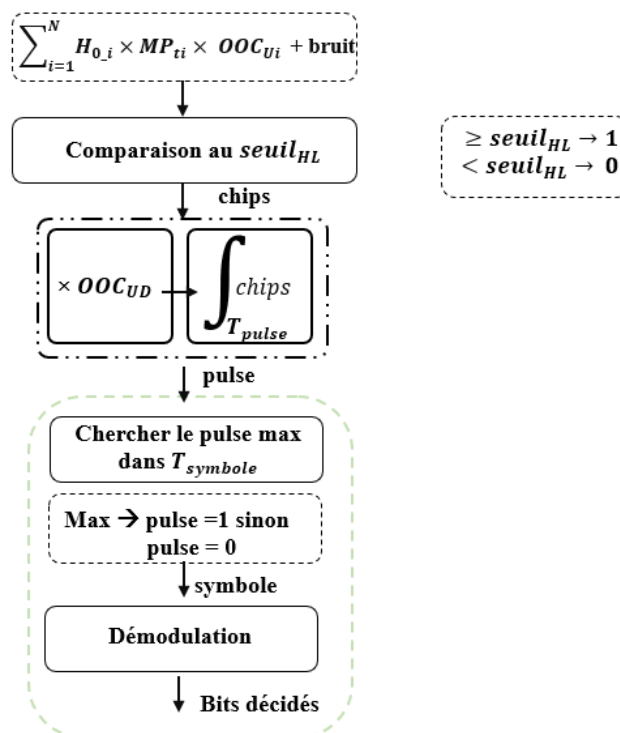


Figure III-27 : Algorithme du récepteur HL+CCR

- Récepteur à annulation d'interférence parallèle (PIC)

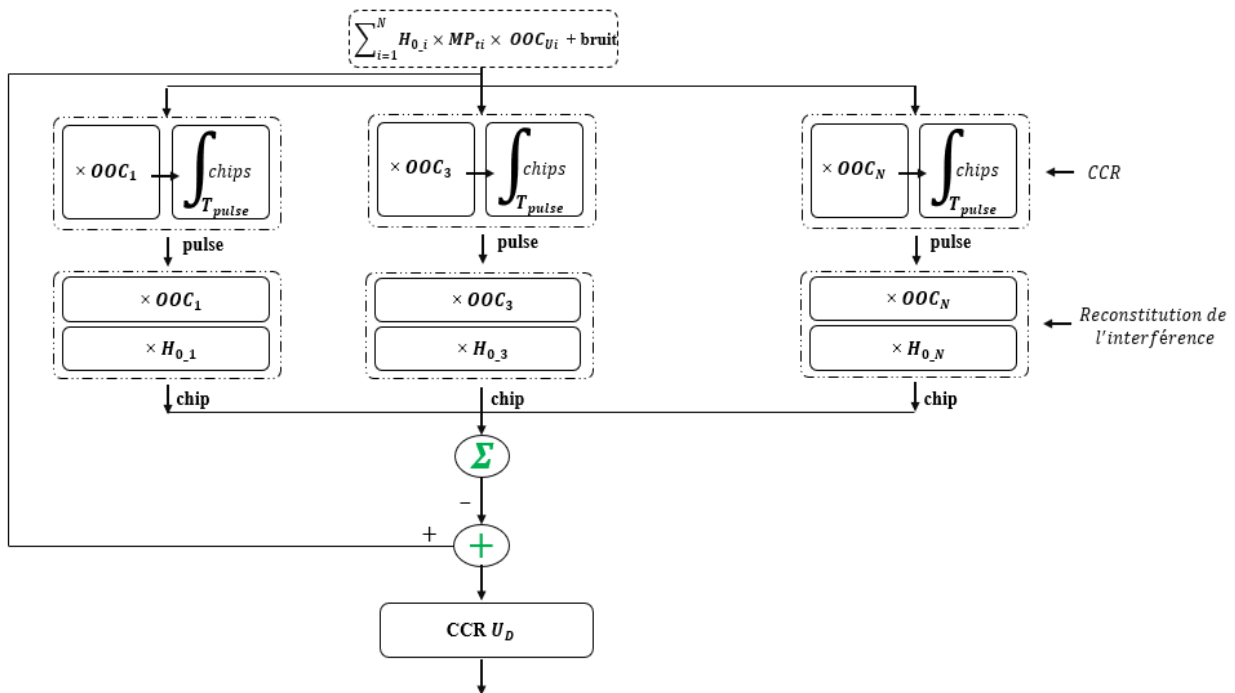


Figure III-28 : Algorithme du récepteur PIC

Nous avons tracé sur la figure III-29, les résultats de simulation obtenus pour un réseau de onze utilisateurs avec OOC (103,3) basé sur la modulation 2-PPM et utilisant les récepteurs CCR, HL+CCR et PIC.

Afin d'évaluer les performances nous avons utilisé l'outil Matlab pour simuler une chaîne de transmission de onze utilisateurs. A titre d'exemple, nous avons considéré les valeurs moyennes des gains correspondant au scénario #2a, avec la présence de 8 Tx sur les pieds des lits et 3 Tx sur les bébés.

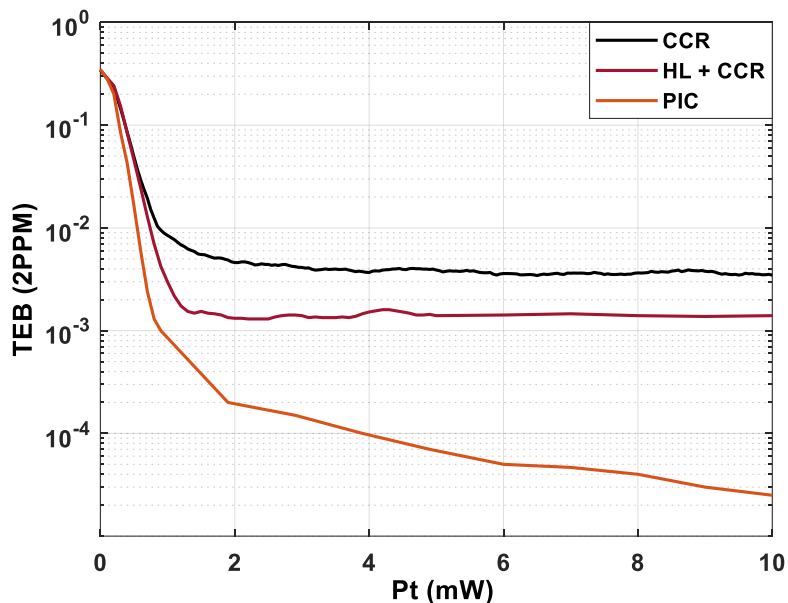


Figure III-29 : taux d'erreur binaire en fonction de la puissance d'émission (CCR, HL+CCR, PIC)

Tout d'abord, nous remarquons de la figure III-29 que l'utilisation des récepteurs HL+CCR et PIC permet d'améliorer les performances par rapport au CCR, donc permettent de réduire l'impact de l'IAM.

Par contre on note que l'utilisation du récepteur HL+CCR permet l'amélioration des performances mais sans pour autant annuler l'effet plancher dû à l'impact de l'IAM, qui est toujours présent mais pour des valeurs de TEB plus faibles. En effet, on relève de la figure III-29, un plancher de TEB de valeur $TEB \sim 3,8 \times 10^{-3}$ atteint à partir de $P_t \sim 3,2mW$ avec le récepteur CCR, tandis que les performances du récepteur HL+CCR atteignent un plancher de TEB de valeur $TEB \sim 1,3 \times 10^{-3}$ à partir de $P_t \sim 1,3mW$.

De plus, concernant le récepteur PIC, nous constatons qu'un TEB de valeur $TEB \sim 1,3 \times 10^{-3}$ est atteint à une puissance de $P_t \sim 0,8mW$ beaucoup plus faible que celle pour le récepteur HL+CCR ($P_t \sim 3,2mW$), non atteignable avec le récepteur CCR. L'utilisation du PIC conduit à de meilleures performances mais avec plus de complexité de mise en œuvre.

III.7. Conclusion

Nous avons évalué dans ce chapitre les performances en termes de probabilité d'erreur ou TEB de différents scénarios de télésurveillance par optique sans fil en considérant plusieurs émetteurs optiques associés aux capteurs placés soit sur les pieds des lits de bébé, soit sur les bébés et communiquant simultanément.

Les performances théoriques des modulations classiques en optique sans fil, à savoir OOK et M-PPM, ont tout d'abord été déterminées en considérant une transmission mono-utilisateur. Une chaîne de simulation numérique a également été développée en utilisant Matlab et a permis d'obtenir les performances dans le cas de la modulation M-PPM utilisant un décodage « soft ».

Puis nous nous sommes intéressés à la transmission multi-utilisateurs, en considérant la technique d'accès multiple OCDMA avec les codes OOC. Nous avons commencé par une description de la technique, présenté les codes utilisés, ainsi que différents schémas de réception de type détection mono-utilisateur, et détection multi-utilisateurs.

Pour la modulation 2-PPM avec un décodage « soft », les performances d'une transmission multi-utilisateurs OCDMA-OOC ont été déterminées par une approche probabiliste qui a mené à une formule analytique pour le calcul de probabilité d'erreur. Cette formule a été validée par des résultats de simulation et en comparant aux travaux publiés dans la littérature. En utilisant la borne théorique, nous avons ainsi analysé les performances des différents scénarios de télésurveillance définis dans le chapitre précédent. Nous avons ainsi considéré huit émetteurs sur les pieds de 8 lits, considérant soit les moyennes des gains pour des émetteurs amovibles soit les valeurs extrêmes (les plus faibles ou les plus élevées) pour des émetteurs fixes.

L'évaluation des performances, nous a permis de montrer qu'une probabilité d'erreur inférieure à 10^{-6} pouvait être satisfaite quel que soit le scénario et la flexibilité des émetteurs. En considérant les performances atteignables, les contraintes de flexibilité et d'interchangeabilité des lits dans la pièce, nous avons conclu finalement qu'il serait plus intéressant de choisir le scénario #2b.

Pour compléter notre l'étude, nous avons pris en considération la présence de trois émetteurs supplémentaires placés sur la poitrine de bébés couchés dans 3 lits sur 8. L'augmentation du nombre d'émetteurs simultanés a ainsi dégradé les performances des émetteurs sur les pieds

des lits d'environ 3 décades. Pour ce réseau de 11 émetteurs, nous avons vérifié que le scénario #2b était une fois de plus le scénario le plus intéressant à considérer. Nous avons également évalué les performances des émetteurs portés par les bûbes qui peuvent satisfaire une probabilité inférieure à 8×10^{-3} pour les scénarios #2a et #2b présentant des performances quasi identiques.

Pour tester deux structures de réception permettant la réduction de l'IAM et ainsi l'amélioration des performances, nous avons déterminé par simulation les performances obtenues en utilisant un récepteur par corrélation avec un limiteur (HL+CCR) et un récepteur avec annulation parallèle d'interférence (PIC). Les résultats obtenus ont montré que l'utilisation de ces deux récepteurs permet d'atteindre des valeurs de TEB plus faibles que celles obtenues avec le récepteur CCR notamment avec le PIC mais au prix d'une complexité accrue.

La faisabilité de la technique OCDMA pour la transmission simultanée de données de capteurs a été étudiée de manière théorique dans ce Chapitre. Pour aller vers une preuve de concept, nous présentons dans le Chapitre suivant une étude expérimentale basée sur le concept de radio logicielle mettant en œuvre le récepteur conventionnel CCR avec et sans limiteur pour une transmission ODCMA-OOC utilisant la modulation 2-PPM avec décodage « soft ».

Chapitre IV. Étude Expérimentale

IV.1. Introduction

IV.1.1. Objectifs

Il s'agit dans cette partie de mettre en œuvre une transmission optique sans fil basée sur la modulation 2-PPM, multi-utilisateurs avec la technique OCDMA. Pour cela, on a choisi de développer un banc de radio logicielle (Software defined Radio ou SDR) pour des raisons de flexibilité afin de tester différentes configurations : modulation, codes d'étalement, débit, nombre d'utilisateurs ...

Au niveau matériel, le banc final sera constitué de plusieurs périphériques de SDR ou USRP (Universal Software Radio Peripheral) équipés de cartes filles transmettant en bande de base (cartes LFTX et LFRX [85]) et de front ends optiques. Afin de simuler un réseau sans fil OCDMA dans une condition réaliste (c'est-à-dire lorsque chaque utilisateur possède un gain de canal différent), l'objectif final sera d'utiliser un front end différent pour chaque utilisateur en transmission.

Dans un premier temps on a choisi d'utiliser un USRP Ettus X310 possédant 2 voies de transmission en parallèle afin de pouvoir rapidement transmettre 2 utilisateurs différents sur 2 voies séparées, chacune équipée d'un front end. On pourra également utiliser des USRP Ettus N210 qui possèdent une seule voie, en utilisant un USRP par utilisateur.

En réception, on considèrera un front end de réception relié à un USRP. De ce fait, une seule voie est nécessaire et un USRP de type N210 peut être suffisant pour l'utilisation.

D'un point de vue logiciel, nous avons choisi d'utiliser Matlab pour piloter les USRP, offrant la possibilité de réutiliser une partie du code développé pour les simulations du chapitre III.

Le schéma final d'une transmission optique sans fil utilisant la technique OCDMA avec 5 utilisateurs par exemple pourrait ressembler à la configuration décrite figure IV-1. Ici, on a 3 USRP X310 en émission pour transmettre les données séparément de 5 utilisateurs mais on pourrait utiliser 5 USRP N210 sur le même principe.

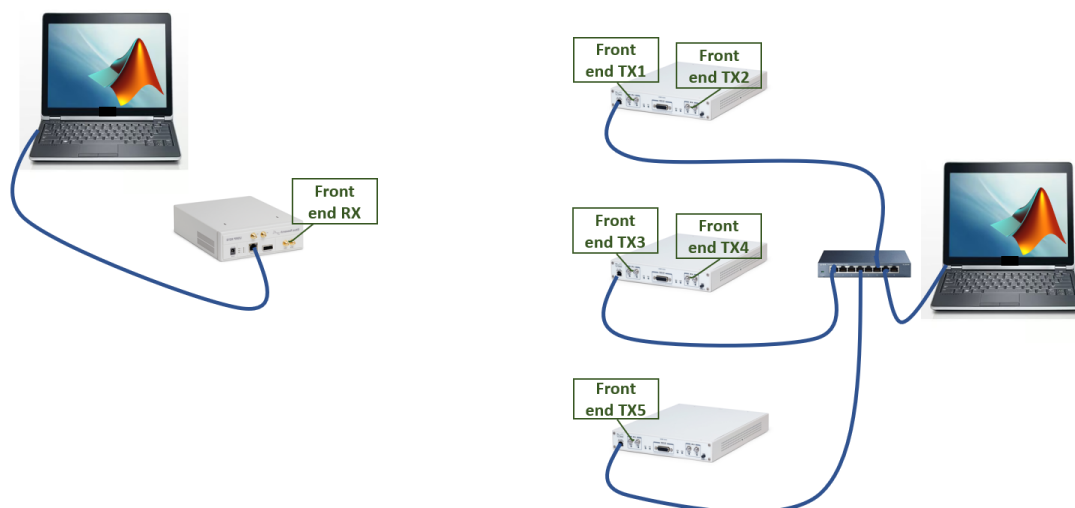


Figure IV-1 : Illustration du banc de radio logicielle OCDMA sans fil

IV.1.2. Contraintes liées à l'implémentation

La réalisation d'un banc SDR et son implémentation impliquent des contraintes qui n'apparaissent pas lors des simulations notamment :

- L'interface entre Matlab et le / les USRP

Matlab nécessite l'usage de la Communication Toolbox et du Support Package for USRP Radio. De plus, des problèmes ont été identifiés selon les versions de Matlab pour détecter correctement les USRP, aussi nous avons travaillé avec la version Matlab 2022b. Par défaut chaque USRP possède l'adresse IP 192.168.10.2. Lorsqu'un seul USRP est relié au PC, on pourra prendre une adresse IP à 192.168.10.1 pour pouvoir être dans le même sous-réseau. Lorsque plusieurs USRP sont reliés il faudra associer à chaque USRP une adresse différente dans le sous réseau (192.168.10.x). De plus, on peut utiliser un seul PC pour piloter différents USRP dans le même réseau à condition que ce soit des USRP de la même série (d'où l'usage de 3 USRP X310 ou de 5 USRP N210 en émission mais pas un mélange des 2 si on veut garder un seul PC). Sinon, il est possible d'utiliser autant de PC que d'USRP afin de les piloter chacun indépendamment.

- Le niveau des données transmises / reçues

En émission, la plage de valeurs numériques des données transmises par Matlab à l'USRP doit être entre -1 et 1. De ce fait, il conviendra de normaliser les données transmises à l'émission. En réception, les données fournies après la conversion analogique numérique de l'USRP seront normalisées entre -1 et 1.

Aussi, la documentation des USRP et des cartes LFTX et LFRX que nous utilisons indique une puissance maximale pouvant être reçue de 10 dBm avec une impédance adaptée à 50Ω pour les cartes LFRX et LFTX. De plus, l'ADC (Analog Digital Converter ou ADC) présent sur la carte LFTX et le DAC (Digital Analog Converter ou DAC) de la carte LFTX sont tous les deux alimentés en 3.3V, ce qui impose la tension maximale admissible sur la carte en réception et fournie par la carte en transmission.

Les caractéristiques des convertisseurs ADC et DAC des USRP N210 et X310 utilisés dans l'étude sont présentées figure IV-2. On remarque qu'ils ont la même résolution, mais une fréquence d'échantillonnage plus élevée pour le X310.

- Le facteur de sur/sous échantillonnage et filtre de mise en forme

En simulation, on manipule des données discrètes, ce qui suppose un échantillonnage idéal des données en réception. En pratique, on doit utiliser un facteur de sur-échantillonnage et un filtre de mise en forme.

Dans le cas idéal, on utilise une forme d'onde rectangulaire ainsi chaque donnée discrète sera mise en forme par un rectangle avec un facteur de sur-échantillonnage N . En fonction de la valeur de N , la forme d'onde sera plus ou moins rectangulaire. Une valeur de N trop faible conduira à un signal trop déformé et difficile à échantillonner en réception, tandis qu'une valeur trop élevée peut poser des problèmes de temps de traitement dans la chaîne lorsqu'on réalise la transmission en temps réel.

Dans cette thèse, on implémente un filtre rectangle à l'aide de la fonction `rectpulse(data, N)` de Matlab qui réplique chaque valeur contenue dans `data` dans N intervalles de temps.

Spec	Typ.	Unit
POWER		
DC Input	6	V
Current Consumption	1.3	A
w/ WBX Daughterboard	2.3	A
CONVERSION PERFORMANCE AND CLOCKS		
ADC Sample Rate	100	MS/s
ADC Resolution	14	bits
ADC Wideband SFDR	88	dBc
DAC Sample Rate	400	MS/s
DAC Resolution	16	bits
DAC Wideband SFDR	80	dBc
Host Sample Rate (8b/16b)	50/25	MS/s
Frequency Accuracy	2.5	ppm
w/ GPSDO Reference	0.01	ppm

(a)

Spec	Typ.	Unit
Power		
DC Input	12	V
Power Consumption (2x SBX-120)	45	W
Conversion Performance and Clocks		
ADC Sample Rate (max)	200	MS/s
ADC Resolution	14	bits
DAC Sample Rate (max)	800	MS/s
DAC Resolution	16	bits
Host Sample Rate (16b)**	200	MS/s
Internal Reference Accuracy	2.5	ppm
Accuracy w/ GPSDO Option (not locked to GPS)	20	ppb

(b)

Figure IV-2 : Principales caractéristiques (alimentation, convertisseurs et horloges) des (a) USRP N210 et (b) X310

En réception, il faut réaliser l'opération inverse qui consiste à reconstituer un signal discret en effectuant un sous échantillonnage et en utilisant un filtre adapté selon la forme d'onde choisie à l'émission.

Avec Matlab, lorsque le filtre rectangle est utilisé en émission, on se servira en réception de la fonction $intdump(data, N)$ qui permet d'intégrer le signal $data$ et de fournir la valeur moyenne décimée avec un facteur N .

Dans la mise en œuvre pratique, toutes les valeurs de facteur de sur-échantillonnage ne seront pas possibles en fonction du débit souhaité (pour une impulsion de durée T_p) : $R_p = 1/T_p$.

En effet, la fréquence de fonctionnement de la carte (clock rate) f_{mc} et la plage de valeurs possibles pour le diviseur div (*interpolation factor* en émission et *decimation factor* en réception) imposent une plage de fréquence d'envoi de données sur le canal, et ces différents paramètres sont liés par la relation :

$$R_p = \frac{f_{mc}}{div * N} \quad (IV-1)$$

La figure IV-3 représente différentes caractéristiques liées au N210 et X310 notamment la fréquence de fonctionnement qui est de 100MHz pour les N210 et 200MHz pour les X310. De plus les valeurs acceptées pour le diviseur en émission (interpolation factor) sont également reportées figure IV-4, et en réception (decimation factor) sur la figure IV-5.

	USRP N210	USRP X300	USRP X310
FPGA	Spartan3 XC3SD3400A	Kintex 7-325T	Kintex 7 -410T
Logic Cells	53k	328k	406k
Memory	2,268 Kb	16,020 Kb	28,620 Kb
Multipliers	126	840	1540
Clock Rate	100 MHz	200 MHz	200 MHz
Streaming Bandwidth per Channel (16-bit)	25 MS/s	200 MS/s	200 MS/s

Figure IV-3 : Caractéristiques des ressources du FPGA présent sur les USRP N210 et X310

InterpolationFactor Property Value	N2xx-Series	X-Series
1	Not valid	Valid
2	Valid only when you set the TransportDataType property to "int8".	Valid
3	Not valid	Valid
Odd integer from 4 to 128	Valid	Valid
Even integer from 4 to 128	Valid	Valid
Even integer from 128 to 256	Valid	Valid
Integer multiple of 4 from 256 to 512	Valid	Valid
Integer multiple of 8 from 512 to 1024	Not valid	Not valid

Figure IV-4 : Valeurs admissibles pour le diviseur en émission (interpolation factor)

DecimationFactor Property Value	N2xx-Series	X-Series
1	Not valid	Not valid when connected with TwinRX daughterboard
2	Valid only when you set the TransportDataType property to int8.	Valid
3	Not valid	Valid
Odd integer from 4 to 128	Valid	Valid
Even integer in the range [4, 256]	Valid	Valid
Integer multiple of 4 in the range [256, 512]	Valid	Valid
Integer multiple of 8 in the range [512, 1024]	Not valid	Valid

Figure IV-5 : Valeurs admissibles pour le diviseur en réception (decimation factor)

On remarque en particulier que le diviseur ne peut pas être plus élevé que 512 pour chacune des versions d'USRP en émission, ni en réception pour les N210. De plus, les valeurs inférieures à 4 ne sont pas valables pour le N210 et pour les valeurs au-delà de 128, seules certaines valeurs sont admises pour chacune des versions d'USRP. Ces paramètres devront être pris en considération pour l'implémentation dans le choix des diviseurs. En particulier,

- Pour les N210 on ne pourra pas échantillonner au-dessus de 25 MHz ($f_{mc}/4 = 100MHz / 4$) tandis qu'on pourra aller jusqu'à $f_{mc} = 200 MHz$ avec les X310
- Le débit réel d'envoi sur le canal ne pourra pas descendre en dessous de $100MHz/512$ soit environ 196kHz pour les N210, et de $200MHz/512$ soit environ 390kHz pour les X310. Ainsi, si on souhaite transmettre des impulsions à bas débit, par exemple à 1kHz, il faudra au minimum en émission $N = 196$ pour les N210 et $N = 390$ pour les X310.

