

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE  
MINISTRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE  
SCIENTIFIQUE

UNIVERSITE M'HAMED BOUGARA-BOUMERDES



**Faculté de Technologie**

**Département Ingénierie des Systèmes Electriques**

**Mémoire de Master**

Présenté par : **MORSI Noudjoud et REFAS Souad**

**Filière : Télécommunications**

**Spécialité : Réseaux et Télécommunications**

---

**Canaux et architecture pour les  
communications en lumière visible**

---

**Soutenu le 28 / 10 /2020 devant le jury composé de:**

|             |            |            |      |            |
|-------------|------------|------------|------|------------|
| Mme ACHELI  | Dalila     | Professeur | UMBB | Présidente |
| Mr MESSOUDI | Noureddine | MCA        | UMBB | Examineur  |
| Mr BAICHE   | Karim      | MCA        | UMBB | Examineur  |
| Mme GHANEM  | Khalida    | Professeur | CDTA | Promotrice |
| Mr MERAIHI  | Yassine    | MCA        | UMBB | Rapporteur |

**Année Universitaire : 2019/2020**

## **Remerciements**

*Nous remercions Dieu miséricordieux pour nous avoir donné le courage, la force et la volonté qui nous ont accompagnés tout au long de cette période d'étude.*

*Notre profonde gratitude s'adresse ensuite à notre directrice de mémoire, **Madame Khalida GHANEM**, Professeur au Centre de Développement des Technologies Avancées, pour tous ses conseils avisés, sa disponibilité, sa patience, sa modestie et son soutien technique et moral. Ce travail n'aurait pas été possible sans son aide.*

*On souhaiterait aussi remercier notre promoteur **Monsieur Yassine MERAIHI**, Maître de conférences à l'université de Boumerdes, d'avoir accepté de diriger ce travail, pour sa confiance et son soutien inestimable.*

*Nos remerciements vont également à **Madame Dalila Acheli**, Professeur à l'université de Boumerdes, qui nous a fait l'honneur de présider le jury. Nos remerciements s'adressent aussi à **Monsieur Noureddine Messoudi**, et **Monsieur Baiche Karim**, Maîtres de conférences à l'université de Boumerdes, qui ont accepté d'examiner notre travail.*

*Enfin, nos remerciements les plus chaleureux vont à nos parents et familles, qui ont cru en nous.*

## **Dédicaces**

*Je dédie ce travail ;*

*Résultat de toutes mes années d'étude*

*A ma maman qui m'a toujours encouragé, conseillé et soutenu*

*Inconditionnellement moralement et physiquement. Que ce modeste travail*

*Soit l'exaucement de ses vœux tant formulés, le fruit de ses innombrables*

*Sacrifices, bien que je ne l'en acquitterai jamais assez. Puisse Dieu, le Très*

*Haut, lui accorde la santé, le bonheur, une longue vie et faire en sorte que*

*Jamais je ne la déçoive.*

*A mon très cher frère Riad,*

*A ma chère sœur Nihad et son époux Yassine,*

*Que je remercie pour leur soutien moral et leurs conseils précieux tout au long de mes études.*

*A mon adorable binôme Noudjoud avec qui j'ai eu plaisir à réaliser ce travail,*

*A ma compagnante pendant mon parcours universitaire, meilleure amie, Katia.*

*A la plus belle personne que je connaisse, Fella.. Je ne te remercierai jamais assez pour ton amabilité, ta générosité, ton aide précieuse.*

*A mon conseiller, et mon ami fidèle Oussama qui m'a assisté dans les moments difficiles, merci pour tout le temps que tu as consacré pour moi.*

*A ma très chère amie Khadidja, merci pour ton soutien pendant ces années sans faille on a eu pas mal de souvenirs.*

**REFAS SOUAD**

*Je dédie ce travail à mes très chers parents, pour tous leurs sacrifices, leur amour, leur tendresse, leur soutien et leurs prières tout au long de mes études.*

*A mes chères sœurs pour leurs encouragements permanents, et leur soutien moral. A mes chers frères pour leur appui et leur encouragement, A toute ma famille pour leur soutien tout au long de mon parcours universitaire.*

**MORSI NOUDJOURD**

## Résumé

La communication par lumière visible (VLC) est une technologie émergente, qui intègre la communication et l'éclairage. Elle est devenue un sujet de recherche très actif dans le domaine des communications sans fil, en raison de ses caractéristiques uniques d'utilisation du spectre sans licence, de la prise en charge d'un débit de données élevé et de sa résistance aux interférences électromagnétiques. VLC est basée sur la transmission d'impulsions lumineuses qui appartiennent au spectre visible. Elle offre une largeur de bande énorme de (390 THz). Cette technologie utilise des LEDs comme émetteurs et des photodiodes comme récepteurs, des dispositifs qui, bien que présents depuis des décennies sur le marché mondial, ne voient que récemment leurs performances s'améliorer et leur utilisation se répandre.

Dans ce travail, nous commençons par une introduction aux communications par lumière visible. Ensuite, une revue des bases de la photométrie est exploitée pour établir ultérieurement les modèles des canaux des systèmes VLC, ainsi que les caractéristiques des émetteurs et des récepteurs de ces systèmes. Diverses techniques de modulation bien adaptées aux VLCs seront subséquemment introduites. Enfin, la dernière section présentera les résultats de simulation relative au canal VLC dans le cas d'un scénario en visibilité directe (LOS) et de celui de non-visibilité (NLOS), ainsi que ceux portant sur les techniques de modulation pouvant être utilisées dans les systèmes de communication par lumière visible.