Suivant les capacités des ordinateurs utilisés pour traiter les données, il faudra être vigilant au fait que le temps de traitement est d'autant plus lourd que N est élevé, et s'assurer que ce temps est bien inférieur au temps d'acquisition des données par l'USRP pour ne pas confondre des erreurs liées à la transmission avec des erreurs liées à une latence de traitement.

- Les problématiques de synchronisation / détection de début de paquet

Afin de déterminer un nombre d'erreurs liées à la transmission, il faut être capable de comparer les données reçues avec les données transmises donc de déterminer le décalage temporel. En effet, lorsqu'on démarre la réception de données avec l'USRP, il est impossible que cela commence en même temps que la transmission pour des raisons pratiques de mise en œuvre.

Il est donc nécessaire de former des paquets de données et d'introduire un entête ou header ce qui permettra de déterminer le début de la transmission et de se resynchroniser au début de chaque paquet.

IV.1.3. Méthodologie

Tout d'abord, il s'agira de mettre en œuvre la transmission de bout en bout en filaire afin de valider la partie logicielle de l'émission et de la réception, sans OCDMA. Aussi, on utilisera un oscilloscope pour observer et vérifier les signaux analogiques transmis. Pour cela, l'utilisation des 2 voies de l'USRP X310 en dupliquant les données transmises sur chacune des 2 voies permettra une vérification en simultané.

Une fois la chaîne de base validée, on introduira la technique OCDMA toujours en filaire pour un seul utilisateur afin de valider les scripts d'émission et de réception en tenant compte des contraintes liées à l'implémentation. Ensuite, on simulera plusieurs utilisateurs en additionnant les différentes données codées avant de les transmettre sur le câble.

Enfin, on remplacera le câble par les fronts ends optiques, avec dans un premier temps la validation de l'émission en reliant le récepteur optique à l'oscilloscope puis dans un second temps on reliera le récepteur optique à l'USRP de réception pour valider la chaîne complète. En présence des fronts ends, la manipulation se déroulera selon la même démarche qu'en filaire c'est-à-dire : la chaîne de transmission sans OCDMA puis avec OCDMA avec un seul front end puis plusieurs front end différents.

IV.2. Mise en œuvre d'un banc SDR sans canal optique

IV.2.1. Blocs et fonctions Matlab pour le SDR

Le Support Package for USRP Radio inclus dans la Communication Toolbox de Matlab permet d'interfacer avec les USRP. Comme présenté dans les paragraphes précédents, il faut pour cela que l'USRP et le PC soient dans le même sous réseau. Ensuite la commande *findsdru* permet de vérifier l'identité du /des USRP présent(s) dans le réseau et la bonne communication comme illustré figure IV-6.

```
>> findsdru
Checking radio connections...

ans =

    struct with fields:

    Platform: 'N200/N210/USRP2'
    IPAddress: '192.168.10.2'
    SerialNum: '4095'
    Status: 'Success'
```

(a)

The screenshot shows the MATLAB Command Window with the following content:

```
>> radios=findsdru
Checking radio connections...

radios =

    1x2 struct array with fields:

    Platform
    IPAddress
    SerialNum
    Status
```

Fields	Platform	IPAddress	SerialNum	Status
1	'X310'	'192.168.10.4'	'31BF00F'	'Success'
2	'X310'	'192.168.10.2'	'31BF00E'	'Success'
3				
4				
5				
6				
7				

(b)

Figure IV-6 : Exemple de réponse de la commande findsdru() : (a) un seul USRP, (b) deux USRP

Sur l'exemple donné, on peut remarquer qu'il s'agit d'un USRP de type N210 et qu'il possède l'adresse IP par défaut.

On peut changer l'adresse IP par défaut lorsqu'on veut interfacier plusieurs USRP sur un seul PC à l'aide d'un switch à l'aide de la commande `setsdruiip('ip1', 'ip2')`. Dans le cas où plusieurs USRP sont présents, la commande `findsdrui()` renvoie donc les informations relatives à l'ensemble des USRP comme indiqué dans l'exemple Figure IV-6 (b) où 2 X310 sont reliés sur le switch.

De plus, Matlab propose des blocs pour interfacier avec les USRP : *SDRu Transmitter* et *SDRu Receiver*.

La figure IV-7 présente les paramètres permettant de configurer par exemple les 2 voies du X310 en émission et un N210 en réception. Pour chacun des cas, F_c vaut 0 ; masterclock vaut 100^{e6} pour la N210 et 200^{e6} pour la X310. Le diviseur dépend des paramètres choisis (débit et facteur de sous échantillonnage) comme expliqué dans les paragraphes précédents. On peut remarquer que les adresses IP par défaut n'ont pas été modifiées. Les 2 USRP d'émission et de réception n'étant pas dans le même réseau, cela ne pose pas de problème.

<pre>radioTx = comm.SDRuTransmitter (... 'Platform', 'X310', ... 'IPAddress', '192.168.10.2', ... 'ChannelMapping', [1,2], ... 'CenterFrequency', Fc, ... 'Gain', 0, ... 'InterpolationFactor', diviseur, ... 'EnableBurstMode', false, ... 'ClockSource', 'Internal', ... 'TransportDataType', 'int16', ... 'MasterClockRate', masterclock, ... 'ClockSource', 'Internal', ... 'PPSSource', 'Internal');</pre> <p style="text-align: center;">(a)</p>	<pre>radioRx = comm.SDRuReceiver (... 'Platform', 'N200/N210/USRP2', ... 'IPAddress', '192.168.10.2', ... 'ChannelMapping', 1, ... 'CenterFrequency', Fc, ... 'Gain', 0, ... 'DecimationFactor', diviseur, ... 'EnableBurstMode', false, ... 'ClockSource', 'Internal', ... 'TransportDataType', 'int16', ... 'MasterClockRate', masterclock, ... 'SamplesPerFrame', spframe, ... 'OutputDataType', 'double', ... 'TransportDataType', 'int16', ... 'ClockSource', 'Internal', ... 'PPSSource', 'Internal');</pre> <p style="text-align: center;">(b)</p>
--	---

Figure IV-7 : Paramètres de configuration des USRP (a) en émission et (b) en réception

La commande permettant d'envoyer une donnée (un vecteur de données : *transmitted_datax*) sur chacune des deux voies de l'USRP en émission est :

```
underrun = radioTx ([transmitted_data1, transmitted_data2]);
```

Si on n'utilise qu'une seule voie, il suffit de transmettre un vecteur et non une matrice.

La fonction renvoie comme paramètre *underrun* qui vaut 0 ou 1 ; c'est un paramètre (« *flag* ») qui lorsqu'il passe à 1 indique une discontinuité de la transmission c'est-à-dire des données qui peuvent être perdues à cause des échanges entre le PC et l'USRP. Cela peut se produire avec un PC qui n'arrive pas à calculer assez vite entre l'envoi de deux données par exemple.

En réception, on a une commande similaire qui permet de récupérer les données reçues et d'indiquer s'il y a eu un problème de pertes de données pour les mêmes raisons. La commande est la suivante :

```
[data_out, len, overrun]=radioRx();
```

data_out contient les données utiles reçues, *len* la taille des données et *overrun* sera à 1 si des problèmes de pertes de données apparaissent entre l'USRP et le PC et à 0 sinon.

Ainsi, il faudra s'assurer dans toutes les manipulations que la valeur *underrun* ne soit pas à 1 ni en émission, ni en réception. Si c'est le cas, on modifiera les paramètres, notamment le facteur de sur-échantillonnage N pour alléger les calculs réalisés par le PC. Aussi, les capacités des ordinateurs pourront malgré tout limiter les cas de fonctionnement correct.

Les données transmises et reçues sont dans le cas général d'utilisation des USRP des valeurs complexes (voies I et Q). Dans notre cas on utilise une seule voie, la voie I, ce qui consiste à transmettre des données uniquement réelles.

En réception, *data_out* sera un complexe, il faudra donc ensuite travailler uniquement sur la partie réelle :

```
recu=real(data_out);
```

De plus, les données en sortie de l'ADC de l'USRP étant normalisées entre -1 et 1, on effectue une remise à l'échelle pour que le niveau bas soit à 0.

A la fin de chaque expérimentation réalisée, il faut également libérer la communication entre l'USRP et Matlab à l'aide de la commande *release(radioTx)* en émission et *release(radioRx)* en réception afin de pouvoir recommencer une prochaine transmission et réception.

IV.2.2. Implémentation d'une transmission en 2-PPM

La première étape consiste à valider l'implémentation de la chaîne de transmission 2-PPM sur le banc de radio logicielle en filaire.

A l'émission le programme développé permet de :

- Déterminer les paramètres de diviseur (*div*) et de sur-échantillonnage (N) par rapport au débit bit visé, en ayant le débit binaire $R_b = R_p/2$ pour la 2-PPM. Ces paramètres sont déterminés dans le programme de sorte à respecter les critères des valeurs de diviseurs possibles selon l'USRP utilisé (voir figure IV-4). Le débit bit réel est donc recalculé par rapport aux paramètres *div* et N déterminés, et peut être légèrement différent du débit souhaité.

Attention : avec les USRP N210, des valeurs de diviseurs non répertoriées dans la documentation (figure IV-4 et IV-5) conduisent à des problèmes au niveau de l'émission et la réception. Aussi on choisira des couples (*div*, N) corrects après validation du signal transmis sur l'oscilloscope.

- Moduler en 2-PPM une succession de données aléatoires.
- Constituer des trames composées d'un header suivi d'un certain nombre de données modulées.
- Sur-échantillonner les trames avec la valeur N déterminée en amont avant de les transmettre à l'USRP.

De manière arbitraire on a défini un header constitué de 4 bits à l'état bas, 8 à l'état haut puis 4 à l'état bas. Le choix de ce motif pour le header permet en réception de ne pas le confondre avec les données modulées.

La longueur du paquet de données est un paramètre qu'on pourra faire varier. Il est pris dans les exemples suivants à 500 bits (soit 1000 pulses avec la 2-PPM) et le facteur de sur-échantillonnage est fixé à l'émission à $N=20$ avec un débit bit de 50kbit/s ; $div=100$.

Les figures IV-8(a) et IV-8(b) représentent (en se limitant à certaines valeurs afin de visualiser correctement) le signal numérique envoyé par Matlab sur l'USRP, après avoir introduit le header et sur-échantillonné le signal avec une forme d'onde rectangulaire (a) et le signal analogique obtenu en sortie de l'USRP X310 et observé sur l'oscilloscope (b).

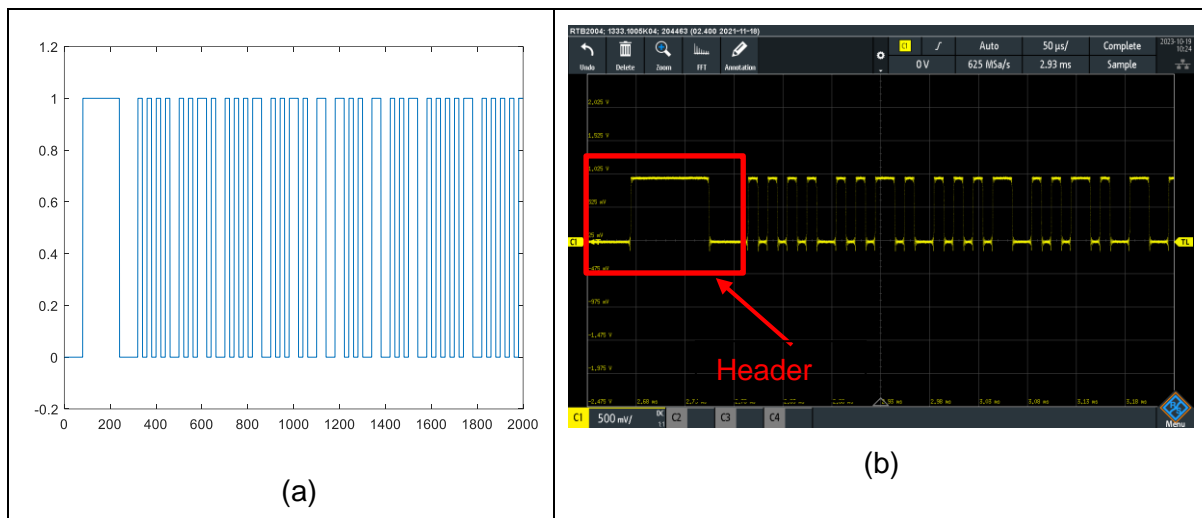


Figure IV-8 : Signal numérique 2-PPM avec header (a) généré par Matlab, (b) en sortie de l'USRP d'émission

On peut remarquer que le signal émis arrive avec un certain décalage (lié au fait qu'il s'écoule du temps entre le début de l'envoi du signal et le début de l'acquisition d'une trame en réception). Il s'agira donc en réception de déterminer ce décalage pour être en mesure de comparer les données reçues aux données émises. De plus, on peut remarquer que les niveaux des données en sorties de l'USRP X310 sont en moyenne de 0 pour l'état bas et 958mV pour l'état haut. De plus, il y a de légères oscillations autour de ces valeurs. Les mêmes mesures réalisées en sortie d'un USRP N210 ont conduit à des résultats similaires.

Ensuite, il s'agit de récupérer le signal en réception au niveau de l'USRP pour pouvoir par comparaison avec les données transmises, identifier s'il y a des erreurs de transmission. Pour cela il convient de préciser la taille des trames attendues par l'USRP ainsi que le débit des données transmises.

Le programme de réception consiste alors à :

- Déterminer les paramètres de diviseur et de sur-échantillonnage par rapport au débit bit attendu, en respectant les plages de valeurs possibles du diviseur selon l'USRP utilisé (voir figure IV-5).
- Déterminer le décalage et ainsi identifier le début de la trame en réalisant une corrélation entre le signal reçu en sortie de l'USRP et le schéma du header connu.
- Extraire les données utiles modulées (enlever le header) et reconstituer les trames à partir des données reçues :
- Réaliser un sous-échantillonnage des trames de données utiles.

- Démoduler les données 2-PPM : on implémente les deux techniques présentées au chapitre 3 : la démodulation « hard » et la démodulation « soft ».

A la fin de la réception (on limite à un nombre donné de trames reçues selon les TEB visés et la taille des données utiles dans chaque trame), on effectue une comparaison des bits décidés en démodulation « hard » et « soft » par rapport aux bits émis qui auront été sauvegardés en émission dans un fichier «.mat ».

La figure IV-9 représente (en se limitant à certaines valeurs autour du header afin de visualiser correctement) le signal brut reçu en sortie de l'USRP (partie réelle) (a) ainsi que le signal de corrélation obtenu pour déterminer le décalage (b).

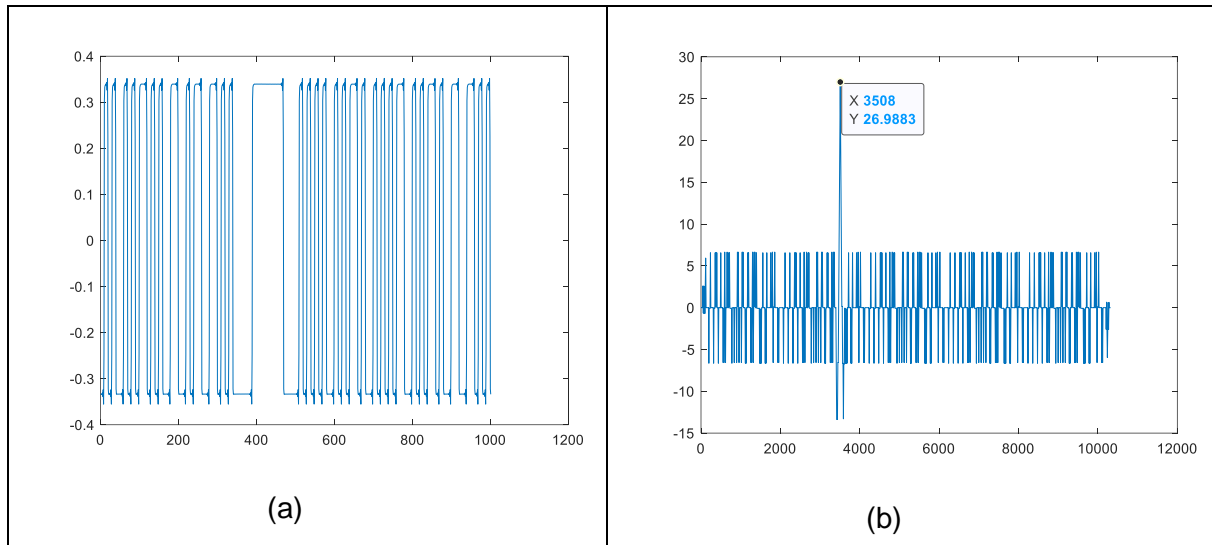


Figure IV-9 : (a) signal en sortie de l'USRP de réception et (b) signal de corrélation pour déterminer le décalage

On remarque de la figure IV-9(a) que les niveaux renvoyés par l'USRP sont mis à l'échelle entre -1 et 1 comme attendu : ils vont de -0,35 à 0,35 pour les signaux transmis et observés à l'oscilloscope précédemment entre 0 et 936 mV. Ainsi, afin d'extraire correctement les données le programme réalisera d'abord une remise à l'échelle du signal pour faire correspondre les niveaux bas à 0 puis il faut forcer les valeurs négatives à 0 pour supprimer les oscillations négatives pouvant fausser la détection dans le calcul par intégration.

Attention : en réception avec les X310, les niveaux sont inversés. On ajoute donc dans le code une multiplication par -1 de sorte à retrouver le signal réel.

Concernant le signal de corrélation, théoriquement le résultat de la corrélation entre le signal reçu (composé de données aléatoire et du header rectangle) et le header (lui-même un rectangle) doit fournir un triangle dont le sommet correspond au maximum de ressemblance entre les deux signaux, correspondant au début du signal utile. Dans l'exemple pris, la corrélation (figure IV-9 (b)) fournit un maximum en X=3508 : c'est la valeur du décalage correspondant à la première donnée utile.

La détermination du décalage permet ensuite de reconstituer le signal en trames :

- Le début des données reçues jusqu'au header correspond à la fin de la trame précédente
- La fin des données reçues, après le header correspond au début d'une nouvelle trame

Dans cette configuration, on a vérifié qu'en émettant 10000 trames constituées chacune de 500 données binaires modulées, on obtient un TEB nul pour les démodulations « hard » et « soft », ce qui est normal pour une configuration filaire.

Différentes valeurs de débits et de facteur N ont été testées avec les ordinateurs à disposition :

- PC 1 : Core i9 CPU @ 2,6 GHz et mémoire RAM 30,5 Go
- PC2 : Core i5 CPU @ 2,3 GHz, mémoire RAM 8 Go

Le PC1 étant plus puissant, il a été choisi pour la réception qui nécessite plus de ressources. Les principales conclusions sont les suivantes :

- En émission, un débit supérieur à 400 kbps pour un facteur de suréchantillonnage $N=10$ entraîne une latence trop importante entre le PC et l'USRP (N210 ou X310 indifféremment) puisque le paramètre *underrun* passe régulièrement à 1. On limitera donc les débits à cette valeur maximale.

Remarque : un PC plus puissant en émission pourrait permettre d'augmenter ce débit.

- On n'a pas de limite haute en débit en réception avec le PC plus puissant utilisé dans cette plage de valeurs.
- Plus le débit est faible, plus le facteur de suréchantillonnage N doit être élevé lorsqu'on atteint la valeur maximale du diviseur (512). Par exemple, pour $R_b = 100 \text{ bit/s}$, on obtient $div = 512$ et $N = 976$ pour les N210 ($f_{mc} = 100\text{MHz}$) et $N = 1952$ pour les X310 ($f_{mc} = 200\text{MHz}$). Cela entraîne une taille des données à traiter en émission comme en réception d'autant plus importante que les débits sont faibles, ce qui aurait pu poser des problèmes de traitement. Cependant, aucun problème n'a été observé (TEB nul) dans la plage de débits testés (jusqu'à 100 bit/s).
- Si un USRP X310 est utilisé en émission et un N210 en réception ou inversement, les valeurs de f_{mc} étant différentes entre l'émission et la réception les valeurs de diviseurs doivent être différentes également. Aussi, selon le débit visé et les arrondis dans le choix des diviseurs parmi les valeurs possibles (voir figures IV-4 et IV-5), les horloges réelles entre émission et réception peuvent être légèrement différentes. Ce phénomène est d'autant plus présent lorsque les diviseurs sont élevés (moins de valeurs possibles pour les diviseurs) et donc pour des débits faibles. Dans ce cas, on observe une désynchronisation au cours de l'acquisition d'une même trame qui conduit à un décodage totalement faux. Ainsi, il sera préférable d'utiliser les mêmes types d'USRP en émission et en réception, ou bien de vérifier que les mesures sont réalisées pour des valeurs de diviseurs conduisant à un écart d'horloge négligeable entre l'émetteur et le récepteur.

IV.2.3. Implémentation d'une transmission 2-PPM et OCDMA

IV.2.3.1. Particularités liées à l'OCDMA pour l'implémentation

Dans cette partie on cherche à implémenter l'OCDMA sur le banc de radio logicielle toujours en liaison filaire. Dans un premier temps on considèrera un seul utilisateur afin de vérifier que le décodage des données se passe toujours sans erreur. Ensuite, on simulera la sommation

de plusieurs utilisateurs dans le programme d'émission pour transmettre des données avec IAM et valider le décodage d'un utilisateur dans plusieurs conditions d'IAM.

Par rapport au cas sans OCDMA, la première modification est liée au calcul des paramètres de diviseur et de sur-échantillonnage puisqu'ici le débit lié à l'impulsion correspond au débit chip : $R_p = R_b * (2 * F)$ avec F longueur du code OOC.

De plus, la taille des trames transmises à l'USRP dans la fonction radioTX() et reçues via la fonction radioRx() est multipliée par F par rapport au cas précédent. Cela peut poser des problèmes liés à la taille des données traitées et aux temps de calcul correspondants selon les PC utilisés donc il faudra vérifier les valeurs de *underrun* durant les expérimentations.

Au niveau de la démodulation 2-PPM, on ne considèrera que la démodulation « soft », offrant les meilleures performances.

Enfin, concernant le décodage des codes OCDMA, on considère un décodage classique avec un récepteur conventionnel par corrélation (CCR) mais aussi avec un limiteur avant le CCR puisqu'il est simple à implémenter (écrêtage du signal) et permet d'améliorer les performances en réduisant l'IAM. Le seuil choisi pour le limiteur en réception sera déterminé à partir de l'amplitude du header reçu.

IV.2.3.2. Cas sans IAM – 1 seul utilisateur

Le programme d'émission fonctionne selon le même schéma que dans le cas sans OCDMA, avec l'ajout du codage OCDMA après la modulation 2-PPM et avant de faire le sur-échantillonnage. Le header quant à lui est étalé selon la longueur du code OOC choisi mais n'est pas modifié, il n'est pas codé.

La figure IV-10 représente le signal généré par Matlab et transmis à l'USRP avec le code (13,3) et un utilisateur à un débit bit de 3 kbps et $N=10$. On retrouve figure IV-10(a) la trame avec header et les 50 premières valeurs modulées et codées et sur la figure IV-10(b), un zoom sur les 5 premières valeurs qui sont {1 1 0 0 0} ; qui après modulation 2-PPM deviennent {1010010101} et ensuite le code OOC (13,3) est appliqué. Pour l'utilisateur étudié, le code OOC est le suivant : {0101000001000}, ce que l'on retrouve sur les tracés.

De même que dans le cas 2-PPM sans OCDMA, on a vérifié en reliant sa sortie à l'oscilloscope que le signal analogique produit par l'USRP est correct.

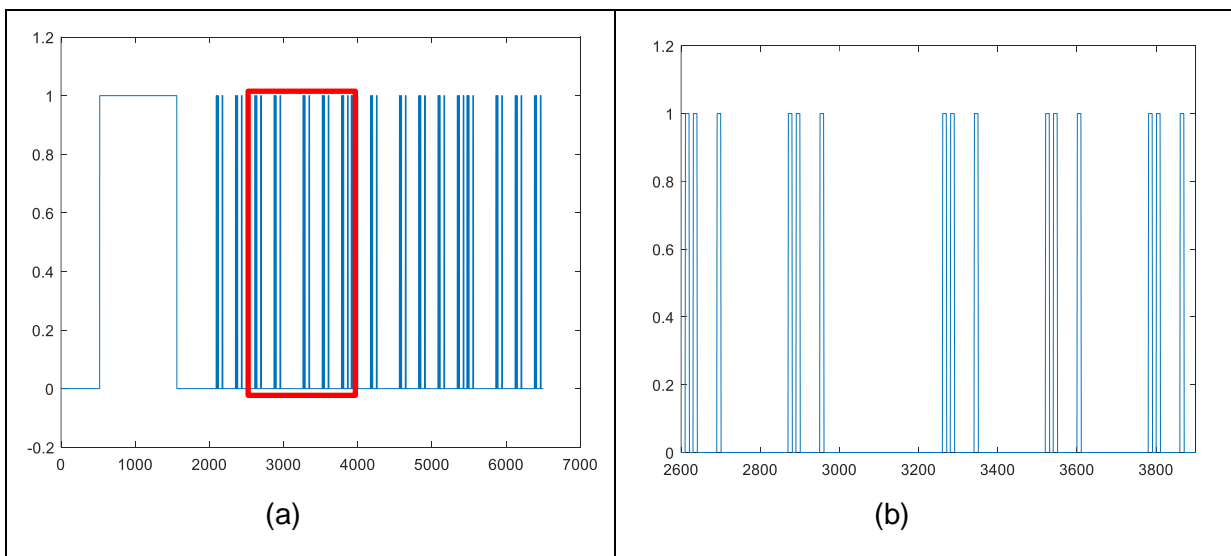


Figure IV-10 : (a) Signal numérique 2-PPM avec OCDMA code OOC (13,3) avec un seul utilisateur avec header généré par Matlab et (b) zoom sur les premières valeurs

En réception, le programme est similaire au cas sans OCDMA, pour le calcul du décalage permettant la détection de début de trame ainsi que la remise à l'échelle du signal à 0 pour l'état bas et la suppression des valeurs négatives. On ne réalise pas de sous-échantillonnage à ce moment là puisque c'est le décodage par corrélation qui permet de revenir au temps pulse en réalisant l'intégration sur tout le temps pulse. Ensuite, on réalise le décodage soft en PPM. Comme il n'y a qu'un seul utilisateur, le limiteur n'impacte pas le signal (pas d'IAM).

Dans cette configuration, on a vérifié avec plusieurs débits d'émission entre 100 Hz et 30kb/s, qu'en émettant 1000 trames constituées chacune de 500 données binaires modulées puis codées avec le code OOC (13,3) et un seul utilisateur avec un facteur de sur échantillonnage de $N=10$, on obtient un TEB nul ce qui est normal pour une configuration filaire sans IAM.

De la même manière que dans le cas sans OCDMA, des limites sont liées aux latences de traitement des données sur les PC par rapport à l'acquisition ou la transmission de celles-ci vers les USRP en fonction des débits utilisés et du facteur de sur-échantillonnage. Ces limites dépendent des familles de codes utilisées puisque le débit chip (débit réel sur le canal) est lié au débit bit via la longueur du code F .

Typiquement, avec un facteur de sur-échantillonnage $N = 10$, on a vérifié qu'aucun problème de latence (aucun *underrun*) n'apparaît et que le TEB en filaire avec un seul utilisateur est bien toujours nul :

- Pour le code *OOC* ($F = 13, W = 3$), avec un débit bit maximal d'environ 30 kbit/s
- Pour le code *OOC* ($F = 64, W = 4$), avec un débit bit maximal d'environ 6 kbit/s.

Cela est conforme avec le débit bit maximal de 400kbps observé dans le cas sans OCDMA.

Des tests ont également été réalisés pour la borne basse en débit avec le code *OOC* ($F = 13, W = 3$). Aucun problème n'a été observé avec un débit bit de 100 bit/s et $N = 100$.

IV.2.3.3. Cas avec IAM - multi-utilisateurs

On a dans cette partie simulé la somme des données provenant de plusieurs utilisateurs sur un seul USRP en émission, transmise en filaire pour valider la chaîne. Ainsi, pour respecter la contrainte que le signal doit être compris entre -1 et 1, on normalisera le signal transmis pour que la somme des contributions soit au maximum égale à 1.

- 2 utilisateurs ; code (13,3)

Dans un premier temps on a utilisé les 2 codes fournis par la famille de code OOC (13,3) et on a transmis la somme des 2 en considérant des données aléatoires pour chacun des 2 utilisateurs. Afin de simplifier la problématique de détection de header, on considère que l'utilisateur n°2 ne transmet pas de header et est synchronisé avec l'utilisateur n°1.

Deux cas de figures ont été envisagés : un cas avec des décalages aléatoires entre les codes OOC et un pire cas où les 2 codes possèdent un chip en commun (pire cas). Comme il n'y a que 2 utilisateurs donc un seul interfère, et que le poids du code est à 3, l'IAM est insuffisante pour créer des erreurs dans les deux cas.

On a vérifié qu'en réception le décodage et la démodulation se comportaient normalement et qu'il n'y avait aucune erreur.

- 5 utilisateurs ; code (64,4)

Afin de voir apparaitre de l'IAM capable de générer des erreurs on est passé sur un autre code qui permet un nombre d'utilisateurs supérieur au poids ; soit le code OOC (64,4) avec 5 utilisateurs. De plus, on a considéré un cas avec des décalages aléatoires entre les codes OOC et un pire cas où les codes de chacun des utilisateurs ont tous leur premier chip en commun (interférence maximale).

La figure IV-11 représente le signal généré par Matlab et transmis à l'USRP avec le code (64,4) et la sommation des 5 utilisateurs pour chacun des 2 cas avec sur l'une la transmission des 50 premières valeurs avec header et l'autre les 5 premières.

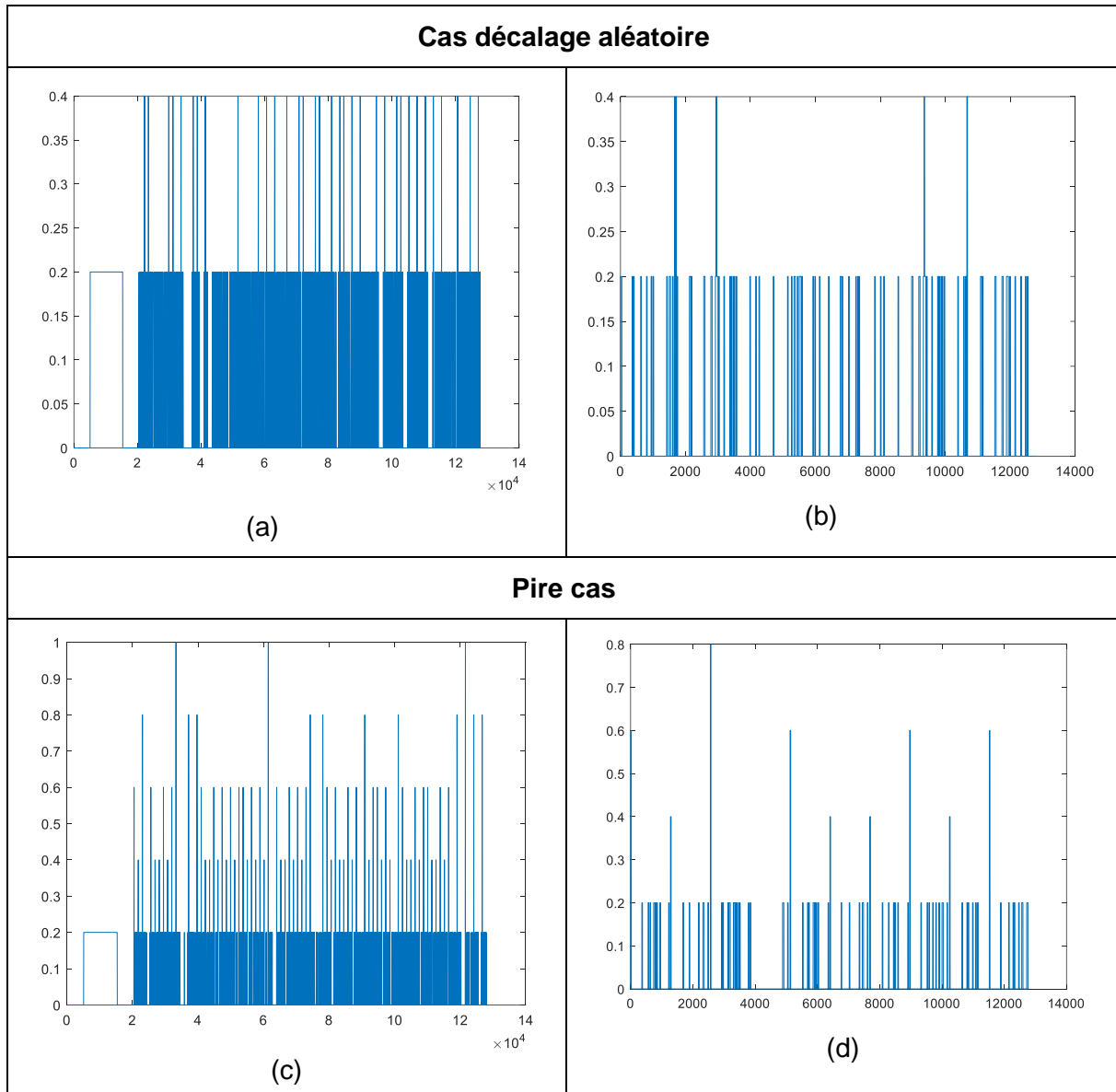


Figure IV-11 : Signal numérique 2-PPM avec OCDMA code OOC (64,4) avec 5 utilisateurs avec header généré par Matlab, dans le cas du décalage aléatoire (a) et zoom en (b) et dans le cas de pire interférence (c) et zoom en (d)

On remarque ici la présence d'IAM avec dans le pire cas une sommation pouvant conduire à des cas d'IAM très importants (les 5 utilisateurs se superposent sur un temps chip). De plus, on peut remarquer dans ces exemples, que l'amplitude maximale du signal est de 1 quand les

chips des 5 utilisateurs sont superposés et qu'elle est de 0.2 (ou 1/5) pour la contribution d'un seul utilisateur.

On a vérifié dans chacun des cas en observant sur l'oscilloscope que l'allure des signaux générés en sortie de l'USRP est cohérente.

Au niveau de la réception, on a appliqué le décodage CCR avec et sans limiteur pour déterminer le nombre d'erreurs et on a obtenu :

- Pour le premier cas avec des décalages aléatoires : 0 erreurs obtenues pour 1000*500 bits transmis ; avec et sans limiteur soit un TEB inférieur à 10^{-6} (voir avec plus de données transmises)
- Pour le pire cas avec IAM maximale ; un TEB de 0,04 sans limiteur et aucune erreur avec limiteur (pour 1000 bits transmis soit un TEB inférieur à 10^{-6}).

Ces résultats ont été validés par simulation dans un cas sans bruit :

- TEB=0 obtenu dans le cas avec décalage aléatoire avec ou sans limiteur (10^8 bits envoyés)
- TEB=0,04 obtenu pour le pire cas sans limiteur
- TEB=0 obtenu dans le pire cas avec limiteur (10^8 bits envoyés)

IV.3. Mise en œuvre du banc avec canal optique

IV.3.1. Présentation du matériel - front-ends optiques

• Front-end d'émission

Le front-end d'émission illustré sur la figure IV-12 a été conçu et développé par XLIM/SYCOMOR lors d'une thèse précédente [35]. Le schéma de principe est présenté figure IV-13.

La présence sur l'entrée des capacités (C3, C4 de 22nF) et des ponts diviseurs de tension introduit une limitation en fréquence basse pour le circuit qui est pénalisante pour les débits théoriquement inférieurs à 2kHz. Les valeurs des capacités C3 et C4 ont donc été augmentées (220nF) et le front-end modifié. La fréquence de coupure basse est théoriquement de 200Hz.

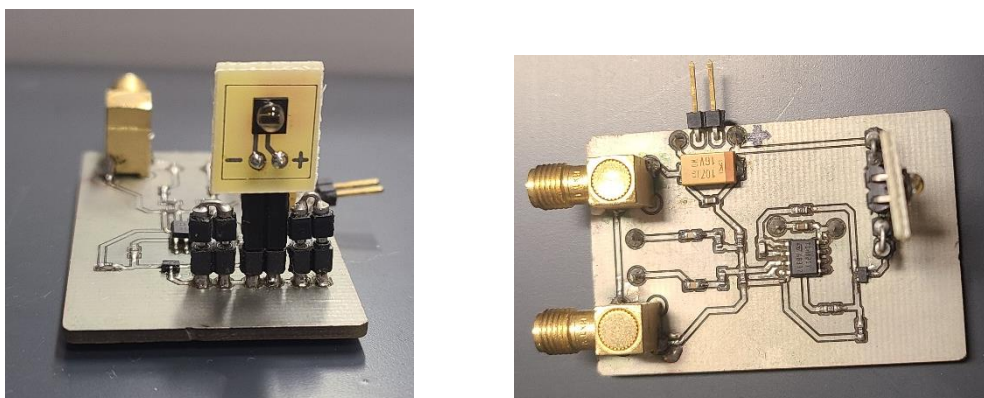


Figure IV-12 : Front end d'émission

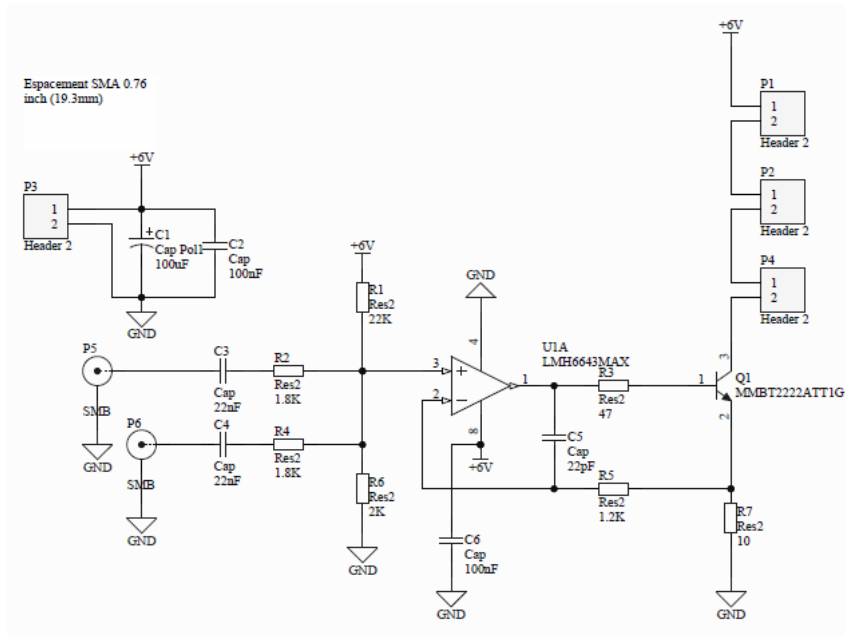


Figure IV-13 : Schéma de principe du front end d'émission

Le front-end permet de piloter jusqu'à 3 LEDs en série. Dans la suite nous utilisons une seule LED à la fois, avec 2 références différentes, dont les caractéristiques sont définies dans le tableau IV-1 :

Tableau IV-1 : Caractéristiques des LEDs

Référence de la LED	OSRAM SFH4725AS[86]	OSRAM SFH4775S[87]
Angle à mi- puissance	40°	60°
Intensité rayonnée	56 mW/sr -112mW/sr @100mA	36mW/sr @100mA
Temps de montée-descente	10-15ns	11-14 ns
Longueur d'onde centrale	940 nm	940 nm

- **Front-end de réception**

En réception, nous utilisons un photodétecteur amplifié PDA36A2 Thorlabs [88] illustré sur la figure IV-14.



Figure IV-14 : PDA36A2 Thorlabs [88]

Le PDA36A2 est un détecteur au silicium amplifié à gain commutable (bande passante : 10MHz pour un gain de 0 dB et 5,5MHz à 10 dB), conçu pour la détection de signaux lumineux allant de 350 à 1 100 nm (longueur d'onde maximale de 970 nm, réactivité maximale de 0,65 A/W). Un commutateur rotatif à huit positions permet à l'utilisateur de faire varier le gain par pas de 10 dB.

La figure IV-15 montre le banc de test réalisé avec d'un côté le PC, l'USRP d'émission et le front end optique (2^{ème} voie de l'USRP reliée à l'oscilloscope pour validation) et de l'autre côté le PDA relié à l'USRP de réception et le 2^{ème} PC. Le front end d'émission est placé en face du PDA en réception, et on déplacera ce dernier le long de la règle graduée pour faire varier la distance émetteur / récepteur et relever la valeur correspondante.

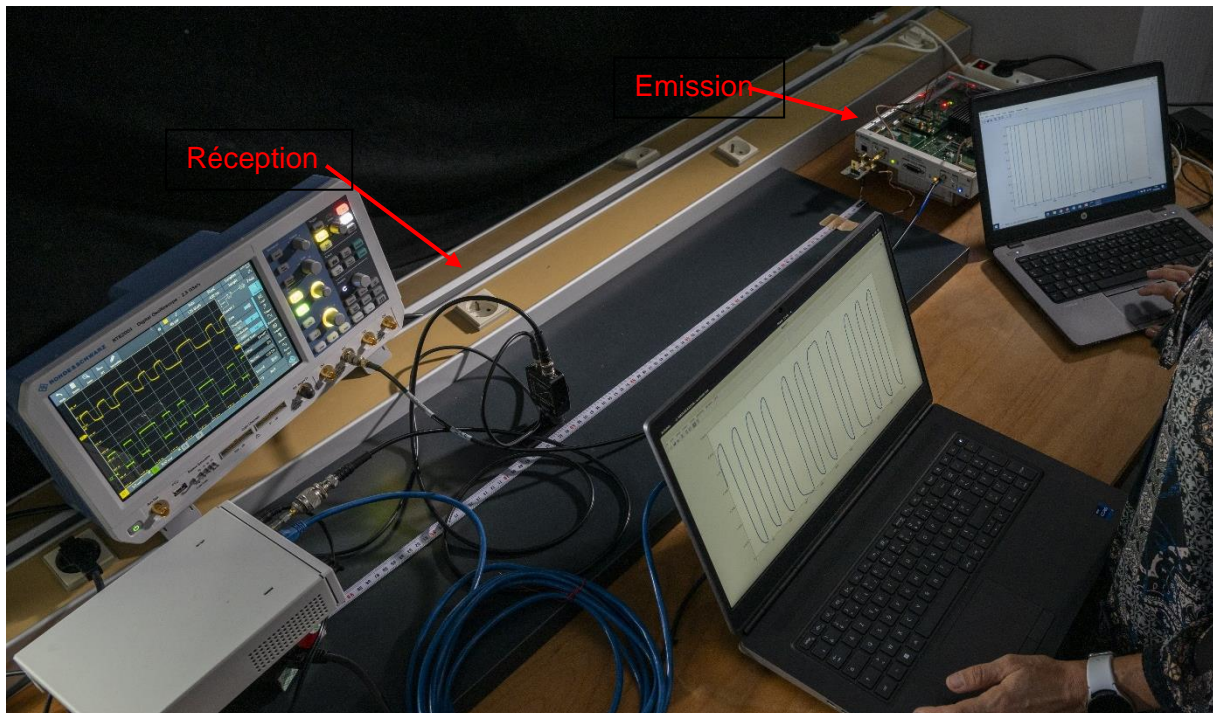


Figure IV-15 : Banc de test

IV.3.2. Mise en œuvre du Tx et validation analogique avec PDA sur oscilloscope

Dans un premier temps pour valider l'émission, on a relié la sortie du PDA (avec un gain à 0dB) à l'oscilloscope lorsque le front end optique en émission est connecté à l'USRP.

Tout d'abord, on a réalisé des mesures avec la diode SFH4725 ayant un angle à mi-puissance de 40° (diode 1). On a observé le signal à une distance de 20 cm avec un gain de 0 dB pour le PDA pour différents débits bit allant de 500bit/s à 350kbit/s. Les figures IV-16(a), IV-16(b), IV-16(c), IV-16(d) représentent l'allure du signal pour 500 bit/s, 1 kbit/s, 20 kbit/s et 350 kbit/s.

A partir de ces courbes, on peut observer que le signal en sortie du PDA a une allure très propre pour 20 kbit/s qui se situe bien en dessous de la limite haute en débit imposée par la latence à l'émission vu précédemment (400 kbit/s en débit bit). Par contre pour le débit de 350 kbps on observe que le signal commence à devenir perturbé. Aussi, pour de faibles débits (500 bit/s et 1 kbit/s), on observe un effet de dérivation (filtrage passe haut) qui est lié au front end optique d'émission dont les composants imposent une fréquence de coupure théorique basse de 200 Hz. Cet effet est d'autant plus important que le débit diminue, aussi en pratique par la suite, on choisira des débits bits supérieurs à 1 kbit/s.