**Mots-clés :** Communication par lumière visible, Modèles de canaux VLC, LED, Photodetecteur, LOS, NLOS.

## **Abstract**

Visible light communication (VLC) is a newly emerging technology, which integrates communication and lighting, and has become a very active research topic in the field of wireless communications, because of its unique features in using unlicensed spectrum, its support of high data rate and its resistance to electromagnetic interferences. VLC is based on the transmission of light pulses that belong to the visible spectrum. It offers a huge bandwidth of (390 THz). This technology uses LEDs as the transmitter and photodiodes as the receiver, devices that, although they have been present on the world market for decades, have only recently seen their performance improve and spread.

In this work, we begin with an introduction to visible light communications. Then a review of the basics of photometry is exploited to establish channel models of VLC systems, and characteristics of the transmitters and receivers of these systems. Various modulation techniques well -suited for VLCs are subsequently introduced. Finally, last section will deal with simulation results relative to VLC channel in the case of line-of-sight (LOS) and non-line of sight (NLOS) scenarios, along with the ones pertaining to the modulation techniques that can be used in visible light communications systems.

**Keywords:** Visible light communication, VLC channel models, LED, Photodetector, LOS, NLOS.

## ملخص

الاتصالات الضوئية المرئية (VLC) هي تقنية ناشئة تدمج الاتصالات والإضاءة. لقد أصبح موضوعًا بحثيًا نشطًا للغاية في مجال الاتصالات اللاسلكية، نظرًا لخصائصه الفريدة في استخدام الطيف غير المرخص، ودعم معدل البيانات المرتفع ومقاومة التداخل الكهرومغناطيسي. يعتمد VLC على نقل نبضات الضوء التي تنتمي إلى الطيف المرئي. يقدم عرض نطاق ترددي ضخم (390 THz). تستخدم هذه التقنية مصابيح LED كمصدر للانبعاثات والصمامات الثنائية الضوئية كمستقبلات، وهي أجهزة، على الرغم من وجودها لعقود في السوق العالمية، إلا أنها شهدت مؤخرًا تحسنًا في أدائها وانتشار استخدامها.

في هذا العمل، نبدأ بمقدمة لاتصالات الضوء المرئي. بعد ذلك، مراجعة لأساسيات القياس الضوئي لمواصلة إنشاء نماذج القنوات لأنظمة VLC، بالإضافة إلى خصائص أجهزة الإرسال وأجهزة الاستقبال الخاصة بهذه الأنظمة. سيتم لاحقًا تقديم تقنيات تعديل مختلفة مناسبة تمامًا لـ VLCs. أخيرًا، سيقدم القسم الأخير نتائج المحاكاة المتعلقة بقناة VLC في حالة سيناريو خط البصر (LOS) وعدم الرؤية (NLOS)، بالإضافة إلى تلك المتعلقة بتقنيات التشكيل التي يمكن استخدامها. في أنظمة اتصالات الضوء المرئي.

الكلمات الرئيسية: اتصالات الضوء المرئي، نماذج قنوات VLC، LED، جهاز الكشف الضوئي، LOS،

NLOS

## Table des matières

|                                                                                                       |    |
|-------------------------------------------------------------------------------------------------------|----|
| Liste des figures .....                                                                               | 10 |
| Liste des tableaux .....                                                                              | 13 |
| Liste des abréviations .....                                                                          | 14 |
| Introduction générale.....                                                                            | 18 |
| Chapitre I. Généralités sur la communication par la lumière visible .....                             | 22 |
| Introduction .....                                                                                    | 22 |
| I.1. Historique .....                                                                                 | 23 |
| I.2. Avantages .....                                                                                  | 25 |
| I.3. Inconvénients .....                                                                              | 25 |
| I.4. Architecture des VLCs .....                                                                      | 26 |
| I.4.1. Couche MAC .....                                                                               | 27 |
| I.4.2. Couche physique.....                                                                           | 28 |
| I.5. Normalisation des VLCs .....                                                                     | 31 |
| I.6. Applications des VLCs .....                                                                      | 33 |
| I.6.1. Applications en milieu extérieur (Outdoor).....                                                | 33 |
| I.6.2. Applications sous-marines .....                                                                | 34 |
| I.6.3. Applications en milieu intérieur (Indoor) .....                                                | 34 |
| I.6.4. Applications médicales.....                                                                    | 35 |
| I.6.5. Li-Fi .....                                                                                    | 36 |
| Conclusion .....                                                                                      | 36 |
| Chapitre II. Modélisation des canaux et des systèmes pour les communications en lumière visible ..... | 38 |
| Introduction .....                                                                                    | 38 |
| II.1. Théorie de base de photométrie .....                                                            | 38 |

|                                                                                          |    |
|------------------------------------------------------------------------------------------|----|
| II.1.1. Flux lumineux .....                                                              | 38 |
| II.1.2. Intensité lumineuse .....                                                        | 39 |
| II.1.3. Eclairage .....                                                                  | 39 |
| II.1.4. Luminance .....                                                                  | 39 |
| II.1.5. Radiateur de Lambert .....                                                       | 40 |
| II.2. Modélisation des canaux pour les communications par lumière visible.....           | 40 |
| II.2.1. Lien point à point .....                                                         | 41 |
| II.2.2. Lien diffusant .....                                                             | 43 |
| II.3. Systèmes de communication à lumière visible .....                                  | 44 |
| II.3.1. Caractéristiques des émetteurs à LED .....                                       | 46 |
| II.3.2. Caractéristiques des récepteurs .....                                            | 48 |
| II.3.3. Les sources de bruits .....                                                      | 49 |
| II.4. Description des canaux de communication par lumière visible.....                   | 52 |
| II.4.1. Modèle du canal de communication par lumière visible proposé par Lee et al ..... | 53 |
| II.4.2. Modèle de canal proposé par Rajbhandari et al .....                              | 54 |
| II.4.3. Modèle de canal proposé par Ding De Qiang et al.....                             | 55 |
| II.4.4. Modèle de canal proposé par Zhou Zhou et al .....                                | 56 |
| II.4.5. Modèle de sphère d'intégration .....                                             | 57 |
| Conclusion .....                                                                         | 58 |
| Chapitre III. Techniques de modulation pour les systèmes VLC.....                        | 60 |
| Introduction .....                                                                       | 60 |
| III.1. Techniques de modulation de base .....                                            | 60 |
| III.2. Types de modulation .....                                                         | 61 |
| III.2.1. La Modulation OOK .....                                                         | 61 |