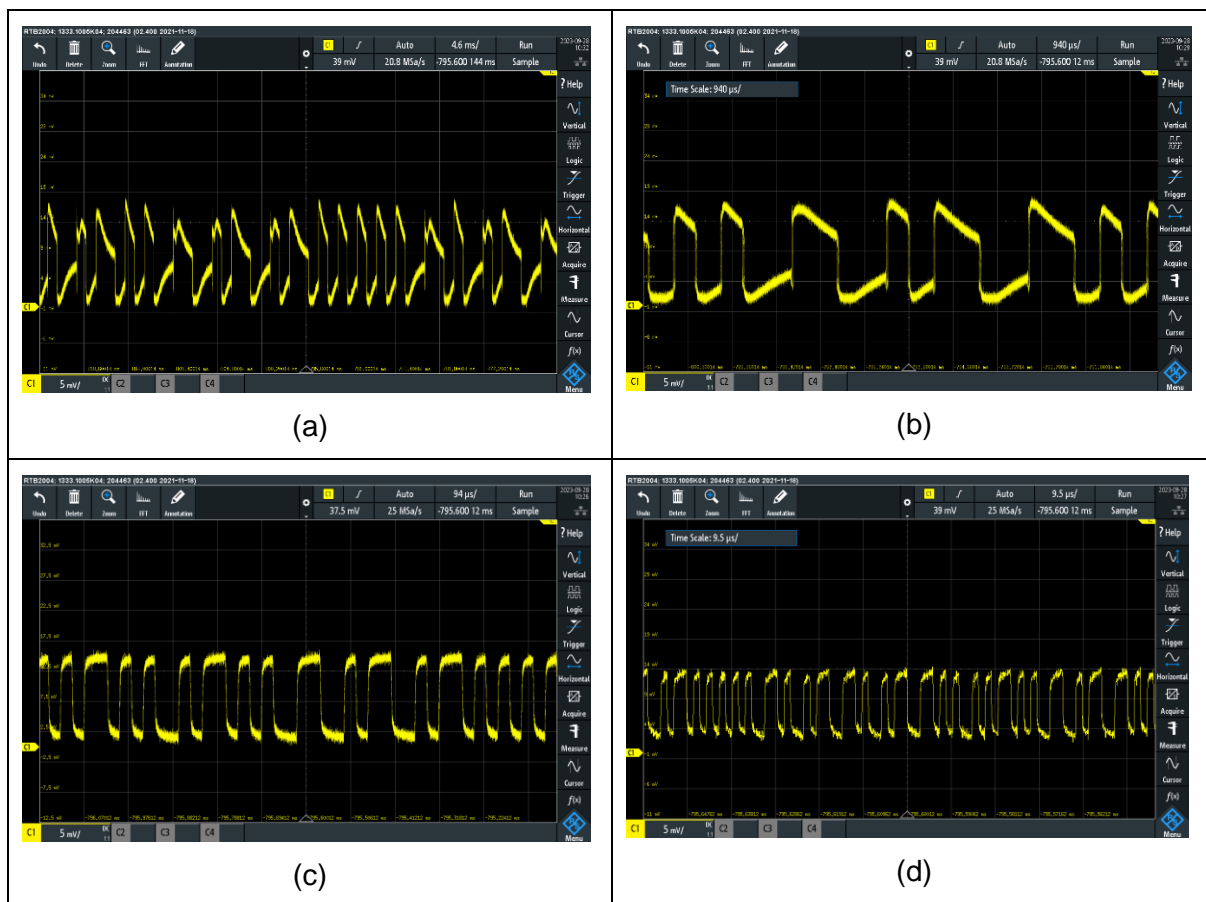


Figure IV-16 : Sortie du PDA pour une transmission 2-PPM à 20 cm avec la diode SFH4725 pour différents débits : (a) 500 b/s, (b) 1 kb/s, (c) 20 kb/s, (d) 350 kb/s

En résumé, pour les transmissions en 2-PPM on choisira des débits bits dans la plage : [1 kbit/s-400 kbit/s].

Ensuite, nous avons observé l'effet de la distance sur l'amplitude du signal reçu et son allure. La figure IV-17 donne un exemple du signal en sortie du PDA à une distance de 50 cm avec un débit de 1kbits/s et 100 kbit/s. On observe dans ce cas que l'amplitude du signal est diminuée par rapport au cas à 20 cm (environ 3,5 mW contre 13 mW) et qu'il est très bruité.

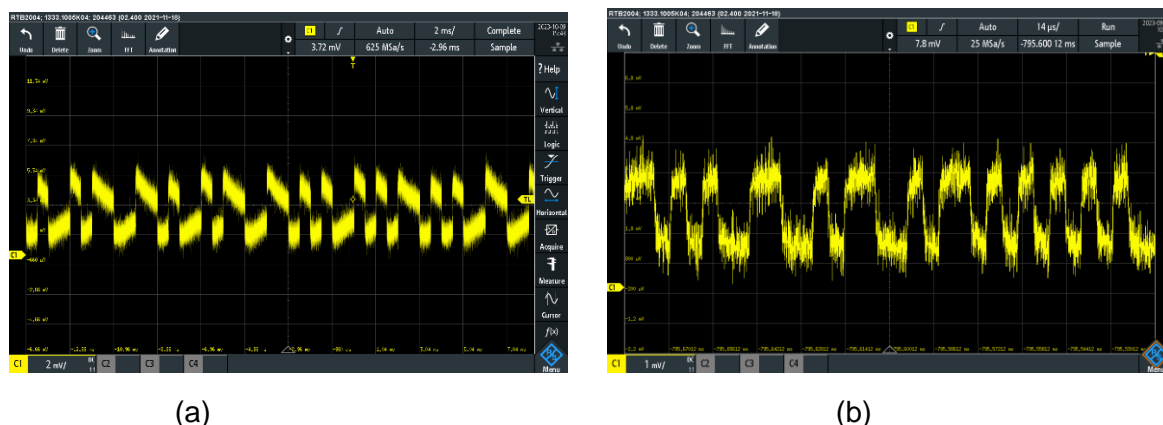


Figure IV-17 : Effet de la distance : sortie du PDA pour une transmission 2-PPM à 50 cm avec la diode SFH4725 pour différents débits : (a) 1kb/s, (b) 100kb/s

Afin de quantifier l'effet de la distance, nous avons relevé la tension en sortie du PDA pour différentes distances sur la figure IV-18, pour chacune des 2 diodes présentées précédemment dans le tableau IV-1. Nous avons également tracé en pointillé l'évolution théorique en $1/d^2$ qui correspond à l'atténuation en trajet direct.

On peut observer que la tension mesurée suit l'allure théorique, avec une légère différence liée au fait que les diodes ne sont pas directives. Ainsi, l'écart est plus important pour la diode la moins directive. Par la suite, les expérimentations sont réalisées avec la diode SFH4725.

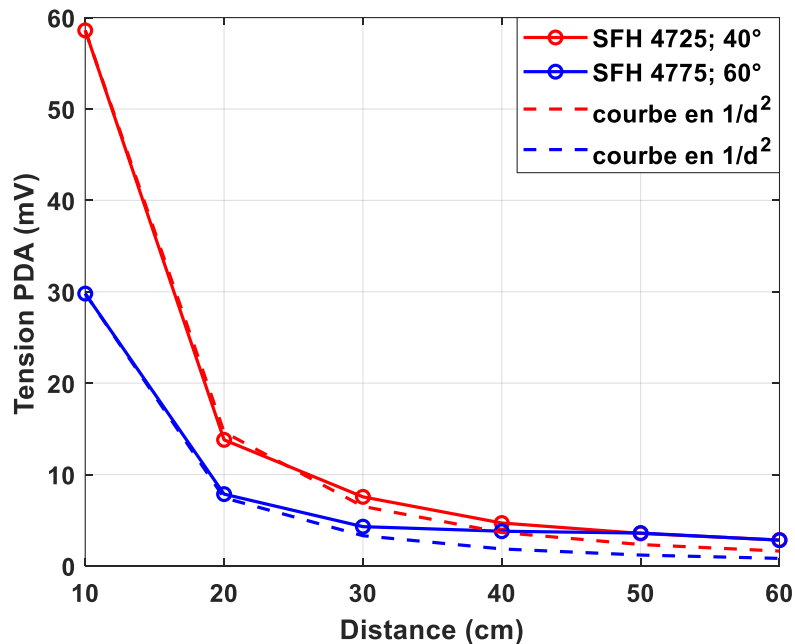


Figure IV-18 : Tension relevée en sortie du PDA pour différentes diodes d'émission en fonction de la distance, gain PDA à 0dB.

Afin de compenser la diminution de la puissance reçue avec la distance, on a la possibilité d'augmenter le gain du PDA mais au détriment de la bande passante. Les figures présentées en Annexe 5 illustrent le signal obtenu en sortie du PDA pour les gains de 10 dB, 20 dB et 30 dB pour un débit de 100 kbit/s à 50 cm.

IV.3.3. Mise en œuvre du TX et validation analogique avec PDA sur oscilloscope – cas avec OCDMA

Pour la transmission avec OCDMA, les deux codes étudiés précédemment seront utilisés dans leur plages de débits bits respectifs maximaux liés à la latence PC – USRP :

- Pour le code OOC (F=13, W=3) : 30 kbit/s
- Pour le code OOC (F=64, W=4) : 6 kbit/s.

Les courbes suivantes représentent le signal en sortie du PDA pour chacun des deux codes pour un débit bit de 2 kbit/s à 20 cm et à 70 cm pour un gain de 0 dB, ainsi qu'avec un gain de 30 dB pour la distance de 70 cm.

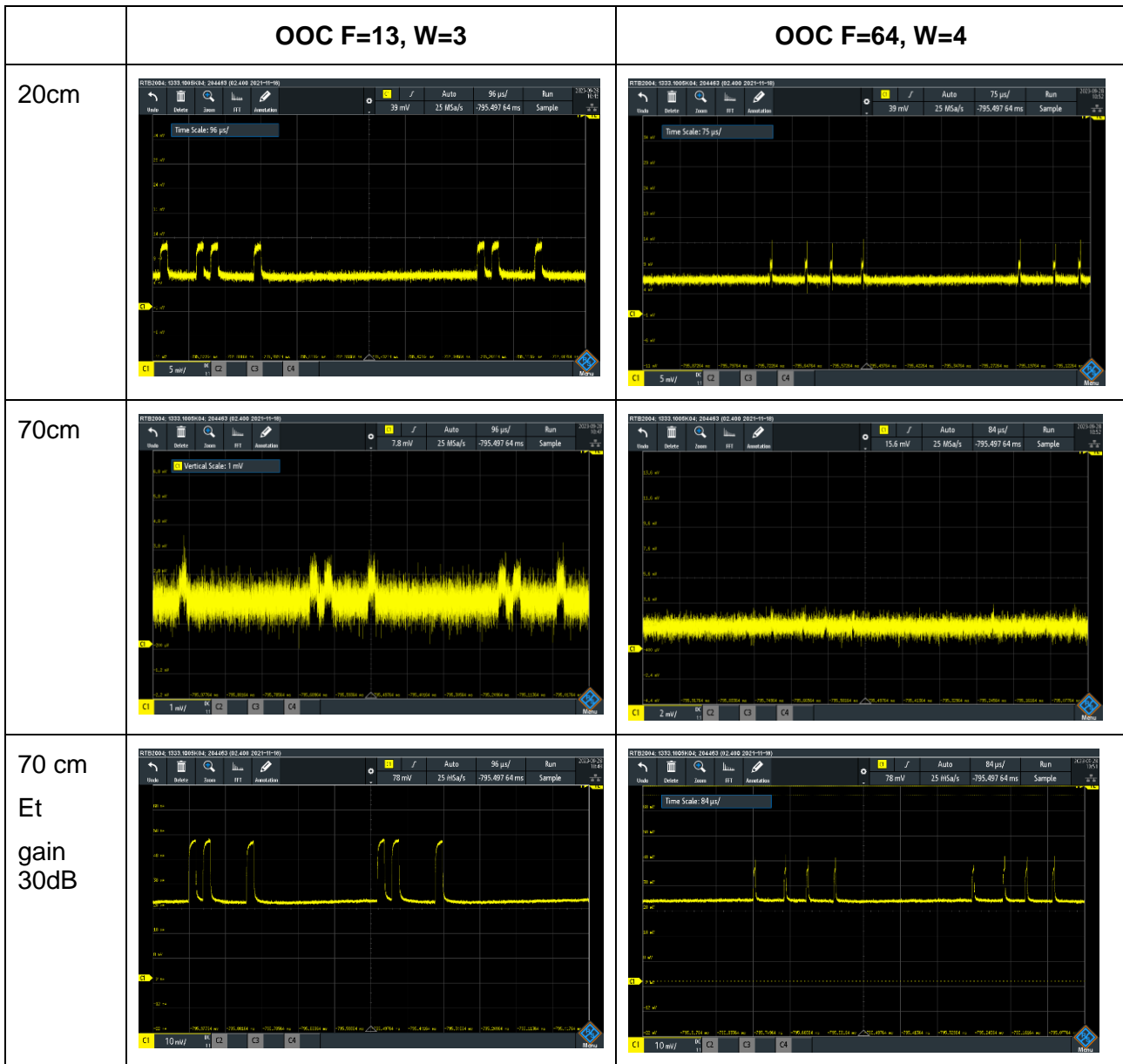


Figure IV-19 : Allure du signal en sortie du PDA pour les codes OOC (13,3) et OOC (64,4) avec un seul utilisateur à différentes distances à 2 kbit/s.

On peut remarquer que le signal est d'autant plus bruité que la distance augmente et encore une fois cela peut être corrigé avec le gain du PDA, au détriment de la forme d'onde qui est déformée.

De plus, on a pu observer que pour de faibles débits, l'effet de filtrage passe haut, lié aux composants optiques du front end d'émission a été observé comme dans le cas de la transmission 2-PPM. En effet, même si les impulsions des chips sont à un débit bien plus élevé que le débit bit, c'est le header qui subit les effets de filtrage ce qui rend sa détection compliquée voire impossible. La figure IV-20 représente un exemple de signal observé à une distance de 20 cm et un débit de 1kbit/s avec un gain de 0dB pour le code OOC (64,4). On observe notamment que le header est très déformé même si les impulsions sont correctes.

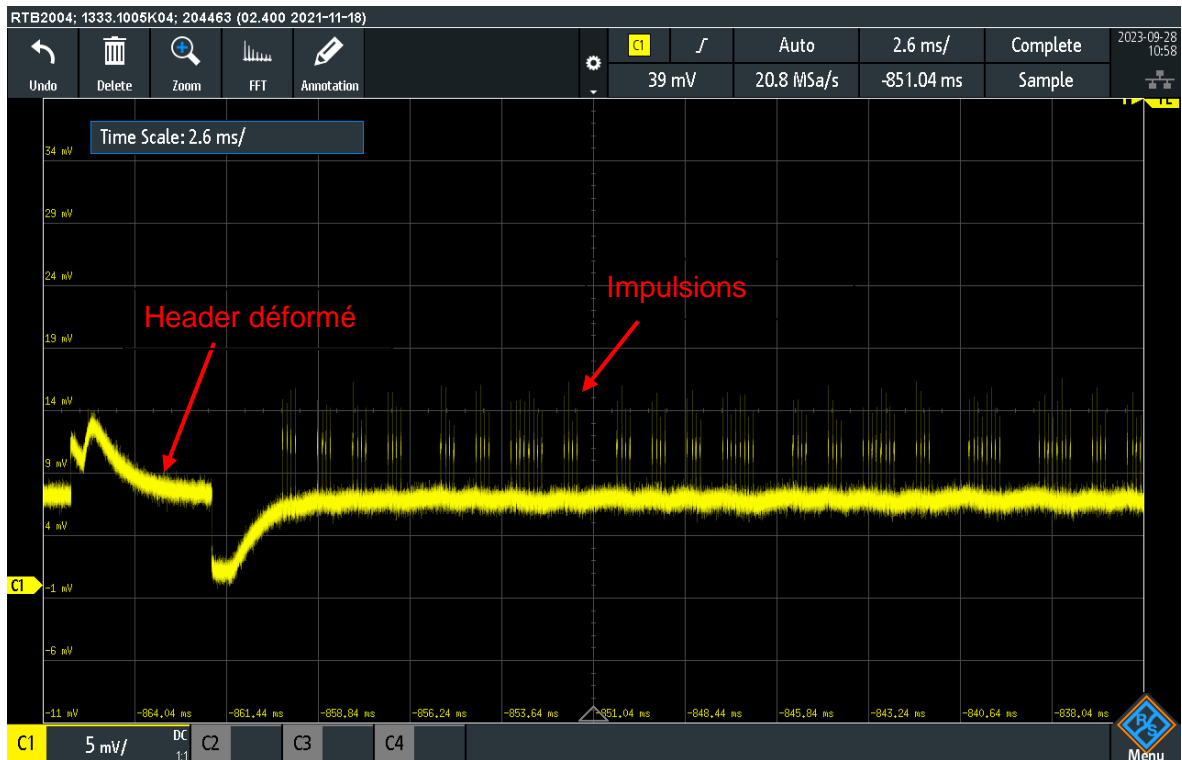


Figure IV-20 : Allure du signal codé 2-PPM avec OCDMA et le code OOC (64,4), 1 utilisateur à 1 kbit/s et une distance émetteur / récepteur de 20 cm

IV.4. Performances de la liaison complète

Afin de valider la chaîne de transmission complète on relie maintenant la sortie du PDA à l'USRP de réception. Les tests ont été réalisés avec la diode 1 (40°) sur le front end d'émission. Les résultats présentés ont été obtenus pour des paquets de 500 bits aléatoires.

IV.4.1. Performances en transmission 2-PPM

Afin d'observer des erreurs permettant de valider la chaîne, les tests ont été réalisés à une distance de 70 cm avec un gain nul et pour les différents débits dans la plage de fonctionnement correcte identifiée précédemment pour la transmission en 2-PPM c'est-à-dire entre [1kbit/s-400 kbit/s]. La valeur du facteur de sur-échantillonnage a été fixée à une valeur minimale de 10 en émission / réception et dépend du débit (couple div, N à choisir selon les débits visés, la fréquence f_{mc} qui dépend de l'USRP et valeurs possibles du diviseur div comme discuté précédemment). Les résultats sont présentés figure IV-21 pour les deux types de décodage « hard » et « soft ».

On peut remarquer que le décodage « soft » conduit comme en simulation à de meilleurs résultats que le décodage « hard ».

De plus, pour des débits inférieurs à 220 kbit/s, aucune erreur n'a été relevée dans les tests réalisés (envoi de 1000 paquets de 500 bits, soit un TEB inférieur à $2 \cdot 10^{-6}$).

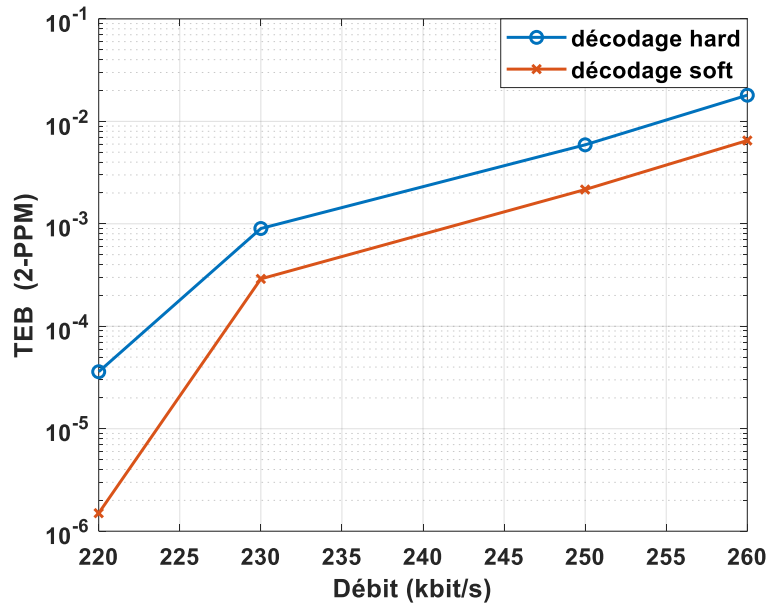


Figure IV-21 : TEB en fonction du débit pour un décodage hard et soft en 2-PPM

IV.4.2. Performances en transmission 2-PPM et OCDMA

IV.4.2.1. Transmission avec 1 seul front end d'émission

Afin de valider le banc nous avons choisi d'étudier un cas où on peut observer des interférences d'accès multiple, c'est-à-dire avec le code OOC (64,4) et 5 utilisateurs, dans les 2 cas d'interférences étudiés dans la transmission filaire idéale : pire cas de superposition des chips, et cas aléatoire. Les résultats présentés ont été obtenus pour un débit de 2 kbit/s afin d'être dans la plage identifiée comme correcte dans le cas de la transmission 2-PPM OCDMA avec le code OOC (64,4).

Dans un premier temps, on utilise un seul front end relié à l'USRP d'émission et on réalise, comme dans le cas filaire, la somme des données des utilisateurs dans le programme avant la transmission au front end.

Comme on a pu l'observer précédemment, à 70cm la transmission avec la famille OOC (64,4) à 2 kbit/s est très bruitée. Avec 5 utilisateurs, on obtient le signal représenté sur la figure IV-22 qui est inexploitable.

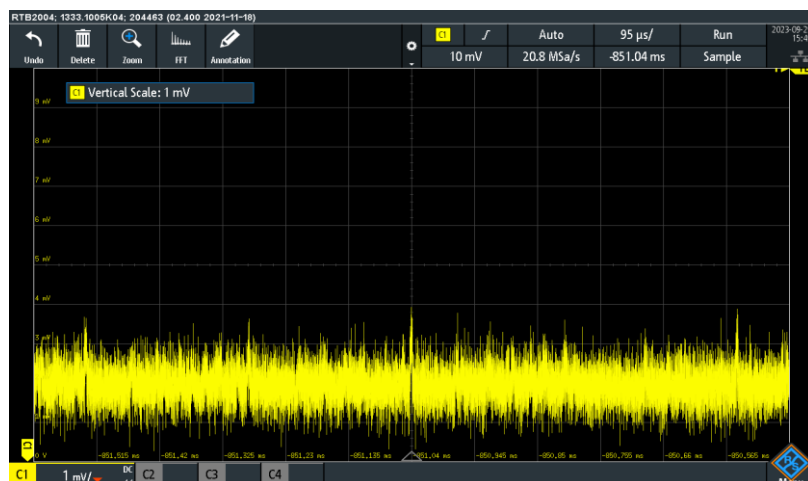


Figure IV-22 : Allure du signal bruité en sortie du PDA à 70 cm avec la famille de code OOC (64,4)

Ainsi, par la suite on s'est placé à 30 cm avec un gain de 30 dB afin d'avoir un signal plus lisible. La figure IV-23 illustre le signal reçu par l'USRP dans ce cas avec la déformation du header, ainsi que le signal de corrélation qui permet de déterminer de détecter le début de la trame malgré sa déformation. Dans ce cas, on peut observer que le signal de corrélation qui dans le cas idéal est un triangle, et qui dans le cas filaire comme représenté Figure IV-9 permettait de déterminer en son maximum le début de la trame, est dans le cas présent très déformé avec une forme en exponentielle croissante suivi d'une décroissance exponentielle. En zoomant sur le sommet du signal de corrélation, on a pu observer que le maximum ne correspond pas exactement au point de la décroissance exponentielle, qui lui correspond au début de la trame. De ce fait une condition a été ajoutée pour ajuster le point correspondant au début de la trame comme étant le temps le plus grand pour lequel on a au moins 99,5% de la valeur maximale du signal de corrélation.