|                                                                                       |     |
|---------------------------------------------------------------------------------------|-----|
| III.2.2. Modulation PPM .....                                                         | 63  |
| III.2.3. DSSS (Direct Sequence Spread Spectrum).....                                  | 65  |
| III.2.4. Modulation OFDM .....                                                        | 70  |
| III.2.5. Modulation CSK (Color Shift Keying).....                                     | 73  |
| Conclusion .....                                                                      | 75  |
| Chapitre IV. Partie simulation.....                                                   | 78  |
| Introduction .....                                                                    | 78  |
| IV.1. Simulation du canal LOS (Line-Of-Sight) .....                                   | 78  |
| IV.1.1. Comparaison entre l'utilisation de quatre LEDs et d'une matrice de LEDs ..... | 81  |
| IV.1.2. Utilisation d'un concentrateur optique .....                                  | 83  |
| IV.2. Etude de la variation du type de modulation.....                                | 84  |
| IV.2.1. Simulation OOK .....                                                          | 85  |
| IV.2.2. Etude paramétrique de la performance avec OOK dans le cas d'un canal LOS ..   | 90  |
| IV.2.3. Simulation L-PPM .....                                                        | 93  |
| IV.3. Canal NLOS (Non-Line-Of-Sight).....                                             | 99  |
| IV.3.1. La simulation du canal NLOS .....                                             | 99  |
| IV.3.2. Etalement du retard.....                                                      | 103 |
| IV.3.3. Performance en termes de BER avec la modulation OOK dans le cas NLOS ...      | 105 |
| IV.3.4. Performance en termes de BER avec la modulation L-PPM dans le cas NLOS        | 106 |
| Conclusion .....                                                                      | 107 |
| Conclusion générale .....                                                             | 109 |
| Bibliographie .....                                                                   | 112 |

## Liste des figures

|                                                                                                                               |    |
|-------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|----|
| Figure I-1 Diagramme de l'utilisation actuelle des ressources du spectre.....                                                 | 22 |
| Figure I-2 Spectre optique de l'ultraviolet à l'infrarouge.....                                                               | 23 |
| Figure I-3 Tours de sémaphore à Nalbach, Allemagne .....                                                                      | 24 |
| Figure I-4 Architecture en couches des VLCs. ....                                                                             | 27 |
| Figure I-5 Topologies MAC prises en charge par IEEE 802.15.7. ....                                                            | 27 |
| Figure I-6 Modèle de système de couche physique typique de VLC.....                                                           | 28 |
| Figure I-7 Allocation de fréquence des sous- porteuse utilisées par JEITA. ....                                               | 32 |
| Figure I-8 Illustration des applications VLC en canal extérieur. ....                                                         | 33 |
| Figure II-1 Schéma d'un radiateur de Lambert.....                                                                             | 40 |
| Figure II-2 Illustration d'un lien LOS entre un émetteur et un récepteur. ....                                                | 42 |
| Figure II-3 Illustration d'un lien optique à une réflexion entre un émetteur et un récepteur...                               | 44 |
| Figure 0-1 Schéma d'un système de communication à lumière visible typique.....                                                | 45 |
| Figure II-5 Géométrie de base de la source lumineuse, du réflecteur et du récepteur de communication en lumière visible. .... | 45 |
| Figure II-6 Impact des différentes sources de bruits optiques comparé à la réponse en fréquence d'une photodiode. ....        | 49 |
| Figure II-7 Schéma du modèle de canal de communication par lumière visible proposé par Lee et al. ....                        | 53 |
| Figure II-8 Système de communication optique sans fil intérieur typique présenté par Zhou et al. ....                         | 57 |
| Figure III-1 Comparaison des codes Manchester et NRZ.....                                                                     | 60 |
| Figure III-2 Schéma fonctionnel d'un récepteur IM / DD typique. ....                                                          | 61 |
| Figure III-3 Illustration des formes d'onde L-PPM et I-LPPM.....                                                              | 63 |
| Figure III-4 Illustration 4-PMM .....                                                                                         | 63 |
| Figure III-5 Schéma fonctionnel conceptuel de l'émetteur et du récepteur DSSS. ....                                           | 65 |
| Figure III-6 Processus d'étalement et des-étalement du signal dans le domaine fréquentiel. ..                                 | 66 |

|                                                                                                                                                                                                                                                     |    |
|-----------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|----|
| Figure III-7 Modulation SIK pour VLC.....                                                                                                                                                                                                           | 68 |
| Figure III-8 Spectre des sous-porteuses OFDM.....                                                                                                                                                                                                   | 71 |
| Figure III-9 Processus de modulation et de démodulation de l'OFDM.....                                                                                                                                                                              | 71 |
| Figure III-10 Schéma fonctionnel d'un lien VLC prenant en charge la modulation CSK.....                                                                                                                                                             | 72 |
| Figure III-11 Diagramme de chromaticité CIE 1931 xy. ....                                                                                                                                                                                           | 72 |
| Figure IV-1 Puissance optique reçue à un angle de demi-puissance égal à $10^\circ$ . ....                                                                                                                                                           | 79 |
| Figure IV-2 Puissance optique reçue à un angle de demi-puissance égal à $30^\circ$ . ....                                                                                                                                                           | 79 |
| Figure IV-3 Puissance optique reçue à un angle de demi-puissance égal à $75^\circ$ . ....                                                                                                                                                           | 80 |
| Figure IV-4 Puissance optique reçue à un angle de mi- puissance égal à $10^\circ$ en utilisant une matrice de LEDs.....                                                                                                                             | 81 |
| Figure IV-5 Puissance optique reçue en watt à un angle de mi- puissance égal à $10^\circ$ en utilisant quatre LEDs comme émetteur.....                                                                                                              | 81 |
| Figure IV-6 Distribution de la puissance optique reçue avec utilisation d'un concentrateur optique d'indice $n=1$ (effet du concentrateur négligé) .....                                                                                            | 82 |
| Figure IV-7 Distribution de la puissance optique reçue obtenue avec utilisation d'un concentrateur optique d'indice $n=1.5$ et un angle de mi- puissance égal à $10^\circ$ .....                                                                    | 83 |
| Figure IV-8 Enveloppe d'onde reçue de OOK.....                                                                                                                                                                                                      | 84 |
| Figure IV-9 Schéma bloc utilisant la modulation OOK.....                                                                                                                                                                                            | 85 |
| Figure IV-10 Simulation du BER pour la modulation OOK avec un signal aléatoire de 10000 bits .....                                                                                                                                                  | 89 |
| Figure IV-11 Effet des différents paramètres sur la performance en termes de BER pour le scénario LOS : (a) effet de la hauteur, (b) effet de l'angle de demi-puissance, (c) effet du bruit, (d) effet du concentrateur et (d) effet du filtre..... | 90 |
| Figure IV-12 Schéma bloc de la modulation L-PPM.....                                                                                                                                                                                                | 93 |
| Figure IV-13 Simulation du SLER avec 2-PPM. Le vert représente la fonction théorique et magenta représente la fonction simulée.....                                                                                                                 | 96 |
| Figure IV-14 Simulation du SLER avec 4-PPM.....                                                                                                                                                                                                     | 97 |
| Figure IV-15 Simulation du SLER avec 8-PPM.....                                                                                                                                                                                                     | 97 |
| Figure IV-16 Comparaison des performances en BER des modulations OOK, 2-PPM, 4-PPM,                                                                                                                                                                 |    |

|                                                                                                                      |     |
|----------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|-----|
| 8-PPM et 16-PPM.....                                                                                                 | 97  |
| Figure IV-17 Répartition de la puissance reçue avec une réflexion.....                                               | 99  |
| Figure IV-18 Répartition de la puissance reçue avec une réflexion ( $l_z=2$ ).....                                   | 100 |
| Figure IV-19 Répartition de la puissance reçue avec une réflexion ( $l_z=7$ ).....                                   | 100 |
| Figure IV-20 Puissance optique reçue avec une réflexion sur chaque mur de la pièce en plus de la composante LOS..... | 101 |
| Figure IV-21 Distribution de la puissance optique reçue avec une réflexion sur les 4 murs en l'absence du lien LOS.. | 102 |
| Figure IV-22 La distribution de Drms dans la pièce en présence de la composante LOS.....                             | 104 |
| Figure IV-23 La distribution de Drms dans la pièce en l'absence de la composante LOS....                             | 104 |
| Figure IV-24 Simulation du BER du canal LOS et NLOS avec OOK. ....                                                   | 105 |
| Figure IV-25 Simulation des BERs des canaux LOS et NLOS avec 4-PPM... ..                                             | 105 |
| Figure IV-26 Simulation des BERs des canaux LOS et NLOS avec 8-PPM.....                                              | 105 |

## Liste des tableaux

|                                                                                                                       |    |
|-----------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|----|
| Tableau I-1 Spécifications du mode de fonctionnement PHY I.....                                                       | 29 |
| Tableau -I2 Spécifications du mode de fonctionnement PHY II. ....                                                     | 29 |
| Tableau I-3 Spécifications du mode de fonctionnement PHY III. ....                                                    | 30 |
| Tableau I-4 Classification des périphériques IEEE 802.15.7.....                                                       | 32 |
| Tableau II-5 Valeur du photocourant $I_b$ généré en fonction de la source dans le domaine du visible .....            | 50 |
| Tableau III-6 Centre, code et coordonnées chromatiques utilisés par les sept bandes adoptées dans le schéma CSK. .... | 73 |

## Liste des abréviations

### A

ASK : Amplitude Shift Keying  
AWGN : Bruit Additif Blanc Gaussien

### B

BER : Bit Error Rate

### C

CC : Code Convolutionnel  
CIE : Commission Internationale Illumination  
CSK : Color Shift Keying

### D

DAC : Digital To Analog  
DSP : Densité Spectrale de Puissance  
DSSS : Direct Sequence Spread Spectrum

### F

FFT : Fast Fourier Transform  
FOV : Field Of View

### G

GPS : Global Positioning System

### H

HPF : Filtre Passe Haut

### I

I2V : communication Infrastructure à Véhicule  
IEEE : Institute of Electrical and Electronics Engineers  
IFFT : Inverse Fast Fourier Transform  
IM : Intensity Modulation  
IPV : Faible Probabilité Interception  
IR : Infrarouge  
ISI : Intersymbol Interference  
ITS : Intelligent Transport System