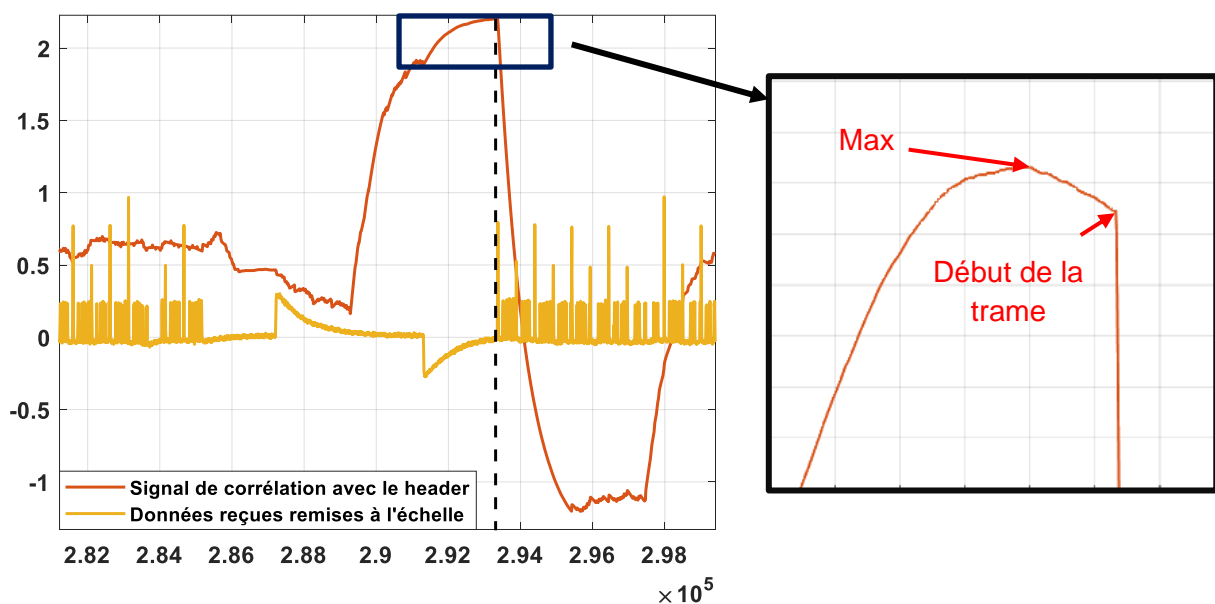


Figure IV-23 : Allure du signal en sortie de l'USRP de réception à 30 cm avec un gain du PDA à 30 dB avec le code OOC (64,4) à 2 kbit/s et 5 utilisateurs (en jaune) et du signal de corrélation (en rouge)

Les performances ont été relevées par la suite avec le CCR mais aussi avec le limiteur + CCR. Le seuil du limiteur a été choisi par rapport à la valeur maximale contenue dans le header (et non sa valeur moyenne étant donnée la déformation liée à l'effet passe haut). La figure IV-24 représente le signal traité et illustre l'effet du limiteur. On peut remarquer que tous les chips en sortie du limiteur ne sont pas de la même amplitude contrairement au cas idéal de simulation ou de transmission filaire. En effet, seuls ceux ayant une amplitude supérieure au seuil défini en fonction du maximum du header reçu sont réduits, ce qui pourra induire des erreurs supplémentaires.

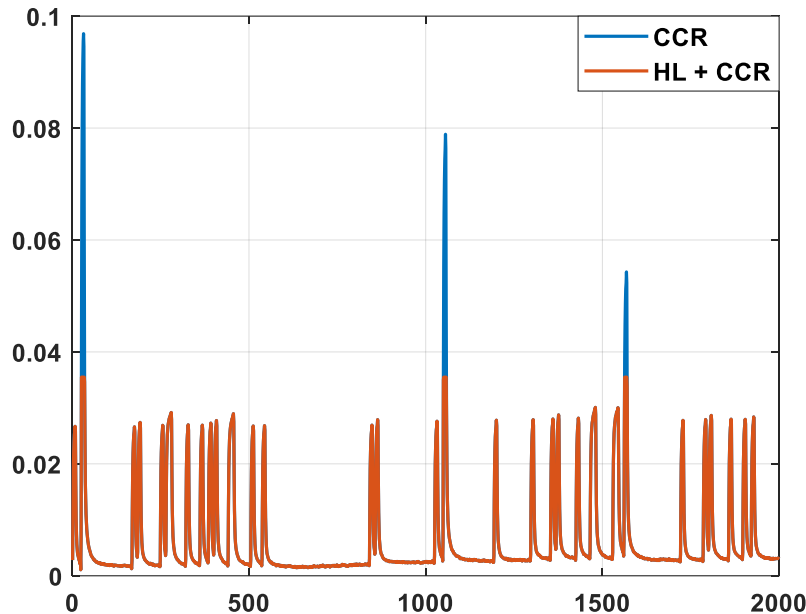


Figure IV-24 : Zoom sur les valeurs en sortie de l'USRP de réception avec le code OOC (64,4) et 5 utilisateurs, dans le cas sans limiteur et avec limiteur

Dans cette configuration (à 30cm, gain de 30dB), nous avons pu relever le TEB dans le cas de la pire interférence entre les 5 utilisateurs et dans le cas aléatoire, avec et sans limiteur.

- Cas du décalage aléatoire entre les utilisateurs : TEB nul observé après 1000 paquets de 500 bits
- Cas du décalage conduisant au pire cas d'interférence : TEB = 0,05 sans limiteur et TEB de 6^{e-4} avec limiteur après 1000 paquets de 500 bits.

Ainsi, les valeurs obtenues sont donc cohérentes par rapport aux résultats mesurés en transmission filaire, (le TEB était nul dans le cas du décalage aléatoire, égal à 0,04 sans limiteur et nul avec limiteur dans le pire cas d'interférence). Dans le cas sans fil, on obtient des TEB légèrement plus élevé ce qui est logique puisqu'il y a un niveau de bruit supplémentaire, ce qui permet de valider la chaîne de transmission complète.

IV.4.2.2. Transmission avec plusieurs front end d'émission

Une fois la chaîne validée, nous avons pu utiliser le banc avec 2 front end différents : 1 pour l'utilisateur désiré (utilisateur 1) et un pour transmettre la somme des données des utilisateurs interférents pour le code OOC (64,4). Pour cela nous avons utilisé à l'émission un USRP X310 avec une voie pour chacun des fronts ends et un X310 en réception également (pour éviter le problème d'horloges différentes selon les débits choisis). A noter que dans les expérimentations, seul l'émetteur 1 émet le header.

Avant de tester différentes configurations, afin d'avoir une référence, nous avons relevé la valeur de TEB de l'utilisateur désiré sans présence d'interférent dans les conditions de tests suivantes : distance de 30cm, gain du PDA à 30 dB. La valeur obtenue est de : 3×10^{-4} .

Ensuite, différentes configurations ont été testées avec présence des interférents (somme des 4 utilisateurs non désirés sur la voie 2 où est relié le 2^{ème} front end), et illustrées sur les figures IV-25, IV-26, et IV-27. Pour chaque configuration, le front end interférent pointe en direction du PDA en réception. Dans la configuration (1) le front end interférent est placé à une distance

de 15 cm du récepteur, donc plus proche que celui de l'utilisateur désiré, il est placé à égale distance dans la configuration (2) et plus loin dans la configuration (3).

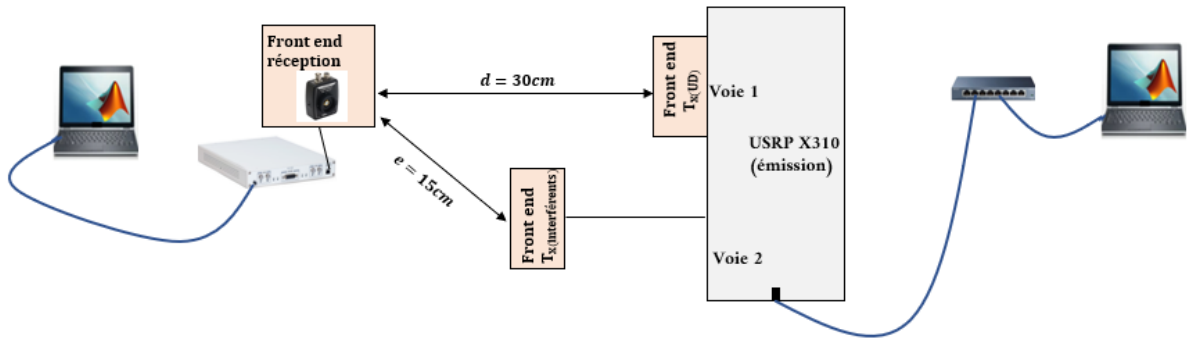


Figure IV-25 : Illustration de la configuration (1) : utilisateur désiré face au récepteur à 30 cm, interférents à une distance « e = 15cm »

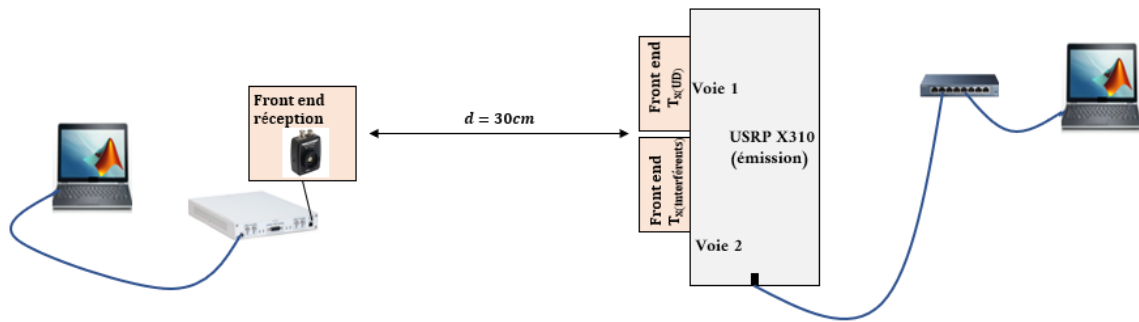


Figure IV-26 : Illustration de la configuration (2) : utilisateur désiré et interférents face au récepteur à 30 cm

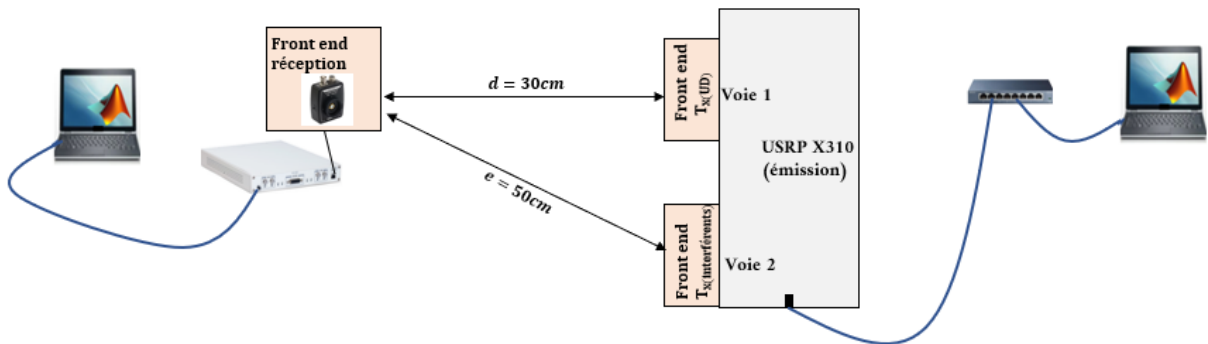
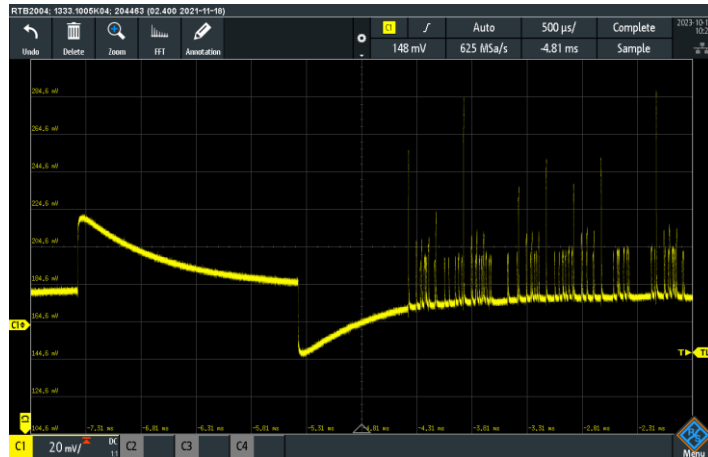


Figure IV-27 : Illustration de la configuration (3) : utilisateur désiré face au récepteur à 30 cm, interférents à une distance « e=50cm »

Les figures IV-28 (a) et IV-28 (b), représentent l'allure du signal observé en considérant la configuration (2). On montre sur ces figures le fort impact des interférents sur le signal, on note sur la figure IV-28(b) différentes amplitudes entre les chips, cela est dû à la superposition des chips des différents utilisateurs. Aussi, les chips non superposés ont différentes amplitudes étant donné qu'on utilise deux front ends donc le canal diffère légèrement entre l'utilisateur désiré et les interférents.



(a)



(b)

Figure IV-28 : (a) Allure du signal de 5 utilisateurs en sortie du PDA à 30 cm avec OOC (64,4), (b) zoom sur les chips

Pour chacune des configurations, les valeurs du TEB sont relevées dans le tableau IV-2 :

Tableau IV-2 : Valeurs TEB des trois configurations avec et sans limiteur pour un réseau de 5 utilisateurs OOC (64,4)

Configuration		(1)	(2)	(3)
4 utilisateurs interférents	CCR	$3,3 \times 10^{-1}$	3×10^{-2}	3×10^{-4}
	HL+ CCR	7×10^{-3}	6×10^{-4}	3×10^{-4}

Des valeurs du tableau IV-2, on remarque tout d'abord dans le cas du récepteur « CCR » que les interférents impactent les performances de l'utilisateur désiré d'autant plus qu'ils s'approchent du récepteur. On relève également pour une distance à 30cm du récepteur que le TEB obtenu est similaire à celui obtenu lorsque les 5 utilisateurs étaient sommés et envoyés sur un seul front end (0,05). Cependant pour une distance >30cm on remarque que l'impact des interférents est moins important. En particulier, dans la configuration (3) à une distance

de 50 cm le TEB obtenu est diminué de 2 décades et se rapproche comme attendu de celui obtenu avec un seul utilisateur.

Concernant les résultats obtenus avec HL+CCR, on remarque que dans la configuration (3) il n'a pas d'impact. En effet, la configuration (3) est finalement similaire au cas d'un seul utilisateur donc le limiteur n'a pas d'impact,

Cependant, l'utilisation du HL permet d'améliorer les performances, comme dans les configurations (1) et (2) :

- Configuration (1) : le front end des interférents est à une distance de 15cm du récepteur, et le TEB passe de $3,3 \times 10^{-1}$ à 7×10^{-3}
- Configuration (2) : les deux front end sont juste à côté l'un de l'autre à la même distance du récepteur, le TEB passe de 3×10^{-2} à 6×10^{-4} .

On note une amélioration des performances de près de deux décades dans les deux configurations, cela démontre l'intérêt du limiteur dans un cas pratique où les utilisateurs n'ont pas tous le même gain du canal.

IV.5. Conclusion

Dans ce chapitre l'objectif était d'établir une preuve de concept d'une transmission multi-utilisateurs pour une communication en optique sans fil en utilisant la technique OCDMA envisagée dans la thèse comme solution pour permettre la surveillance de plusieurs bébés dans leurs lits dans une même pièce. Nous avons développé dans ce but un banc à base de radio logicielle, piloté par Matlab et basé sur des USRP équipés de cartes filles en bande de base et de front ends optiques.

Ce chapitre décrit dans un premier temps les particularités liées à la mise en œuvre du banc, en particulier par rapport aux exigences et limites imposés par chaque USRP (N210 et X310), et pour les cartes LFTX et LFRX utilisées (telles que la valeur de diviseur, la tension maximale, la puissance maximale, etc...), ainsi que l'interfaçage matériel et logiciel entre les PC et les USRP.

Ensuite, nous avons implémenté la chaîne de transmission complète avec la modulation 2-PPM avec un décodage hard et soft pour un utilisateur puis avec la technique OCDMA pour plusieurs utilisateurs. La partie émission a été vérifiée à l'aide d'un oscilloscope en observant l'allure des signaux transmis, puis une transmission filaire entre l'USRP d'émission et celui de réception a permis de valider l'ensemble de chaîne. En effet, à l'aide de l'émission de séquences aléatoires connues, nous avons pu évaluer les TEB et vérifier que qu'ils étaient nuls pour une transmission filaire en 2-PPM avec les décodages hard et soft.

Par la suite, nous avons implémenté la technique OCDMA associée à un code OOC, d'abord pour un utilisateur afin de valider la chaîne et vérifié dans ce cas qu'il n'y avait toujours aucune erreur. Ensuite, nous avons validé la chaîne OCDMA avec plusieurs utilisateurs de sorte à introduire de l'interférence d'accès multiple, en utilisant deux familles de codes OOC de tailles et de poids différents. Deux cas de figures ont été étudiés, l'un avec un décalage aléatoire des chips, et l'autre avec systématiquement un chip en commun entre les différents utilisateurs (pire cas d'interférences). Dans ce cas, pour valider la chaîne en configuration filaire, nous avons sommé les données de l'ensemble des utilisateurs avant de les transmettre via l'USRP. Nous avons évalué les performances en utilisant deux types de récepteurs, le premier étant le

« CCR » et le second le « HL+CCR ». Les résultats obtenus étaient toujours nuls pour le cas du décalage aléatoire et ce quel que soit le récepteur utilisé. Cependant, pour le pire cas d'interférence, nous avons pu observer des erreurs avec le récepteur CCR (TEB=0.04) et toujours aucune erreur avec le limiteur. Ces résultats ont été confrontés aux TEB obtenus par simulation dans un cas sans bruit et lorsque tous les utilisateurs ont le même gain, ce qui a permis de valider la chaîne de transmission multi-utilisateurs.

Une fois la chaîne de transmission complète validée en filaire, nous avons procédé à la transmission sans fil en utilisant des front ends d'émission optiques ont été développés au sein de l'équipe et un récepteur de type PDA en réception. Dans un premier temps l'observation de la sortie du PDA sur un oscilloscope a permis de vérifier l'allure du signal obtenu en réception lorsque le front end d'émission est utilisé et de vérifier l'atténuation du signal optique en fonction de la distance.

Ensuite, les performances des décodages 2-PPM hard et soft ont été évaluées pour une distance donnée en fonction du débit, ce qui a permis de vérifier en pratique la pertinence du décodage soft par rapport au décodage hard.

Enfin, la chaîne de transmission ODCMA avec un décodage soft a été évaluée en transmission sans fil dans un premier temps avec un seul front end en sommant les données des utilisateurs comme en filaire. Les évaluations ont été faites avec le code OOC (64,4) permettant d'atteindre 5 utilisateurs, en considérant le nombre maximal d'utilisateurs et les deux cas d'interférence (décalage aléatoire et pire cas d'interférences). Nous avons pu valider la chaîne en comparant les TEB obtenus avec le cas de la transmission filaire. Les TEB dans chacun des cas sont légèrement plus dégradés ce qui est dû au niveau de bruit supplémentaire lié à la transmission optique sans-fil.

Finalement, nous avons évalué les performances en utilisant deux front ends l'un comportant les données de l'utilisateur désiré, et l'autre la somme des données des interférents, en considérant trois configurations où l'utilisateur désiré est placé à une distance fixe du récepteur. Dans la première configuration on suppose que les interférents sont plus proches du récepteur que l'utilisateur désiré, dans la seconde les deux front ends sont côte à côte et donc à une même distance du récepteur et finalement dans la dernière configuration les interférents sont plus loin du récepteur. Nous avons évalué les performances pour deux types de récepteurs, le premier étant le « CCR » et le seconde le « HL + CCR ». Nous avons vérifié que l'utilisation d'un « HL » en amont du « CCR » permet l'amélioration des performances en termes de TEB, de près de deux décades dans notre cas.

Conclusion générale

Les travaux menés dans cette thèse ont porté sur l'étude de la communication simultanée par optique sans fil d'émetteurs portés ou proches de jeunes enfants pour une application de télésurveillance dans un contexte de crèche. On a ainsi considéré des dispositifs placés sur les lits pouvant être fixes ou amovibles et envisagé que les lits soient interchangeables dans la pièce. D'autres dispositifs portés par les bébés ont également été pris en compte.

Dans le premier chapitre nous avons présenté de manière générale le domaine de l'optique sans fil et les différents avantages et inconvénients de la technologie OWC par rapport aux RF. Nous avons introduit les paramètres des émetteurs et récepteurs optiques, les modulations, les spécificités de la propagation optique en indoor (LOS et NLOS) et décrit les techniques d'accès multiple. A partir d'un état de l'art sur les réseaux de capteurs communicant en optique, orientés vers des applications de télésurveillance, nous avons opté pour la technologie IR en voie montante avec un partage du canal par la technique de répartition de codes en optique (OCDMA).

La modélisation du canal a ensuite été abordée dans le Chapitre II. L'environnement étudié est celui d'une crèche avec 8 lits de bébé disposés côte à côte. Des émetteurs optiques sont placés sur les pieds des lits, et d'autres sont portés par les bébés. Un système de réception par photodiode est placé au centre du plafond et comprend quatre récepteurs. Un logiciel de simulation développé au sein de l'équipe basé sur la méthode de lancer de rayons, associée à une méthode de Monte-Carlo, a été utilisé afin d'assurer la modélisation du canal optique.

Une étude préliminaire a été menée considérant un seul lit sans la présence de bébé, placé dans un des coins de la pièce, cas le plus défavorable en raison de la distance le séparant du système de réception. Elle a permis de déterminer le pied du lit le plus adapté, la position et l'orientation de l'émetteur sur le pied et l'angle à mi-puissance de la source optique. Cette étude a été effectuée pour des dispositifs fixes ou amovibles. Dans le cas où l'émetteur est amovible nous avons déduit les caractéristiques optimales de l'émetteur à partir des moyennes et écart type des gains du canal en considérant un ensemble de liaisons simulées en fonction des orientations de l'émetteur sur le pied et de la directivité de la source. Pour un émetteur fixe, les caractéristiques orientation et directivité correspondent aux paramètres obtenus pour les gains les plus faibles et les plus élevés.