### J

JEITA : Japan Electronics and Information Technology Industries Association

### L

LED : Light Emitting Device  
Li-Fi : Light Fidelity

LOS : Line Of Sight  
L-PPM : Modulation de Position Impulsion

## **M**

MAC : Medium Access Control  
MIMO : Multiple Input Multiple Output

## **N**

NLOS: Non Line Of Sight  
NRZ : Non Retour à Zéro

## **O**

OC : Optical Communication  
OF : Optical Fibre  
OFDM : Orthogonal Frequency Division Multiplexing  
OOK : On Off Keying  
OWC : Optical Wireless Communication

## **P**

PAPR : Peak to Average Power Ratio  
PG : Gain de Traitement  
PPM : Pulse Position Modulation

## **Q**

QAM : Amplitude en Quadrature

## **R**

RF : Radio Fréquence  
RGB : Red Green Blue  
RMS : Root Mean Square  
RS : Reed Solman  
RVB : Rouges Vertes Bleues  
RZ : Return to Zero

## **S**

SCM : Multiplexage Sous Porteuse  
SC-PSK : Modulation à Décalage de Phase de Sous Porteuse  
SER : Symbol Error Rate  
SIK : Séquence Inverse Keying  
SLER : Signal to Listener Echo Ratio  
SNR : Signal to Noise Ratio

## **V**

V2I : Communication Véhicule à Infrastructure  
V2V : Communication Véhicule à Véhicule  
VL : Visible Light

VLC : Visible Light Communication

VLCC : Visible Light Communication Consortium

## **W**

WDM : Multiplexage par Répartition en Longueur d'onde

Wi-Fi : Wireless Fidelity

# **INTRODUCTION GENERALE**

## Introduction générale

Au cours de ces dernières années, la technologie de communication sans fil s'est largement répandue. La raison réside dans le besoin des gens de rester toujours connectés au réseau. Que ce soit pour le travail ou pour le plaisir, de plus en plus de personnes ont besoin d'être connectées, n'importe quand, à n'importe quel endroit et ceci à haut débit. En outre, avec le développement de la technologie du web, la quantité des données transmises a augmenté de manière drastique.

Jusqu'à présent, la technologie basée sur les radiofréquences a pu répondre à ces exigences, mais dans un avenir, peut être très proche, se posera le problème de la saturation du spectre électromagnétique associé aux radiofréquences (de quelques kHz à 300 GHz). Ceci est principalement dû à l'explosion du volume des données transmises.

On note également une méfiance généralisée croissante envers la présence d'ondes électromagnétiques dans notre quotidien. Outre les perturbations qu'elles peuvent engendrer sur les appareils qui nous entourent, c'est principalement leur impact sur la santé qui est pointé du doigt. Même si les conséquences de cet impact restent encore à définir, il est certain que l'effet biologique sur le long terme de l'exposition prolongée aux radiofréquences est à craindre.

Cette préoccupation est également importante dans les milieux sensibles aux interférences, dans lesquels on doit éviter toutes les interférences électromagnétiques possibles, telles que dans les hôpitaux, les aéroports, les mines et les usines chimiques.

Pour toutes ces raisons, l'utilisation de technologies sans fil alternatives ou complémentaires aux radiofréquences présente un grand intérêt. L'une des possibilités les plus prometteuses est basée sur l'utilisation des ondes optiques. Initialement développée dans le domaine de l'infrarouge (IR), la technologie de communication par optique sans fil connaît actuellement un grand essor dans le spectre visible depuis la démocratisation des LEDs pour l'éclairage. En effet, autrefois très onéreuses, les LEDs sont de moins en moins chères. Une caractéristique de ces composants est leur capacité à commuter rapidement, ce qui est l'élément clé pour le développement des communications dans le visible, plus communément connues sous l'anglicisme Visible Light Communication (VLC). Cette technologie fait l'objet

de nombreuses recherches car elle permet de combiner les fonctions d'éclairage et de communication. Il existe déjà aujourd'hui des applications grand public utilisant les VLCs. On peut notamment citer des applications de localisation indoor dans les centres commerciaux, les musées, et les hôpitaux.

Le VLC n'est pas dangereux pour la santé humaine. Contrairement aux communications RF traditionnelles, il est possible d'utiliser une puissance de transmission plus élevée dans les VLCs, si cela est nécessaire. Par rapport aux technologies de communication infrarouge et ultraviolet, la technique VLC peut être déployée en toute sécurité, car elle n'est pas nocive pour les yeux, et permet sans risques connus, d'utiliser une puissance de transmission plus élevée afin d'améliorer la qualité de la communication.

L'objectif de ce mémoire est de dédier un effort de recherche et simulation pour cette technologie innovante qu'est la VLC, de présenter quelques structures d'émetteur et de récepteur adéquates, et d'étudier les canaux spécifiques qui y sont associés. Ces briques serviront par la suite pour l'étude des performances de ces systèmes et l'implémentation de la chaîne de communication complète.

Le manuscrit est organisé en quatre chapitres. Le premier chapitre introduit la technologie de communication par lumière visible (VLC). Après un bref historique, les avantages et les inconvénients de cette technique seront énumérés. Ensuite, les différents types d'applications de cette technologie sont illustrés.

Dans le second chapitre il est question des principes de base de la photométrie ainsi que les différentes caractéristiques d'un système de communication par optique sans fil dans le domaine du visible. D'abord, le principe de fonctionnement des sources d'émissions associées à cette technologie « les LEDs » est dûment expliqué, ensuite, les caractéristiques des récepteurs adaptés à cette technologie ainsi que les diverses sources de bruits sont décrites. Enfin, les différents types de liaison ainsi que la modélisation des canaux résultants sont détaillés.

Le troisième chapitre est consacré à l'aspect de la modulation dans les systèmes de communication par lumière visible, particulièrement cinq différentes techniques de modulation seront introduites.