L'étude a été menée de la même manière pour le cas d'un réseau comportant huit lits. La modélisation du canal a été réalisée seulement sur les lits n°1, et n°2, vu la symétrie de la pièce. Des résultats, nous avons pu définir trois scénarios : un scénario #1 dit optimal, prenant en compte les caractéristiques optimales des émetteurs de chaque lit, et deux autres scénarios #2a et #2b imposant respectivement les paramètres optimaux du lit n°1 et du lit n°2 aux autres lits, permettant ainsi l'interchangeabilité des lits dans la pièce.

Pour finir, nous avons étudié dans ce chapitre l'impact de la présence des bébés. Tout d'abord, nous avons proposé et inclus un modèle de corps du bébé dans les simulations. Les résultats ont montré que la présence des corps des bébés n'avait pas d'impact sur les gains des émetteurs placés sur les pieds des lits. Puis, nous avons évalué les performances des dispositifs portés par les bébés. Nous avons considéré trois bébés placés dans les lits n°1, n°2, et n°3, avec différentes orientations des bébés dans leurs lits pour simuler leur mobilité. Cette étude a permis de déterminer la directivité optimale de la source optique ainsi que le gain du canal associé. Pour compléter cette étude, nous avons exploré plusieurs configurations pour évaluer l'impact sur les performances de la présence des bébés dans les

lits adjacents. Nous avons ainsi vérifié que la présence des autres bésés n'a pas d'impact sur les performances du dispositif porté par un bésé.

Les performances en termes de probabilité d'erreur et/ou de TEB des différents scénarios définis dans le chapitre précédent ont été évaluées dans le Chapitre III. Le chapitre a débuté par l'étude des performances d'une transmission mono-utilisateur pour les modulations OOK et M-PPM, déterminées théoriquement puis en simulation, en particulier dans le cas du décodage « soft » pour les modulations M-PPM qui est la solution la plus efficace en termes de performance.

Après la présentation de la technique OCDMA avec des codes OOC, la structure de l'émetteur et de différentes structures de réception permettant la détection conventionnelle par corrélation sans et avec limiteur et à annulation d'interférence ont été décrits. Puis, la détermination des performances théoriques d'une chaîne en modulation 2-PPM avec OCDMA basée OOC a été menée et une expression analytique de la borne de la probabilité d'erreur a été proposée pour un décodage « soft » en réception. Cette expression a été validée en comparaison avec des résultats de simulation, ainsi qu'avec des résultats publiés dans la littérature et a été utilisée par la suite pour analyser les performances des trois scénarios avec 8 lits sans bésés comme définis dans le Chapitre II. L'analyse pour des émetteurs flexibles ou fixes a révélé qu'une probabilité d'erreur inférieure à 10^{-6} pouvait être satisfaite quel que soit le scénario. De plus, en considérant les contraintes d'interchangeabilité des lits dans la pièce, l'étude a mis en évidence le scénario le plus approprié.

Enfin, les performances d'un réseau avec trois émetteurs supplémentaires placés sur les bésés ont été évaluées, montrant une forte dégradation des performances. Les résultats montrent qu'au mieux une probabilité d'erreur de 10^{-2} est atteignable pour tous les émetteurs sur les lits et les bésés.

Afin de tester des structures de réduction de l'impact de l'IAM, les performances par simulation de récepteurs par corrélation avec un limiteur et avec annulation parallèle d'interférence (PIC) ont été évaluées. Les performances obtenues ont permis de confirmer qu'il était possible d'améliorer les performances en particulier avec le PIC mais au prix d'une complexité accrue.

Le dernier Chapitre a été consacré à la mise en œuvre expérimentale d'une transmission optique sans fil basée sur la modulation 2-PPM, multi-utilisateurs avec la technique OCDMA en utilisant un banc de radio logicielle équipé d'USRPs. Les différents blocs et fonctions utilisés pour piloter les radios logicielles par Matlab ont été décrits.

Une première étape a consisté à valider l'implémentation de la chaîne de transmission 2-PPM et OCDMA en connectant les radios logicielles en filaire. Nous avons d'abord vérifié que la transmission 2-PPM sans OCDMA s'effectuait sans erreur jusqu'à un débit de 400kbit/s pour les démodulations « hard » et « soft », cette limite en débit étant liée aux performances des PCs utilisés. Puis la transmission avec CDMA a été validée dans le cas sans IAM (1 seul utilisateur) pour deux codes de longueurs et poids différents. Une transmission sans erreur a été vérifiée jusqu'à 30kbit/s pour le code OOC (13,3) et 6kbit/s pour le code OOC (64,4). Dans le cas avec IAM le code OOC (64,4) avec 5 utilisateurs a été testé. Lorsque les utilisateurs se superposent sur un temps chip correspondant à un pire cas d'IAM, un TEB de 0.04 a été obtenu avec un récepteur conventionnel et validé par rapport aux simulations. Il a été vérifié également que l'ajout d'un limiteur en réception permettait de réduire fortement les erreurs.

La deuxième étape a consisté à tester les performances avec un canal optique. Pour cela nous avons utilisé un front-end d'émission conçu pour les USRP et un récepteur commercial

constitué d'une photodiode et d'un amplificateur de transimpédance (PDA36A de Thorlabs). Une étude préliminaire a été menée en observant sur un oscilloscope les signaux 2-PPM sans et avec OCDMA en sortie du PDA36A, en fonction du débit, de la distance et du gain de l'amplificateur. Puis en connectant le PDA36A à l'USRP en réception, des tests de transmission ont été réalisés pour la modulation 2-PPM sans OCDMA en fonction du débit, montrant un TEB nul pour un débit inférieur à 220kbit/s. Nous avons également vérifié que le décodage « soft » est plus efficace que le décodage « hard ».

Finalement, les tests de transmission de la modulation 2-PPM avec OCDMA ont été réalisés. En considérant tout d'abord un seul front-end pour la transmission de 5 utilisateurs avec le code OOC (64,4), les TEB relevés sont cohérents par rapport aux mesures effectuées en filaire ce qui permet de valider le banc de radio logicielle pour une transmission OCDMA.

Puis des tests ont été menés avec deux front-ends sur un USRP X310 en émission, l'un pour l'utilisateur désiré et l'autre pour transmettre les utilisateurs interférents sommés. L'impact des interférents a été évalué en considérant différentes configurations des deux front-ends par rapport-au PDA en réception et en utilisant un décodage conventionnel sans et avec limiteur. Les résultats obtenus sont cohérents car on note une dégradation du TEB de l'utilisateur désiré lorsque les interférents sont plus proches du récepteur. De plus, on a vérifié également l'intérêt du limiteur en réception pour réduire l'impact de l'IAM.

• **Perspectives**

Une première perspective serait de considérer un environnement plus complexe et plus proche de la réalité. En effet, dans le contexte d'une pièce au sein d'une crèche il faudrait prendre en compte la présence d'autres personnes autour des lits, la présence de meubles (des armoires par exemple), une fenêtre car dans une pièce nous avons en général au moins une fenêtre. Et pour rendre l'étude encore plus réaliste, il faudrait simuler des mouvements réels de bébés dans leurs lits.

Une autre perspective concerne l'implémentation d'autres schémas de technique d'accès multiple adaptées aux communications par optique sans fil, telle que l'OFDMA basée sur la modulation OFDM, et le NOMA qui est au centre de certains travaux de recherche en optique sans fil. L'étude de ces techniques permettrait de comparer les différents résultats et faire un choix en fonction des différents compromis concernant le débit, la puissance d'émission, complexité de mise en œuvre, latence, synchronisation, etc ...

Finalement, en utilisant la salle d'expérimentation du laboratoire (car l'environnement de notre étude est basé sur cette salle (dimensions, coefficients de réflexions, et système de réception), une dernière perspective serait de réaliser des prototypes fonctionnels ; en plaçant un lit de bébé dans cette salle, équipé d'un émetteur optique placé au niveau du pied et communiquant avec le système de réception au plafond, afin d'obtenir des résultats expérimentaux.

• **Publications**

- S. Sahuguede, A. Boussebt, A. Chehbani, P. Combeau, A. Julien-Vergonjanne, "Optical wireless body area network for baby monitoring", International Symposium on Optomechatronic Technology (ISOT) 2-5 Nov. 2021, Besançon, France.

- A. Boussebt, S. Sahuguede, A. Julien-Vergonjanne, S. Reynaud, "Performance of a Wireless OCDMA Network for Baby Bed Monitoring in a Nursery Context," 2022 International Conference on Software, Telecommunications and Computer Networks (SoftCOM), Split, Croatia, 2022, pp. 1-6, doi: 10.23919/SoftCOM55329.2022.9911342.

Références bibliographiques

- [1] Z. Zhu, T. Liu, G. Li, T. Li, et Y. Inoue, « Wearable Sensor Systems for Infants », *Sensors*, vol. 15, no 2, p. 3721-3749, févr. 2015, doi: 10.3390/s150203721.
- [2] J. Xie, X. Long, R. A. Otte, et C. Shan, « Convolutional Neural Networks for Audio-Based Continuous Infant Cry Monitoring at Home », *IEEE Sens. J.*, vol. 21, no 24, p. 27710-27717, déc. 2021, doi: 10.1109/JSEN.2021.3123906.
- [3] A. G. Ferreira et al., « A smart wearable system for sudden infant death syndrome monitoring », in *2016 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)*, Taipei: IEEE, mars 2016, p. 1920-1925. doi: 10.1109/ICIT.2016.7475060.
- [4] H. Patke, N. Kenkre, M. Borkar, et A. Gupta, « An Innovative Approach For Infant Monitoring System Using Pulse Rate And Oxygen level », 2017.
- [5] A. A. Joseph, T. H. L. Xuan, K. Kipli, K. L. Chin, et N. S. Song, « Smart Body Temperature Monitoring system for Children via Mobile », in *2018 International Conference on Computational Approach in Smart Systems Design and Applications (ICASSDA)*, Kuching: IEEE, août 2018, p. 1-6. doi: 10.1109/ICASSDA.2018.8477613.
- [6] C.-A. Wang, Y.-C. Liao, P.-J. Wu, Y.-L. Wang, B.-S. Lin, et B.-S. Lin, « Wireless monitoring system for oral-feeding evaluation of preterm infants », in *2014 IEEE Biomedical Circuits and Systems Conference (BioCAS) Proceedings*, Lausanne, Switzerland: IEEE, oct. 2014, p. 264-267. doi: 10.1109/BioCAS.2014.6981713.
- [7] Wei Lin, R. Zhang, J. Brittelli, et C. Lehmann, « Wireless Infant Monitoring Device for the prevention of sudden infant death syndrome », in *2014 11th International Conference & Expo on Emerging Technologies for a Smarter World (CEWIT)*, Melville, NY, USA: IEEE, oct. 2014, p. 1-4. doi: 10.1109/CEWIT.2014.7021146.
- [8] G. Cay et al., « Baby-Guard: An IoT-based Neonatal Monitoring System Integrated with Smart Textiles », in *2021 IEEE International Conference on Smart Computing (SMARTCOMP)*, Irvine, CA, USA: IEEE, août 2021, p. 129-136. doi: 10.1109/SMARTCOMP52413.2021.00038.
- [9] 'IEC 60601-1:2014, Medical electrical equipment - 62A : Common aspects of electrical equipment used in medical practice'
- [10] IARC Working Group on the Evaluation of Carcinogenic Risks to Humans, World Health Organization, et International Agency for Research on Cancer, Éd., *Non-ionizing radiation*. in *IARC monographs on the evaluation of carcinogenic risks to humans*, no. volume 102. Lyon, France : Geneva: International Agency for Research on Cancer ; World Health Organization, 2013.
- [11] « LOI n° 2015-136 du 9 février 2015 relative à la sobriété, à la transparence, à l'information et à la concertation en matière d'exposition aux ondes électromagnétiques (1) - Légifrance.html ».
- [12] M. A. Khalighi and M. Uysal, 'Survey on Free Space Optical Communication: A Communication Theory Perspective', *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, vol. 16, no. 4, pp. 2231–2258, 2014
- [13] Z. Ghassemlooy, W. Popoola, et S. Rajbhandari, *Optical wireless communications: system and channel modelling with MATLAB*. Boca Raton, FL: Taylor & Francis, 2013.

- [14] M. M. Kavehrad, M. I. S. Chowdhury, et Z. Zhou, *Short-Range Optical Wireless: Theory and Applications*. Chichester, UK: John Wiley & Sons, Ltd, 2015. doi: 10.1002/9781118887691
- [15] S. Vappangi, V. V. Mani, et M. Sellathurai, *Visible Light Communication: A Comprehensive Theory and Applications with MATLAB®*, 1re éd. Boca Raton: CRC Press, 2021. doi: 10.1201/9781003191537.
- [16] J. M. Kahn and J. R. Barry, "Wireless infrared communications," *Proceedings of the IEEE*, vol. 85, no. 2, pp. 265–298, 1997..
- [17] M. Z. Chowdhury, M. T. Hossain, A. Islam, and Y. M. Jang, 'A Comparative Survey of Optical Wireless Technologies: Architectures and Applications', *IEEE Access*, vol. 6, pp. 9819–9840, 2018.
- [18] Ghassemlooy, Z.; Alves, L.N.; Zvanovec, S.; Khalighi, M.-A. *Visible Light Communications: Theory and Applications*; CRC Press: BocaRaton, FL, USA, 2017; ISBN 978-1-4987-6754-5
- [19] H. Elgala, R. Mesleh and H. Haas, "Indoor optical wireless communication: potential and state-of-the-art," in *IEEE Communications Magazine*, vol. 49, no. 9, pp. 56-62, September 2011, doi: 10.1109/MCOM.2011.6011734
- [20] S. Dimitrov et H. Haas, *Principles of LED Light Communications Towards Networked Li-Fi*. Cambridge Cambridge University Press, 2015. doi 10.1017/CBO9781107278929.
- [21] J. Chen, T. Liu and T. Shu, "A Survey on Visible Light Communication Standards", in *GetMobile: Mobile Computing and Communications*, vol.25, no. 1, pp. 9-15, 2021], [M. Popadić and E. Kočan, "LiFi Networks: Concept, Standardization Activities and Perspectives", 25th International Conference on Information Technology (IT), pp. 1-4, 2021
- [22] M. Popadić and E. Kočan, "LiFi Networks: Concept, Standardization Activities and Perspectives," 2021 25th International Conference on Information Technology (IT), Zabljak, Montenegro, 2021, pp. 1-4, doi: 10.1109/IT51528.2021.9390098.
- [23] A. Celik, I. Romdhane, G. Kaddoum, et A. M. Eltawil, « A Top-Down Survey on Optical Wireless Communications for the Internet of Things », *IEEE Commun. Surv. Tutor.*, vol. 25, no 1, p. 1-45, 2023, doi: 10.1109/COMST.2022.3220504.
- [24] L. Chevalier, S. Sahuguede and A. Julien-Vergonjanne, "Optical Wireless Links as an Alternative to Radio-Frequency for Medical Body Area Networks," in *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 33, no. 9, pp. 2002-2010, Sept. 2015, doi: 10.1109/JSAC.2015.2432527.
- [25] Hoang Thai Bang, « Infrared and visible wireless optical technology for body sensor connectivity », Université de Limoges, 2019.
- [26] « IEC 60825-1 Ed. 2.0 b:2007 - Safety of laser products - Part 1: Equipment classification and requirements ». <https://webstore.ansi.org/Standards/IEC/IEC60825Ed2007>
- [27] « IEC62471:2006|IECWebstore ». <https://webstore.iec.ch/publication/7076&preview=1>
- [28] A.Ryer « *ILT-Light-Measurement-Handbook* », 1997 ISBN 0-9658356-9-3.
- [29] J. Bouclé, D. Ribeiro Dos Santos, et A. Julien-Vergonjanne, « Doing More with Ambient Light: Harvesting Indoor Energy and Data Using Emerging Solar Cells », *Solar*, vol. 3, no 1, p. 161-183, mars 2023, doi: 10.3390/solar3010011.

- [30] M. Shahjalal, M. K. Hasan, M. Z. Chowdhury and Y. M. Jang, "Future Optical Camera Communication Based Applications and Opportunities for 5G and Beyond," 2019 International Conference on Artificial Intelligence in Information and Communication (ICAIIIC), Okinawa, Japan, 2019, pp. 492-495, doi: 10.1109/ICAIIIC.2019.8669075.
- [31] J. Armstrong, « OFDM for Optical Communications », J. Light. Technol., vol. 27, no 3, p. 189-204, févr. 2009, doi: 10.1109/JLT.2008.2010061.
- [32] F. M. Wu et al., "Performance comparison of OFDM signal and CAP signal over high capacity RGB-LED-based WDM visible light communication," IEEE Photon. J., vol. 5, no. 4, Aug. 2013, Art. no. 7901507, doi: 10.1109/JPHOT.2013.2271637
- [33] J. R. Barry, J. M. Kahn, W. J. Krause, E. A. Lee, et D. G. Messerschmitt, « Simulation of multipath impulse response for indoor wireless optical channels », IEEE J. Sel. Areas Commun., vol. 11, no 3, p. 367-379, avr. 1993, doi: 10.1109/49.219552.
- [34] A. Behloui, « Simulation du canal optique sans fil. Applications aux communications optiques sans fil ». Université de Poitiers, Poitiers, 2016. [En ligne]. Disponible sur: <http://nuxeo.edel.univ-poitiers.fr/nuxeo/site/esupversions/e31453dd-883a-4ad3-a8ab-8ce893b388b5>
- [35] S. J. Demeffo, « Dispositif communicant par optique sans fil pour les transmissions audio à l'intérieur du cockpit d'un avion », Université de Limoges 2020.
- [36] P. Combeau et al., « Optical Wireless Channel Simulation for Communications Inside Aircraft Cockpits », J. Light. Technol., vol. 38, no 20, p. 5635-5648, oct. 2020, doi: 10.1109/JLT.2020.3003989.
- [37] S. S. Bawazir, P. C. Sofotasios, S. Muhaidat, Y. Al-Hammadi, et G. K. Karagiannidis, « Multiple Access for Visible Light Communications: Research Challenges and Future Trends », IEEE Access, vol. 6, p. 26167-26174, 2018, doi: 10.1109/ACCESS.2018.2832088.
- [38] Mahmoud Eltokhey. Multi-user Interference Mitigation in Visible-Light Communication Networks. Networking and Internet Architecture [cs.NI]. Ecole Centrale Marseille, 2021.
- [39] Md Jahid Hasan. Multi-user Data Transmission in Optical Wireless Body-Area Networks for Medical Applications. Signal and Image processing. Ecole Centrale Marseille, 2021.
- [40] S. Al-Ahmadi, O. Maraqa, M. Uysal, et S. M. Sait, « Multi-User Visible Light Communications: State-of-the-Art and Future Directions », IEEE Access, vol. 6, p. 70555-70571, 2018, doi: 10.1109/ACCESS.2018.2879885.
- [41] H. Marshoud, P. C. Sofotasios, S. Muhaidat, et G. K. Karagiannidis, « Multi-user techniques in visible light communications: A survey », in 2016 International Conference on Advanced Communication Systems and Information Security (ACOSIS), Marrakesh, Morocco: IEEE, oct. 2016, p. 1-6. doi: 10.1109/ACOSIS.2016.7843945.
- [42] H. Marshoud, V. M. Kapinas, G. K. Karagiannidis, et S. Muhaidat, « Non-Orthogonal Multiple Access for Visible Light Communications », IEEE Photonics Technol. Lett., vol. 28, no 1, p. 51-54, janv. 2016, doi: 10.1109/LPT.2015.2479600.
- [43] H. Sadat, M. Abaza, A. Mansour, et A. Alfalou, « A Survey of NOMA for VLC Systems: Research Challenges and Future Trends », Sensors, vol. 22, no 4, p. 1395, févr. 2022, doi: 10.3390/s22041395.

- [44] A. M. Abdelhady, O. Amin, A. Chaaban, B. Shihada and M. -S. Alouini, "Downlink Resource Allocation for Dynamic TDMA-Based VLC Systems," in *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 18, no. 1, pp. 108-120, Jan. 2019, doi: 10.1109/TWC.2018.2877629.
- [45] J. Vucic, C. Kottke, K. Habel, and K.-D. Langer, "803Mbit/s visible light WDM link based on DMT modulation of a single RGB LED luminary," in *Proc. OFC/NFOEC*, Mar. 2011, pp. 1–3
- [46] Z. Chen and H. Haas, "Space division multiple access in visible light communications," 2015 *IEEE International Conference on Communications (ICC)*, London, UK, 2015, pp. 5115-5119, doi: 10.1109/ICC.2015.7249135.
- [47] P.R. PRUCNAL « Optical Code Division Multiple Access fundamentals and applications », CRC Press 2006, ISBN: 978-0-8493-3683-6
- [48] C. Goursaud-Brugeaud, « Réception multiutilisateurs par annulation parallèle d'interférences dans les systèmes CDMA optiques », Université de Limoges, 2006.
- [49] J. Lian and M. Brandt-Pearce, "Multiuser Visible Light Communication Systems Using OFDMA," in *Journal of Lightwave Technology*, vol. 38, no. 21, pp. 6015-6023, 1 Nov.1, 2020, doi: 10.1109/JLT.2020.3008290
- [50] Experimental Multi-User Visible Light Communication Attocell Using Multiband Carrierless Amplitude and Phase Modulation," in *IEEE Access*, vol. 7, pp. 12742-12754, 2019, doi: 10.1109/ACCESS.2019.2893451.
- [51] Y. Chen et al., « Toward the Standardization of Non-Orthogonal Multiple Access for Next Generation Wireless Networks », *IEEE Commun. Mag.*, vol. 56, no 3, p. 19-27, mars 2018, doi: 10.1109/MCOM.2018.1700845.
- [52] A. Julien-Vergonjanne, S. Sahuguède, and L. Chevalier, "Optical wireless communications: An emerging technology," in *Springer*, 2016, ch. Optical Wireless Body Area Networks for Healthcare Applications, pp. 569–587.
- [53] Behlouli, P. Combeau, S. Sahuguède, A. Julien-Vergonjanne, C. Le Bas, and L. Aveneau, "Impact of physical and geometrical parameters on visible light communication links," in *Advances in Wireless and Optical Communications (RTUWO)*, Nov. 2017, pp. 73–76, Riga, Latvia.
- [54] N. Barbot, S. Sahuguede, et A. Julien-Vergonjanne, « Performance of a mobile wireless optical CDMA monitoring system », in *2012 International Symposium on Wireless Communication Systems (ISWCS)*, Paris, France: IEEE, août 2012, p. 666-670. doi: 10.1109/ISWCS.2012.6328451.
- [55] E. A. Alyan et S. A. Aljunid, « Development of wireless optical CDMA system for biosignal monitoring », *Optik*, vol. 145, p. 250-257, sept. 2017, doi: 10.1016/j.ijleo.2017.07.053.
- [56] P. Krishnan et S. Gopikrishna, « Enhanced Optical Wireless Communication System for Bio-signal Monitoring Applications », *Wirel. Pers. Commun.*, vol. 110, no 3, p. 1605-1617, févr. 2020, doi: 10.1007/s11277-019-06803-2.
- [57] M. J. Hasan, M. A. Khalighi, J. Garcia-Marquez, et B. Bechadergue, « Performance Analysis of Optical-CDMA for Uplink Transmission in Medical Extra-WBANs », *IEEE Access*, vol. 8, p. 171672-171685, 2020, doi: 10.1109/ACCESS.2020.3025005.

- [58] M. Jahid Hasan, M. Ali Khalighi, et B. Bechadergue, « Experimental Implementation of Optical-CDMA for Medical Extra-WBAN Links », in 2020 12th International Symposium on Communication Systems, Networks and Digital Signal Processing (CSNDSP), Porto, Portugal: IEEE, juill. 2020, p. 1-6. doi: 10.1109/CSNDSP49049.2020.9249530.
- [59] M. J. Hasan, M. Ali Khalighi, L. N. Alves, et B. Bechadergue, « Impact of Synchronization Errors on the Performance of ACO-OFDMA Signaling for Medical Extra-WBAN Links », in 2021 IEEE 32nd Annual International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC), Helsinki, Finland: IEEE, sept. 2021, p. 1-6. doi: 10.1109/PIMRC50174.2021.9569579.
- [60] Md. J. Hasan, M. A. Khalighi, V. Jungnickel, L. N. Alves, et B. Bechadergue, « An Energy-Efficient Optical Wireless OFDMA Scheme for Medical Body-Area Networks », IEEE Trans. Green Commun. Netw., vol. 6, no 3, p. 1806-1818, sept. 2022, doi: 10.1109/TGCN.2022.3161413.
- [61] O. Haddad, M. A. Khalighi, Z. Ghassemlooy, A. A. Dowhuszko, et S. Zvanovec, « Performance Analysis of Multiple Access m-CAP for Optical-Based Intra-WBAN Links », in 2022 13th International Symposium on Communication Systems, Networks and Digital Signal Processing (CSNDSP), Porto, Portugal: IEEE, juill. 2022, p. 595-600. doi: 10.1109/CSNDSP54353.2022.9907910.
- [62] K. Lee, H. Park, et J. R. Barry, « Indoor Channel Characteristics for Visible Light Communications », IEEE Commun. Lett., vol. 15, no 2, p. 217-219, févr. 2011, doi: 10.1109/LCOMM.2011.010411.101945.
- [63] T. B. Hoang, S. Sahuguede, et A. Julien-Vergonjanne, « Behavior of non-directed optical wireless channel considering receiver orientation », in 2017 20th International Symposium on Wireless Personal Multimedia Communications (WPMC), Bali: IEEE, déc. 2017, p. 223-228. doi: 10.1109/WPMC.2017.8301813.
- [64] A. Kaba, « Incitation à l'activité physique des personnes âgées par réseaux de capteurs sans fil ». Université de Limoges, 2022.
- [65] F. J. Lopez-Hernandez, R. Perez-Jimenez, and A. Santamaria, 'Monte Carlo calculation of impulse response on diffuse IR wireless indoor channels', Lett., 34, no. 12, pp. 1260–1262, p. 3, Jun.
- [66] A. Behloul, P. Combeau, et L. Aveneau, « MCMC Methods for Realistic Indoor Wireless Optical Channels Simulation », J. Light. Technol., vol. 35, no 9, p. 1575-1587, mai 2017, doi: 10.1109/JLT.2017.2662939.
- [67] « Blender ». <https://www.blender.org> (consulté Juillet 2023)
- [68] A. Goldsmith, Wireless Communications. Cambridge: Cambridge University Press. doi:10.1017/CBO9780511841224
- [69] U. K. Gupta et S. K. Srivastava, « Performance Analysis of Different Diversity Combining Techniques in Cooperative Wireless Communication System », Int. J. Adv. Eng. Res. Sci., vol. 1, no 2.
- [70] « petit bébé modèle imprimé en 3D », Cults 3D. <https://cults3d.com/fr/mod%C3%A8le-3d/divers/little-baby-3d-print-model> (consulté le 11 septembre 2023).

- [71] A. Chehbani, S. Sahuguede, et A. Julien-Vergonjanne, « RF-Free infant ECG monitoring: Performance and signal quality assessment », in 2022 44th Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine & Biology Society (EMBC), Glasgow, Scotland, United Kingdom: IEEE, juill. 2022, p. 2891-2897. doi: 10.1109/EMBC48229.2022.9871387
- [72] John G. Proakis, "Digital Communications, 5th ed.," McGraw Hill, Fourth Edition, 2008. ISBN: 978-0-07-295716-6.
- [73] F. R. K. Chung, J. A. Salehi, et V. K. Wei, « Optical orthogonal codes: design, analysis and applications », IEEE Trans. Inf. Theory, vol. 35, no 3, p. 595-604, mai 1989, doi: 10.1109/18.30982.
- [74] J. A. Salehi, « Code division multiple-access techniques in optical fiber networks. I. Fundamental principles », IEEE Trans. Commun., vol. 37, no 8, p. 824-833, août 1989, doi: 10.1109/26.31181.
- [75] J. A. Salehi et C. A. Brackett, « Code division multiple-access techniques in optical fiber networks. II. Systems performance analysis », IEEE Trans. Commun., vol. 37, no 8, p. 834-842, août 1989, doi: 10.1109/26.31182.
- [76] W. C. Kwong, P. A. Perrier, et P. R. Prucnal, « Performance comparison of asynchronous and synchronous code-division multiple-access techniques for fiber-optic local area networks », IEEE Trans. Commun., vol. 39, no 11, p. 1625-1634, nov. 1991, doi: 10.1109/26.111444.
- [77] A. W. Lam and A. M. Hussain, "Performance analysis of direct-detection optical CDMA communication systems with avalanche photodiodes," in *IEEE Transactions on Communications*, vol. 40, no. 4, pp. 810-820, April 1992, doi: 10.1109/26.141436.
- [78] A. A. Shaar et P. A. Davies, « Prime sequences: quasi-optimal sequences for OR channel code division multiplexing », Electron. Lett., vol. 19, no 21, p. 888, 1983, doi: 10.1049/el:19830605.
- [79] L. Chevalier, « Performances de l'optique sans fil pour les réseaux de capteurs corporels », Université de Limoges, 2015.
- [80] H. Chung et P. V. Kumar, « Optical orthogonal codes-new bounds and an optimal construction », IEEE Trans. Inf. Theory, vol. 36, no 4, p. 866-873, juill. 1990, doi: 10.1109/18.53748.
- [81] M. Morelle, « Codage en 2 Dimensions pour les systèmes de communications Optiques CDMA (OCDMA) : application aux transmissions multimédia », These de doctorat, Limoges, 2008.
- [82] S. Zahedi et J. A. Salehi, « Analytical comparison of various fiber-optic CDMA receiver structures », J. Light. Technol., vol. 18, no 12, p. 1718-1727, déc. 2000, doi: 10.1109/50.908700.
- [83] C. Lebas, S. Sahuguede, A. Julien-Vergonjanne, P. Combeau and L. Aveneau, "Infrared and visible links for medical body sensor networks," *2018 Global LIFI Congress (GLC)*, Paris, France, 2018, pp. 1-6, doi: 10.23919/GLC.2018.8319120.

- [84] T. Ohtsuki, « Performance analysis of indoor infrared wireless systems using PPM CDMA », *Electron. Commun. Jpn. Part Commun.*, vol. 85, no 1, p. 1-10, janv. 2002, doi: 10.1002/ecja.1062.
- [85] « LFTX/LFRX - Ettus Knowledge Base ». Consulté le: 16 octobre 2023. [En ligne]. Disponible sur: <https://kb.ettus.com/LFTX/LFRX>
- [86] « SFH 4725AS A01 ams OSRAM | Mouser », Mouser Electronics. Consulté le: 20 octobre 2023. [En ligne]. Disponible sur: <https://www.mouser.fr/ProductDetail/720-SFH4725ASAA0273>
- [87] « SFH 4775S ams OSRAM | Mouser », Mouser Electronics. Consulté le: 20 octobre 2023. [En ligne]. Disponible sur: <https://www.mouser.fr/ProductDetail/720-SFH4775S>
- [88] « Thorlabs - PDA36A2 Si Switchable Gain Detector, 350 - 1100 nm, 12 MHz BW, 13 mm², Universal 8-32 / M4 Taps ». Consulté le: 16 octobre 2023. [En ligne]. Disponible sur: <https://www.thorlabs.com>
- [89] E. W. Ng et M. Geller, « A table of integrals of the Error functions », *J. Res. Natl. Bur. Stand. Sect. B Math. Sci.*, vol. 73B, n° 1, p. 1, janv. 1969, doi: 10.6028/jres.073B.001.

Annexes

Annexe 1. Description des coordonnées des lits et des émetteurs.....	123
Annexe 2. Développement de la formule analytique de la probabilité d'erreur de la modulation 2-PPM	125
Annexe 3. Paramètres liés aux travaux publiés dans [84].....	128
Annexe 4. Probabilités d'erreur avec et sans la présence des bébés pour le : scenario #1 scenario #2a scenario #2b, dans les cas extrêmes de gain	130
Annexe 5. Signal 2-PPM sans OCDMA en sortie du PDA pour les gains de 10 dB, 20 dB et 30 dB pour un débit de 100 kbit/s et à une distance de 50 cm	132

Annexe 1. Description des coordonnées des lits et des émetteurs

Tableau A1 – 1 : Coordonnées des lits dans la pièce

Lits	Coordonnées [X, Y, Z] (m)
Lit n°1	[0,05 0,6 0]
Lit n°2	[0,05 2,25 0]
Lit n°3	[0,05 3,9 0]
Lit n°4	[0,05 5,55 0]
Lit n°5	[5,4 5,55 0]
Lit n°6	[5,4 2,25 0]
Lit n°7	[0,05 3,9 0]
Lit n°8	[5,4 0,6 0]

Tableau A1 – 2 : Coordonnées des Tx placés sur les lits

Lits	Coordonnées [X, Y, Z] (m)
Lit n°1	Pied 1 [0,05 0,6 0,35] Pied 2 [1,28 0,6 0,35] Pied 3 [1,28 1,25 0,35] Pied 4 [0,05 1,25 0,35]
Lit n°2	Pied 1 [0,05 2,25 0,35] Pied 2 [1,28 2,25 0,35] Pied 3 [1,28 2,9 0,35] Pied 4 [0,05 2,9 0,35]
Lit n°3	Pied 1 [0,05 3,9 0,35] Pied 2 [1,28 3,9 0,35] Pied 3 [1,28 4,55 0,35] Pied 4 [0,05 4,55 0,35]
Lit n°4	Pied 1 [0,05 5,55 0,35] Pied 2 [5,42 5,55 0,35] Pied 3 [5,42 6,2 0,35] Pied 4 [0,05 6,2 0,35]

<p style="text-align: center;">Lit n°5</p>	<p>Pied 1 [6,65 6,2 0,35] Pied 2 [5,42 6,2 0,35] Pied 3 [5,42 5,55 0,35] Pied 4 [6,65 5,55 0,35]</p>
<p style="text-align: center;">Lit n°6</p>	<p>Pied 1 [6,65 4,55 0,35] Pied 2 [5,42 4,55 0,35] Pied 3 [5,42 3,9 0,35] Pied 4 [6,65 3,9 0,35]</p>
<p style="text-align: center;">Lit n°7</p>	<p>Pied 1 [6,65 2,9 0,35] Pied 2 [5,42 2,9 0,35] Pied 3 [5,42 2,25 0,35] Pied 4 [6,65 2,25 0,35]</p>
<p style="text-align: center;">Lit n°8</p>	<p>Pied 1 [6,65 1,25 0,35] Pied 2 [5,42 1,25 0,35] Pied 3 [5,42 0,6 0,35] Pied 4 [6,65 0,6 0,35]</p>

Annexe 2. Développement de la formule analytique de la probabilité d'erreur de la modulation 2-PPM

Nous avons fait un développement mathématique nous permettant d'implémenter de manière simple l'équation (III-23). Donc en prenant le terme de l'équation (III-24):

$$\int_{-\infty}^x \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_2^2}} \exp^{-\frac{(y-\mu_2)^2}{2\sigma_2^2}} dy dx \quad (A2-1)$$

On applique un changement de variable :

$$v = \frac{y - \mu_2}{\sqrt{2}\sigma_2} ; dv = \frac{dy}{\sqrt{2}\sigma_2} \quad (A2-2)$$

En remplaçant, (A2-2) dans (A2-1), on obtient :

$$\int_{-\infty}^{\frac{x-\mu_2}{\sqrt{2}\sigma_2}} \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_2^2}} \cdot e^{-(v)^2} \sqrt{2}\sigma_2^2 dv = \frac{1}{\sqrt{\pi}} \int_{-\infty}^{\frac{x-\mu_2}{\sqrt{2}\sigma_2}} e^{-(v)^2} dv \quad (A2-3)$$

On effectue un nouveau changement de variable :

$$v = -u ; du = -dv \quad (A2-4)$$

Donc, l'équation (A2-3), devient :

$$\frac{1}{\sqrt{\pi}} \int_{\infty}^{\frac{\mu_2-x}{\sqrt{2}\sigma_2}} -e^{-(-u)^2} du = \frac{1}{\sqrt{\pi}} \int_{\frac{\mu_2-x}{\sqrt{2}\sigma_2}}^{\infty} e^{-(u)^2} du \quad (A2-5)$$

Selon [89], nous avons :

$$erfc(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_x^{\infty} e^{-t^2} dt \quad (A2-6)$$

$$erfc(x) = 1 - erf(x) \quad (A2-7)$$

Dans notre cas, de (A2-6) l'équation (A2-5) devient :

$$\int_{-\infty}^x \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_2^2}} \cdot e^{-\left(\frac{y-\mu_2}{\sqrt{2}\sigma_2}\right)^2} dy = \frac{1}{\sqrt{\pi}} \int_{\frac{\mu_2-x}{\sqrt{2}\sigma_2}}^{\infty} e^{-(u)^2} du = \frac{1}{2} erfc\left(\frac{\mu_2-x}{\sqrt{2}\sigma_2}\right) \quad (A2-8)$$

Et finalement de (A2-7), nous obtenons :

$$\int_{-\infty}^x \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_2^2}} \cdot e^{-\left(\frac{y-\mu_2}{\sqrt{2}\sigma_2}\right)^2} dy = \frac{1}{2} erfc\left(\frac{\mu_2-x}{\sqrt{2}\sigma_2}\right) = \frac{1}{2} \left(1 - erf\left(\frac{\mu_2-x}{\sqrt{2}\sigma_2}\right)\right) \quad (A2-9)$$

L'équation (III-30), devient donc :

$$\begin{aligned}
& \int_{-\infty}^{\infty} \frac{1}{2} \left(1 - \operatorname{erf} \left(\frac{\mu_2 - x}{\sqrt{2}\sigma_2} \right) \right) \cdot e^{-\left(\frac{x-\mu_2}{\sqrt{2}\sigma_2}\right)^2} \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_{1(l)}} dx \\
&= \frac{1}{2\sqrt{2\pi}\sigma_{1(l)}} \int_{-\infty}^{\infty} e^{-\left(\frac{x-\mu_2}{\sqrt{2}\sigma_2}\right)^2} - \operatorname{erf} \left(\frac{\mu_2 - x}{\sqrt{2}\sigma_2} \right) e^{-\left(\frac{x-\mu_2}{\sqrt{2}\sigma_2}\right)^2} dx \\
&= \frac{1}{2\sqrt{2\pi}\sigma_{1(l)}} \left[\int_{-\infty}^{\infty} e^{-\left(\frac{x-\mu_2}{\sqrt{2}\sigma_2}\right)^2} dx \right. \\
&\quad \left. - \int_{-\infty}^{\infty} \operatorname{erf} \left(\frac{\mu_2 - x}{\sqrt{2}\sigma_2} \right) e^{-\left(\frac{x-\mu_2}{\sqrt{2}\sigma_2}\right)^2} dx \right] \quad (A2-10)
\end{aligned}$$

En prenant le terme de (A2-10) :

$$\int_{-\infty}^{\infty} \operatorname{erf} \left(\frac{\mu_2 - x}{\sqrt{2}\sigma_2} \right) e^{-\left(\frac{x-\mu_2}{\sigma_{1(l)}\sigma_2}\right)^2} dx \quad (A2-11)$$

On applique un changement de variable :

$$t = \frac{\mu_2 - x}{\sqrt{2}\sigma_2}; dt = \frac{-1}{\sqrt{2}\sigma_2} dx; x = \mu_2 - t\sqrt{2}\sigma_2 \quad (A2-12)$$

En remplaçant t, et x dans (A2-11) :

$$\int_{-\infty}^{\infty} \operatorname{erf}(t) \cdot e^{-\left(\frac{\mu_2 - t\sigma_2\sqrt{2} - \mu_{1(l)}}{\sigma_{1(l)}\sqrt{2}}\right)^2} (-\sigma_{1(l)}\sigma_2) dt = -\sigma_{1(l)}\sigma_2 \int_{-\infty}^{\infty} \operatorname{erf}(t) \cdot e^{-\left(\frac{-\sigma_2\sqrt{2}}{\sigma_{1(l)}\sqrt{2}}t + \frac{\mu_2 - \mu_{1(l)}}{\sigma_{1(l)}\sqrt{2}}\right)^2} dt \quad (A2-13)$$

De [89], nous avons :

$$\int_{-\infty}^{\infty} \operatorname{erf}(x) e^{-(ax+b)^2} dx = \frac{\sqrt{\pi}}{a} \operatorname{erf} \left(\frac{b}{\sqrt{a^2 + 1}} \right) \quad (A2-14)$$

En faisant correspondre (A2-13), et (A2-14) nous avons :

$$ax + b = -\frac{\sigma_2\sqrt{2}}{\sigma_{1(l)}\sqrt{2}} t + \frac{\mu_2 - \mu_{1(l)}}{\sigma_{1(l)}\sqrt{2}} \quad (A2-15)$$

$$a = -\frac{\sigma_2}{\sigma_{1(l)}}; b = \frac{\mu_2 - \mu_{1(l)}}{\sigma_{1(l)}\sqrt{2}} \quad (A2-16)$$

En remplaçant (A2-16) dans (A2-14), nous obtenons :

$$(-\sigma_2\sqrt{2}) \left(\frac{-\sqrt{\pi}}{-\sigma_2/\sigma_{1(l)}} \right) \operatorname{erf} \left(\frac{\mu_2 - \mu_{1(l)}/\sigma_{1(l)}\sqrt{2}}{\sqrt{\left(-\sigma_2/\sigma_{1(l)}\right)^2 + 1}} \right) \quad (A2-17)$$

Finalement :

$$\frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\frac{\mu_2 - x}{\sigma_{1(l)}\sigma_2} \right) = \frac{\sigma_2\sqrt{2\pi}}{\sigma_2} \sigma_{1(l)} \operatorname{erf} \left(\frac{\mu_2 - \mu_{1(l)}}{\sigma_{1(l)}\sqrt{2} \sqrt{\left(-\sigma_2/\sigma_{1(l)}\right)^2 + 1}} \right) \quad (A2-18)$$

D'autre part, une des propriétés de l'intégrale de Gauss, nous permet d'écrire :

$$\int_{-\infty}^{\infty} \frac{1}{|\sigma|\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{(x-\mu)^2}{2\sigma^2}} dx = 1 \quad (A2-19)$$

Donc le terme de (A2-10), peut s'écrire :

$$\frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_2^2}} \int_{-\infty}^{\infty} e^{-\frac{(x-\mu_{1(l)})^2}{2\sigma_2^2}} dx = 1 \quad (A2-20)$$

Et nous avons finalement :

$$\begin{aligned} \text{prob}_{(l)}(p_1 \geq p_2 | '0') &= \frac{1}{2\sqrt{2\pi\sigma_{1(l)}^2}} \left(-\frac{\sigma_{1(l)}\sqrt{2\pi}}{1} \right) \text{erf} \left(\frac{\mu_2 - \mu_{1(l)}}{\sigma_{1(l)}\sqrt{2}\sqrt{\left(\frac{-\sigma_2}{\sigma_{1(l)}}\right)^2 + 1}} \right) \\ &= -\frac{1}{2} \text{erf} \left(\frac{\mu_2 - \mu_{1(l)}}{\sqrt{2}\sqrt{(\sigma_{1(l)}^2 + \sigma_2^2)}} \right) = \frac{1}{2} - \frac{1}{2} \text{erf} \left(\frac{\mu_2 - \mu_{1(l)}}{\sqrt{2}\sqrt{(\sigma_{1(l)}^2 + \sigma_2^2)}} \right) \\ &= \frac{1}{2} \text{erfc} \left(\frac{\mu_2 - \mu_{1(l)}}{\sqrt{2}\sqrt{(\sigma_{1(l)}^2 + \sigma_2^2)}} \right) \quad (A2-21) \end{aligned}$$

Et donc :

$$P_{eb-2PPM} \leq \sum_{l=0}^{N-1} P_i(l) \cdot \left[\frac{1}{2} \text{erfc} \left(\frac{\mu_2 - \mu_{1(l)}}{\sqrt{2}\sqrt{(\sigma_{1(l)}^2 + \sigma_2^2)}} \right) \right] \quad (A2-22)$$

Annexe 3. Paramètres liés aux travaux publiés dans [84]

Tableau A3-1 : Variables des équations (III-29)

Variable	Définition
G	Gain moyen APD
T_c	Temps chip
$\lambda_s = \frac{\eta P_r}{hf}$	Nombre moyen des photons absorbés
λ_b	Lumière de fond
I_b	Courant de fuite de masse
e	Charge électron
I_s	Courant de fuite de surface
$\sigma_{th}^2 = 2k_B T_r T_c / e^2 R_L$	Variance bruit thermique
$F_e = k_{eff} G + \left(2 - \frac{1}{G}\right) (1 - k_{eff})$	Facteur de bruit excessif
k_{eff}	Taux d'ionisation effective

Le gain a été calculé suivant la formule (A3-1), en utilisant les paramètres listés dans le tableau A3-1.

$$H(0) = Ah^m \frac{(m+1)}{2\pi(d^2 + h^2)^{\frac{m+2}{2}}} T_s(\psi) g(\psi) \cos(\psi) \quad (A3-1)$$

Tableau A3-2 : Paramètres fixes

Paramètre	Symbole	Valeur
Longueur d'onde	λ	825nm
Efficacité quantique APD	η	0,6
Taux d'ionisation effective	k_{eff}	0,02
Courant de fuite de masse	I_b	0,1 nA
Courant de fuite de surface	I_s	10 nA
Lumière de fond	λ_b	10^{12} counts/s

Rapport d'extinction de Modulation	M_e	100
Température de bruit Rx	T_r	1100 °K
Resistance de charge	R_L	1030 Ω
Angle à mi- puissance	$\varphi_{1/2}$	60°
Ordre Lambertien	m	1
Gain filtre	$T_s(\psi)$	1
Gain concentrateur	$g(\psi)$	1
Hauteur E/R	h	2m

Annexe 4. Probabilités d'erreur avec et sans la présence des bébés pour le : scenario #1 scenario #2a scenario #2b, dans les cas extrêmes de gain

- **Cas extrêmes**

a) Gains plus faibles

Les figures A3-21(a), A3-1(b), et A3-1(c) illustrent respectivement les performances en termes de probabilité d'erreur en fonction de la puissance d'émission en prenant en compte les valeurs des gains les plus faibles, correspondant aux scénarios #1, #2a et #2b.