Le quatrième et dernier chapitre porte sur la présentation des résultats de simulation relatifs aux performances des systèmes VLC, l'impact de différents paramètres sur le canal VLC y est rapporté, ainsi que la performance atteinte en termes de qualité de la réception avec quelques modulations.

**CHAPITRE 1**

**GENERALITES SUR LA**  
**COMMUNICATION PAR LA**  
**LUMIERE VISIBLE**

# Chapitre I. Généralités sur la communication par la lumière visible

## Introduction

Dans les dernières années, la société moderne a connu une progression fulgurante dans le domaine des technologies sans fil, tout champ confondu, on prévoit même que cette dernière coïtera exponentiellement pendant les prochaines années. Outre les considérations écologiques majeures liées à la production et au recyclage des dispositifs associés, et sachant que le terme « sans fil » a désigné jusqu'ici essentiellement les technologies radiofréquences (30KHz à 300GHz), l'inconvénient majeur reste la saturation du spectre électromagnétique (Figure I-1).

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

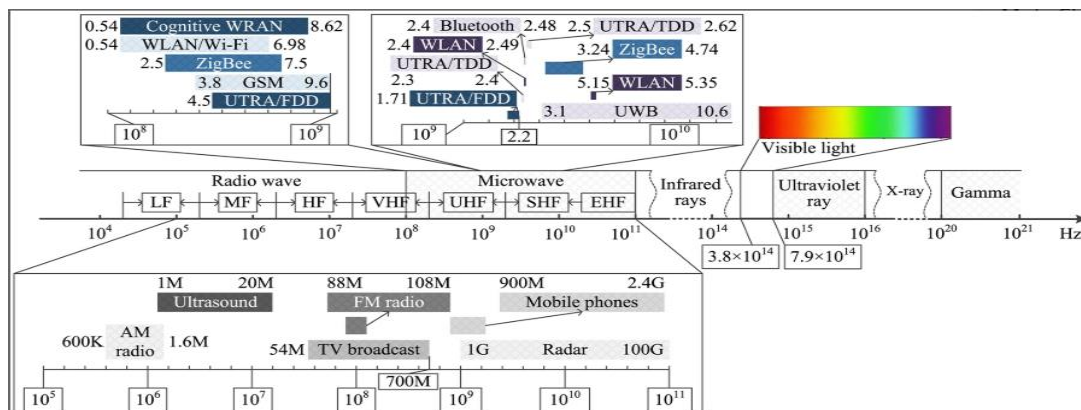


Figure I-1 Diagramme de l'utilisation actuelle des ressources du spectre.

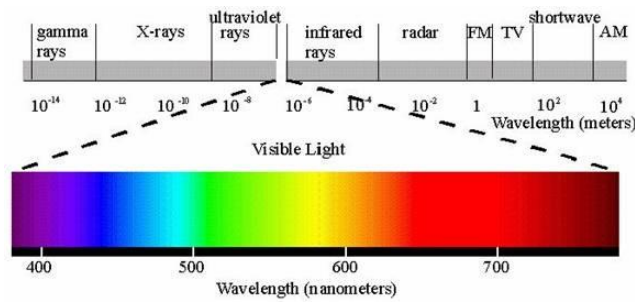


Figure I-2 Spectre optique de l’ultraviolet à l’infrarouge.

La technologie VLC qui utilise le spectre de la lumière visible est capable d'offrir un débit de transmission élevé ainsi qu'une forte résistance aux interférences électromagnétiques, et de plus étend les capacités de débit de transmission de données grâce à l'utilisation de sources d'éclairage générales.

VLC transmet des informations de données par le biais d'une commutation à grande vitesse entre la mise en marche et l'arrêt des sources d'éclairage. Le récepteur VLC utilise des composants photosensibles pour détecter les informations de données envoyées par les sources d'éclairage optiques. Usuellement, le VLC utilise des diodes électroluminescentes (LED) comme sources de lumière, plus particulièrement, les LEDs blanches ont été largement utilisées pour la transmission des signaux, l'affichage, l'éclairage, etc. Par rapport aux autres sources de lumière, les LEDs blanches offrent une bande passante de modulation plus élevée et ont le mérite d'offrir une meilleure performance de modulation, une plus grande sensibilité, une durée de vie plus longue, une plus grande luminosité, une taille plus petite, un poids plus léger, une plus grande facilité d'utilisation, ainsi qu'un coût et une consommation d'énergie nettement plus faibles. Elles sont donc devenues la source de lumière la plus populaire pour la mise en œuvre des VLCs.

## I.1. Historique

Dans les temps anciens, la lumière était utilisée pour transmettre des messages en ayant recours à des méthodes particulières telles que les signaux d'incendie et de fumée. Le Romain utilisait des plaques métalliques polies pour la réflexion de la lumière du soleil afin d'assurer une signalisation longue distance. Des systèmes de communication optique (OC) basés sur des lignes de sémaphore ont été développés dans les années 1790. Le premier système de télégraphie visuelle a été développé par Claude Chappe en 1792 en France [1]. Une série de