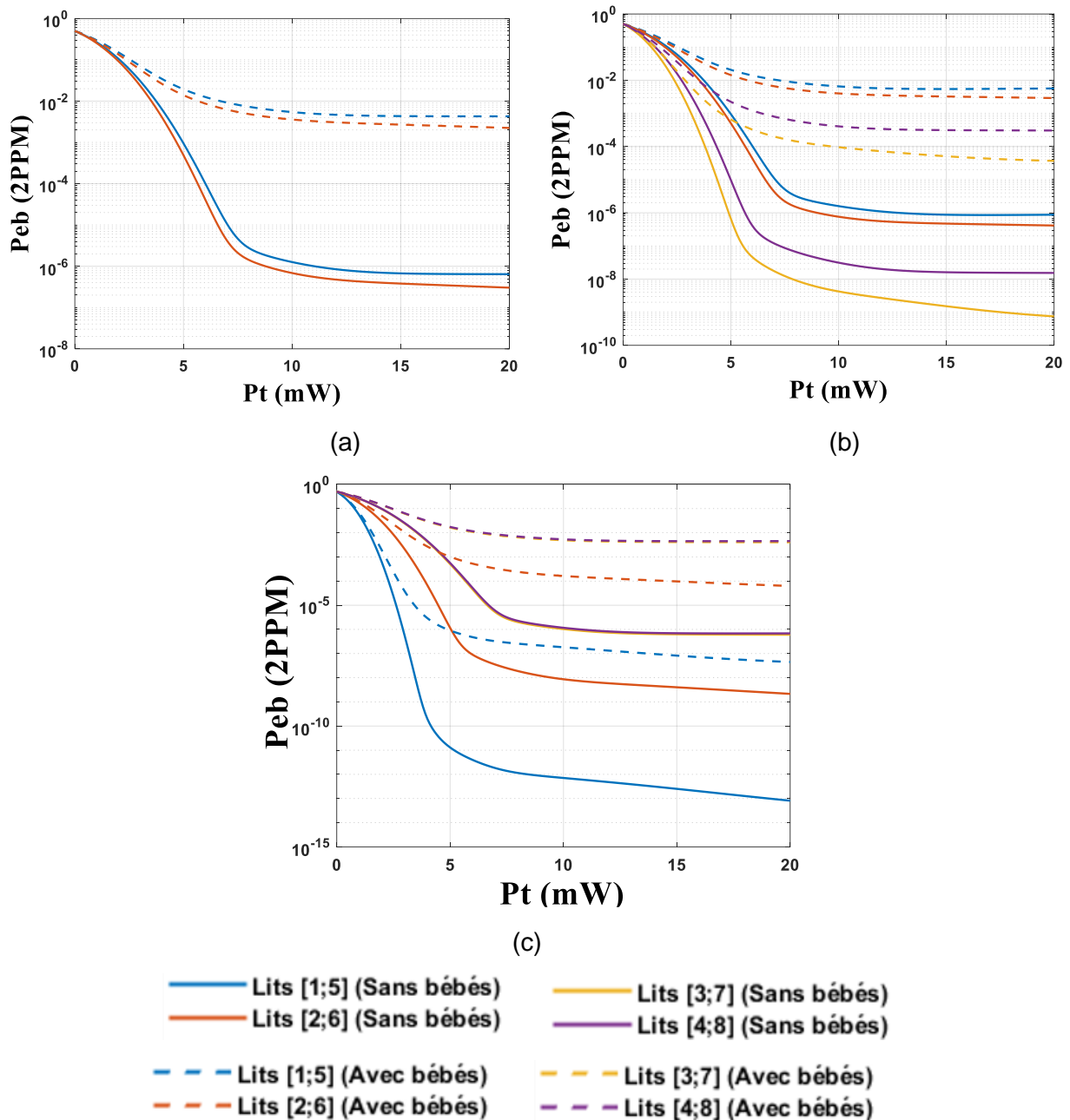


Figure A4-1 : Comparaison des probabilités d'erreur en fonction de la puissance d'émission avec et sans la présence des bébés d'émission (valeurs des gains les plus faibles) (a) scenario #1 (b) scenario #2a (c) scenario #2b

b) Gains plus élevés

Les figures A4-2(a), A4-2(b), et A4-2(c) illustrent respectivement les performances en termes de probabilité d'erreur en fonction de la puissance d'émission en prenant en compte les valeurs des gains les plus faibles, correspondant aux scénarios #1, #2a et #2b.

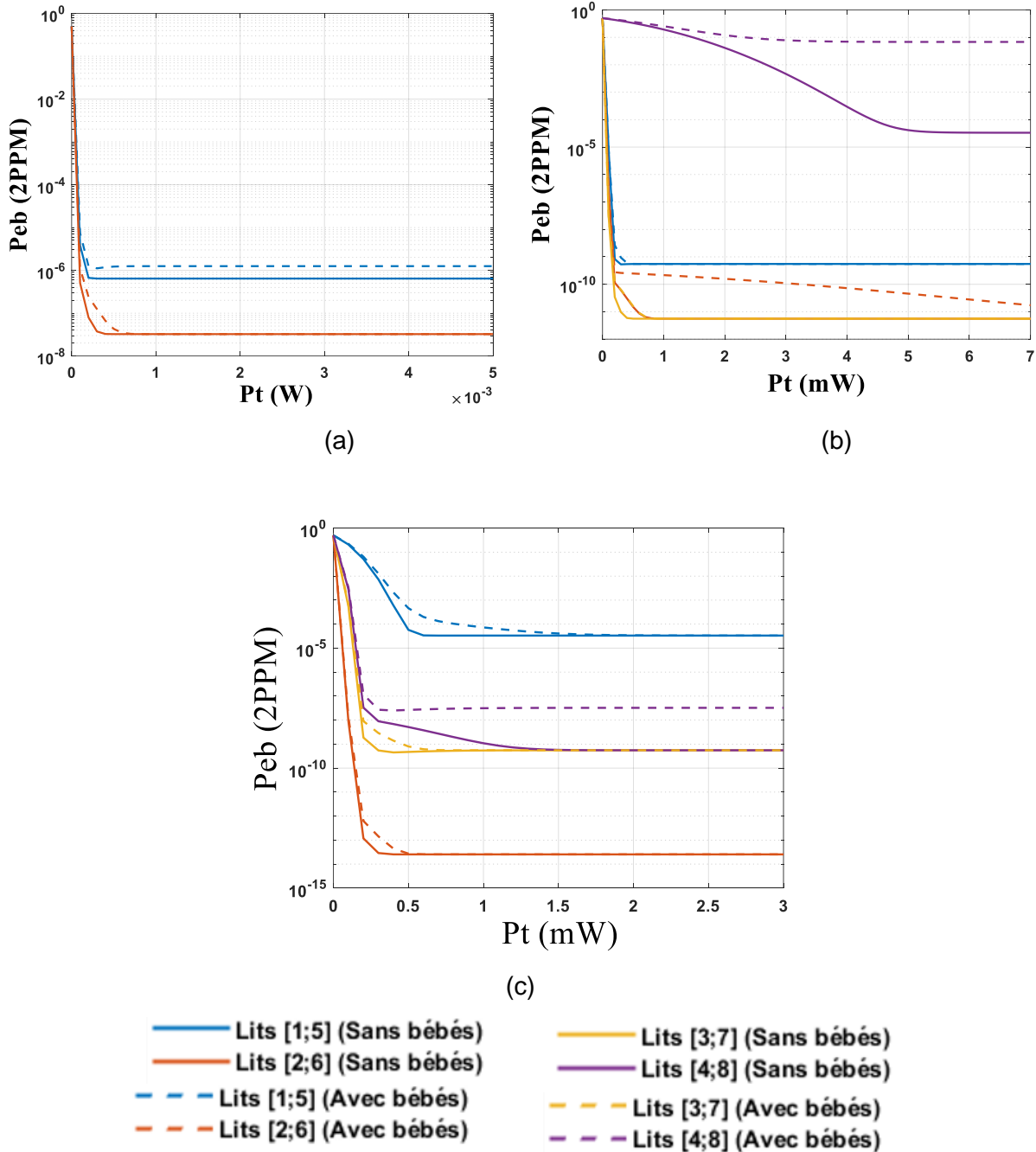
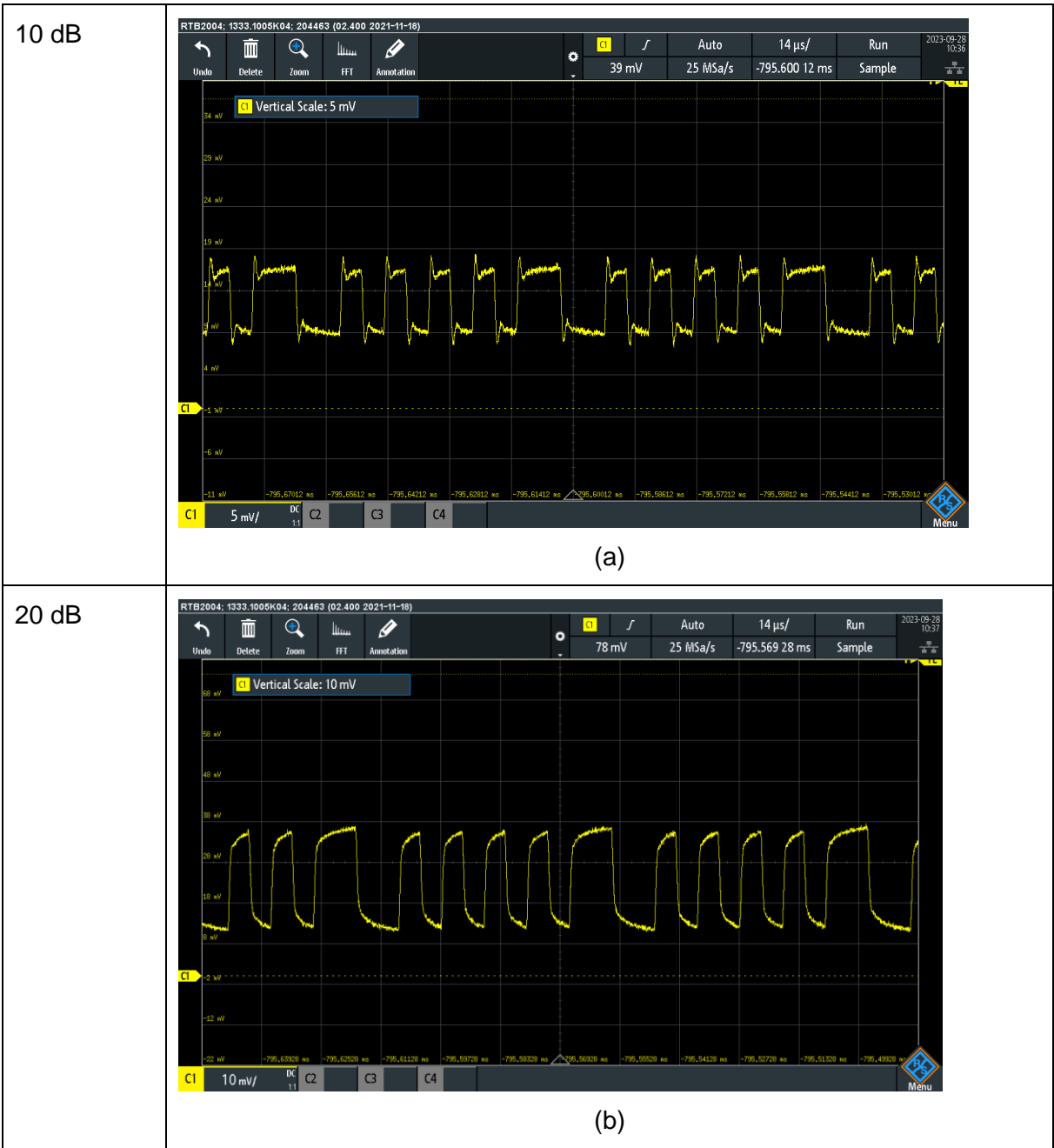
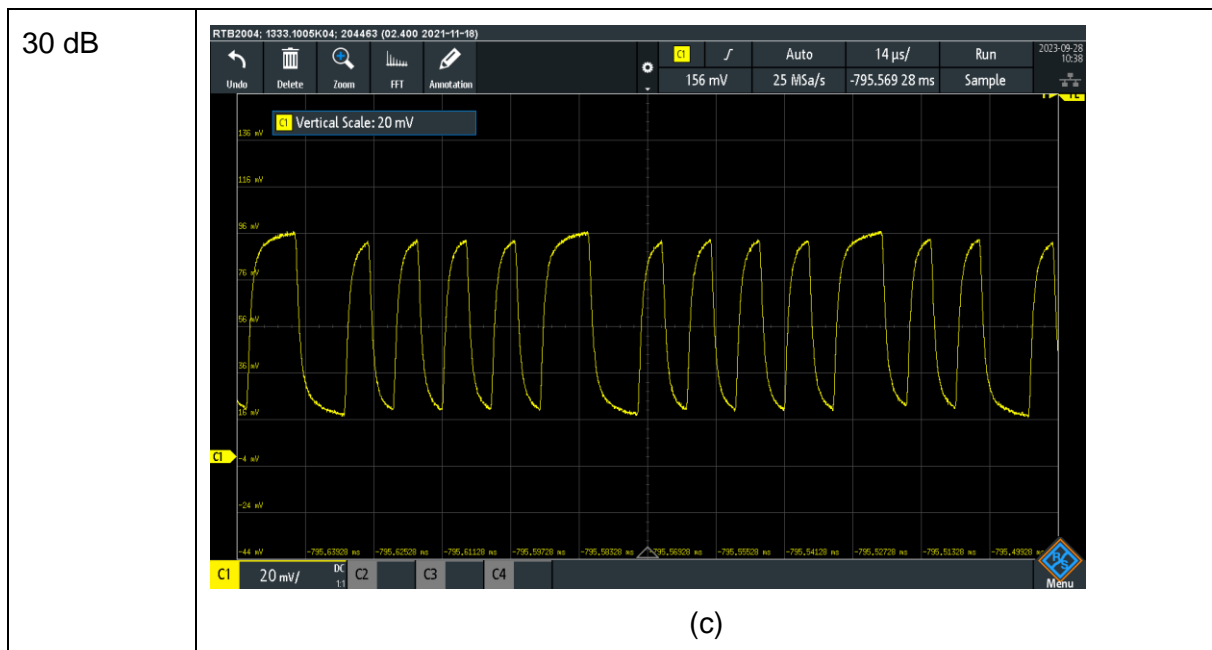


Figure A4-2 : Comparaison des probabilités d'erreur en fonction de la puissance d'émission avec et sans la présence des bébés d'émission (valeurs des gains les plus élevés) (a) scenario #1 (b) scenario #2a (c) scenario #2b

Annexe 5. Signal 2-PPM sans OCDMA en sortie du PDA pour les gains de 10 dB, 20 dB et 30 dB pour un débit de 100 kbit/s et à une distance de 50 cm





FigureA5-1 : Signal obtenu en sortie du PDA pour les gains de (a) 10 dB, (b) 20 dB et (c) 30 dB pour un débit de 100 kbit/s à 50 cm

On peut noter qu'augmenter le gain permet de faire ressortir le signal du bruit. Néanmoins on voit un effet de filtrage apparaître à partir de 30 dB qui déforme le signal et pourrait conduire à des problèmes en réception.

Liste des acronymes

Abréviation	Définition
ACO	Asymmetrically Clipped Optical
ADC	Analog Digital Converter
APD	Avalanche photodiode
AWGN	Additive White Gaussian Noise
BIBD	Balance Incomplete Block Design
BPPM	Binary Pulse Position Modulation
BRDF	Bidirectional Reflectance Distribution Function
CAP	Carrierless Amplitude and Phase
CCR	Conventional Correlation Receiver
CDMA	Code Division Multiple Access
CMOS	Complementary Metal-Oxide-Semiconductor
CSMA/CA	Carrier Sense Multiple Access with Collision Avoidance
DAC	Digital Analog Converter
FDMA	Frequency Division Multiple Access
FFT	Fast Fourier Transform
FPGA	Field-Programmable Gate Array
FSO	Free-Space Optics
FOV	Field Of View
HL	Hard Limiter
IAM	Interférence Accès Multiple
IEC	International Electrotechnical Commission
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers

IES	Interférence Entre Symboles
IM/DD	Intensity Modulation/Direct Detection
IFFT	Inverse Fast Fourier Transform
IoT	Internet Of Things
IP	Internet Protocol
IR	Infrared
LED	Light Emitting Diode
LD	Laser Diode
Li-Fi	Light Fidelity
LOS	Line Of Sight
MC	Monte-Carlo
MCG	MC Gathering
MCS	MC Shooting
MIMO	Multiple Input Multiple Output
MISO	Multiple Input Single Output
NLOS	Non Line Of Sight
NOMA	Non Orthogonal Multiple Access
OCC	Optical Camera Communication
OCDMA	Optical Code Division Multiple Access
OFDM	Optical Frequency Division Multiplexing
OFDMA	Optical Frequency Division Multiple Access
OOC	Optical Orthogonal Codes
OOK	On-Off Keying
OWC	Optical Wireless Communication
PAPR	Peak-to-Average Power Ratio
PC	Prime Codes
PD	Photodiode

PIC	Parallel Interference Cancellation
PIN	Positive Intrinsic Negative
PPM	Pulse Position Modulation
RF	Radiofréquences
RGB	Red Green Blue
RMS	Root Mean Square
SDMA	Spatial Division Multiple Access
SIMO	Single Input Multiple Output
SISO	Single Input Single Output
TEB	Taux d'Erreur Binaire
TDMA	Time Division Multiple Access
USRP	Universal Software Radio Peripheral
UV	Ultra-Violet
VLC	Visible Light Communication
WDMA	Wavelength Division Multiple Access
Wi-Fi	Wireless Fidelity

Etude et mise en œuvre de la technologie Li-Fi pour un lit de bébé connecté sans fil et sans radio

Le domaine de la télésurveillance a connu un grand essor ces dernières décennies et concerne divers contextes par exemple en milieu hospitalier, en maison de retraite, chez les particuliers. La majorité des systèmes de télésurveillance existants aujourd'hui reposent sur la technologie des radiofréquences (RF). Nous proposons dans cette thèse, des travaux portant sur la télésurveillance dans un contexte nouveau qui concerne une crèche. Les RF présentant certains inconvénients, comme l'impact des interférences électromagnétiques, mais aussi des failles de sécurité, une solution alternative est la technologie de communication par optique sans fil. Ainsi, nous avons étudié l'utilisation de la technologie infrarouge pour la transmission simultanée de données issues de capteurs placés sur les pieds des lits de bébé mais aussi sur les bébés couchés dans leur lit au sein de la crèche. Le système de réception est constitué de photodiodes situées aux coins d'un panneau d'éclairage central au plafond de l'environnement. La simulation du canal réalisée grâce à la technique de lancer de rayons associée à la méthode de Monte-Carlo a permis de déterminer le gain du canal pour chaque dispositif. Plusieurs scénarios de déploiement ont été définis en considérant le caractère amovible ou fixe des dispositifs et l'interchangeabilité des lits dans la pièce. Le partage du canal utilise la technique d'accès multiple par répartition de codes (OCDMA) associée aux codes optiques orthogonaux (OOC) dont la principale limitation est l'interférence d'accès multiple (IAM). Les performances de la modulation binaire par position d'impulsion (2-PPM) avec OCDMA et un décodage souple en réception ont été établies théoriquement et par simulation pour les différents scénarios définis considérant un réseau de 11 utilisateurs constitué de 8 lits et 3 dispositifs portés par des bébés. Les résultats ont été obtenus avec des récepteurs conventionnels par corrélation sans et avec limiteur puis un récepteur à annulation parallèle d'interférence plus efficace pour réduire l'impact de l'IAM. De plus, la faisabilité de l'utilisation de la technique OCDMA pour la transmission simultanée en optique sans fil a été mise en évidence par des expérimentations menées grâce à un banc de test développé en radio logicielle. Le banc a été mis en place, en utilisant des USRP (Universal Software Radio Peripheral) et des front-ends optique sans fil développés spécifiquement.

Mots-clés : communications optiques sans fil, télésurveillance, infrarouge, modulation de position d'impulsion, accès multiple par répartition de codes optiques, codes optiques orthogonaux, récepteur à annulation parallèle d'Interférence, radio logicielle

Study and implementation of Lifi technology for a wireless and radio-free connected baby bed

The field of the remote monitoring has experienced significant advancements in recent decades, and now covers different contexts, such as hospitals, retirement homes, and private homes also. The majority of existing systems are based on radio frequency technology (RF). We propose in this thesis, research focused on remote monitoring in a new context involving a nursery. Given the limitations of RF technology, including the impact of electromagnetic interference, and security vulnerabilities, an alternative solution is optical wireless communication technology. Therefore, we investigated the use of infrared technology for simultaneous transmission of data collected from sensors placed on the foot of baby beds, and also on the babies themselves lying in their beds within the nursery. The reception system consists of photodiodes positioned at the corners of a central lighting panel on the ceiling. The channel simulation carried out using ray-tracing and Monte-Carlo methods was used to determine the channel gain for each device. Several deployment scenarios were defined, considering the nature of the devices (removable or fixed) and the interchangeability of beds in the room. The channel sharing employs the code division multiple access (OCDMA) associated with the optical orthogonal codes (OOC) with the primary constraint being the



multiple access interference (MAI). The performance of binary pulse position modulation (2-PPM) with OCDMA and soft decoding in reception was studied theoretically and by simulation involving the different scenarios. These scenarios consider a network of 11 users, consisting of 8 beds and 3 devices carried by babies. Results were obtained using the conventional correlation receiver without and with hard limiters, as well as a parallel interference cancellation receiver to reduce the impact of MAI. Additionally, the feasibility of implementing OCDMA technology for simultaneous optical wireless communication transmission was demonstrated through experimental work using a test bench developed in software-defined radio. The test bench was established using universal software radio peripheral (USRP), and specially designed wireless optical front-ends.

Keywords: optical wireless communication (OWC), remote monitoring, infrared (IR), pulse position modulation (PPM), optical code division multiple access (OCDMA), optical orthogonal codes (OOC), parallel interference cancellation receiver (PIC), software-defined radio (SDR).