tours (illustrée à la Figure I-3 ) équipées de sémaphores ont été utilisées pour le transfert d'informations entre les villes. Héliographe, un télégraphe solaire sans fil développé par l'armée américaine au début des années 1800, était basé sur des éclairs en code Morse de la lumière du soleil réfléchi par un miroir [2]. Les éclairs ont été générés soit par interruption du faisceau avec un obturateur, soit par pivot de miroir momentanée. En 1880, Graham Bell a présenté son photophone basé sur la transmission d'un signal vocal sur un faisceau lumineux [3]. Le signal vocal est projeté vers un miroir et provoque des vibrations sur celui-ci. Le miroir a ensuite été rebondi par la lumière du soleil et ainsi, les vibrations sont captées par la lumière du soleil. Du côté du récepteur, la lumière du soleil est reçue et reconvertie en un signal vocal. L'inconvénient majeur de cet appareil est qu'il ne fonctionne pas bien par temps nuageux. La communication optique n'a pas gagné beaucoup de popularité depuis, jusqu'au développement de l'amplification de la lumière par émission stimulée de rayonnement (LASER). En 1970, Corning Incorporated développe avec succès des fibres optiques à des fins commerciales avec une faible atténuation [4]. Le laser à semi-conducteur GaAs a également été développé à cette époque pour être utilisé dans les câbles à fibres optiques pour les communications longue distance. L'invention du réseau de Bragg en fibre (1990) et de l'amplificateur à fibre optique (OF) (1980) a été à la base de la révolution dans le domaine des télécommunications optiques à la fin du 20e siècle. VLC est un type de communication optique qui utilise la gamme de fréquences de 430 THz à 790 THz. On devra attendre 2003 pour qu'enfin le laboratoire Nakagawa de l'université de Keio, au Japon, effectue la transmission des données VLC avec succès à l'aide de LEDs [5] .



Figure I-3 Tours de sémaphore à Nalbach, Allemagne [1].

## **I.2. Avantages**

Comparées aux technologies RF, les communications par onde optique sans fil présentent de nombreuses caractéristiques très avantageuses [6], [7].

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

Le deuxième avantage émane du fait que les valeurs des longueurs d'onde ( $\sim$ nm) sont insignifiantes par rapport aux dimensions des récepteurs ( $\sim$ cm), ce qui rend cette technologie, contrairement aux RF, non sujette aux évanouissements multi-trajets [8].

Un autre avantage tout aussi important est l'absence de génération de perturbations électromagnétiques. L'utilisation d'ondes lumineuses permet en effet de s'affranchir des problèmes de perturbation qui se posent dans le domaine RF, spécifiquement dans des environnements relatifs aux avions ou aux trains, ou encore dans les milieux hospitaliers.

On peut aussi énumérer un autre avantage associé à la physique de la matière sachant que les rayons lumineux traversent mal la matière, restant ainsi confinés dans leur environnement. C'est un désavantage qui devient un avantage puisqu'il permet d'améliorer la sécurité de l'information (interception des données impossible de l'extérieur). Cela dit, cette caractéristique a ses revers puisqu'elle limite de manière évidente la couverture et rend aussi cette technologie très sensible aux phénomènes de blocage.

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

## **I.3. Inconvénients**

Toute technologie présente des inconvénients, et les communications par optique sans fil

n'échappent pas à cette règle.

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

D'autre part, l'impact de la puissance optique émise ne peut être négligé. Dans le domaine de l'infrarouge ou de l'ultraviolet, cela se manifeste par une limitation en puissance liée au danger de ce type de rayonnement sur la rétine ou sur la peau. Dans le domaine du visible, cette limitation est liée à la notion d'éblouissement car le signal émis dépend de l'éclairement fourni par la source [8]. On note également que si on éteint totalement la source lumineuse, on ne peut émettre aucun signal.

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

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

#### **I.4. Architecture des VLCs**

Les deux parties intégrantes du système VLC, l'émetteur et le récepteur se composent généralement de trois couches communes. Ce sont la couche physique, la couche MAC et la couche application. Le modèle de référence du système de communication VLC est illustré sur la Figure I-4. Dans IEEE 802.15.7, seules deux couches (telles que PHY et MAC) sont définies pour plus de simplicité.

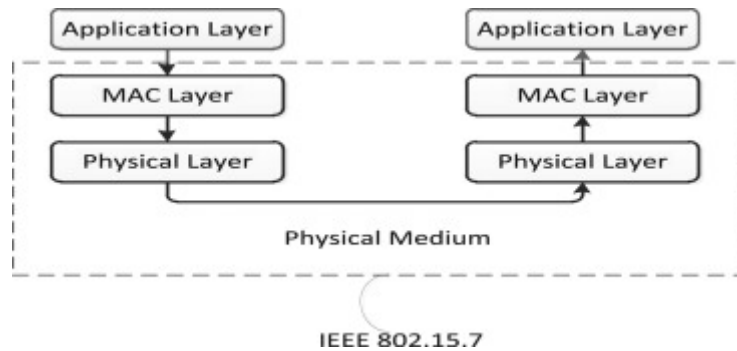


Figure I-4 Architecture en couches des VLCs [9].

#### I.4.1. Couche MAC

Les tâches effectuées par la couche MAC ( Medium Access Control ) comprennent les aspects [10]:

1. Soutien à la mobilité.
2. Support de visibilité.
3. Support de sécurité.
4. Schémas d'atténuation du scintillement.
5. Prise en charge de la fonction couleur.

Les topologies prises en charge par la couche MAC sont en général soit de type peer-to-peer (égal à égal), diffusion ou étoile, comme illustré sur la Figure I-5. La communication dans la topologie en étoile est effectuée à l'aide d'un seul contrôleur centralisé. Tous les nœuds communiquent entre eux via ce contrôleur. Le rôle du coordinateur dans la topologie d'égal à égal est assuré par l'un des deux nœuds impliqués dans la communication.

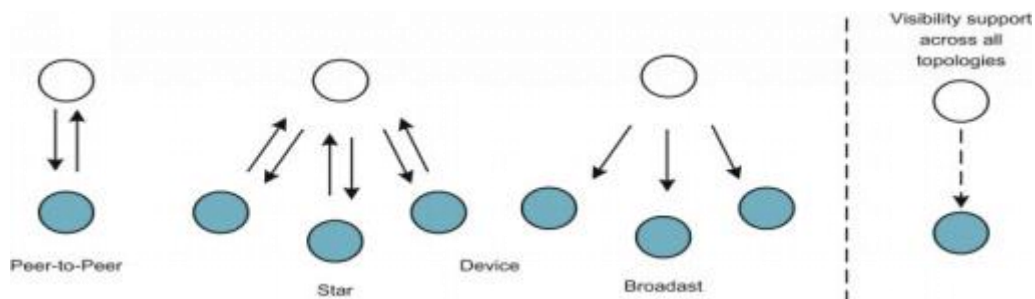


Figure I-5 Topologies MAC prises en charge par IEEE 802.15.7 [10].

### I.4.2. Couche physique

La couche physique fournit les spécifications physiques de l'appareil et également la relation entre l'appareil et le support. La Figure I.6 montre le schéma de principe de la mise en œuvre générale de la couche physique du système VLC. Tout d'abord, le flux binaire d'entrée est transmis via l'encodeur de canal (facultatif). Dans ce contexte, les codes de blocs linéaires [11], les codes convolutifs [12] ou même les plus récents codes turbo [13] peuvent être adoptés, afin d'améliorer les performances du système VLC. Ensuite, la donnée résultante de ce codage de canal passe encore à travers le codeur de ligne pour produire le flux binaire codé. Après le codage de la ligne, une modulation (telle que la clé ON – OFF, PPM et PWM, etc.) est effectuée et enfin, les données sont envoyées à la LED pour la transmission via le canal optique. Dans la norme IEEE 802.15.7, des systèmes VLC bidirectionnels en duplex intégral utilisant des LEDs RVB et d'autres à base de phosphore, disponibles dans le commerce, en liaison descendante et en liaison montante, sont proposés [14]. Le multiplexage par répartition en longueur d'onde (WDM) et le multiplexage par sous-porteuse (SCM) sont utilisés pour réaliser la transmission bidirectionnelle. En outre, le multiplexage par répartition en fréquence orthogonale (OFDM) et la modulation d'amplitude en quadrature (QAM) ont également été testés pour augmenter le débit de données. Du côté du récepteur (que ce soit une photodiode au silicium ou une photodiode PIN), une fois le signal optique reçu, les opérations de démodulation et de décodage de ligne s'en suivent, pour qu'enfin le flux de bits intègre le décodeur de canal pour servir en sortie d'estimation des bits transmis de l'émetteur.

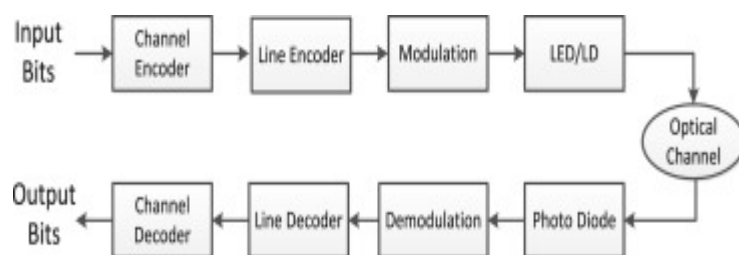


Figure I-6 Modèle de système de couche physique typique du VLC.

Trois types différents d'implémentation physique du VLC sont donnés dans IEEE 802.15.7, et notés PHY I, PHY II et PHY III. La plage de fonctionnement de ceux-ci sont respectivement 11,67–266,6 Kbps, 1,25–96 Mbps et 12–96 Mbps. Les différents schémas de

codage de canal pris en charge par 802.15.7, et relatifs à ces implémentations physiques, sont répertoriés dans le Tableau 1 , le Tableau 2 et le Tableau 3[15].

Les codes convolutionnels (CC) et ceux de Reed Soloman (RS) sont retenus par PHY I, en raison de sa conception pour une utilisation en environnement extérieur, tandis que PHY II (destiné à une utilisation en intérieur) prend en charge le code RLL (Limite de longueur de course) pour atténuer le scintillement et l'équilibre DC. Les différents débits optiques et débits de données fournis par IEEE 802.15.7 sont également répertoriés dans les Tableaux 1 , 2 et Tableau 3.

Tableau I-1 Spécifications du mode de fonctionnement PHY I.

| Modulation  | Code RLL   | Fréquence d'horloge optique | FEC                 |                     | Débit de données (kbps) |
|-------------|------------|-----------------------------|---------------------|---------------------|-------------------------|
|             |            |                             | Code extérieur (RS) | Code intérieur (CC) |                         |
| <b>OOK</b>  | Manchester | 200 kHz                     | <b>(15,7)</b>       | ¼                   | 11,67                   |
|             |            |                             | <b>(15,11)</b>      | 1/3                 | 24,44                   |
|             |            |                             | <b>(15,11)</b>      | 2/3                 | 48,89                   |
|             |            |                             | <b>(15,11)</b>      | Aucun               | 73,3                    |
|             |            |                             | <b>Aucun</b>        | Aucun               | 100                     |
| <b>VPPM</b> | 4B6B       | 400 kHz                     | <b>(15,2)</b>       | Aucun               | 35,56                   |
|             |            |                             | <b>(15,4)</b>       | Aucun               | 71,11                   |
|             |            |                             | <b>(15,7)</b>       | Aucun               | 124,4                   |
|             |            |                             | <b>Aucun</b>        | Aucun               | 266,6                   |

Tableau I-2 Spécifications du mode de fonctionnement PHY II.

| Modulation | Code RLL | Fréquence d'horloge optique | FEC            |                | Débit de données (kbps) |
|------------|----------|-----------------------------|----------------|----------------|-------------------------|
|            |          |                             | Code extérieur | Code intérieur |                         |

|      |            |         | (RS)    | (CC)  |       |
|------|------------|---------|---------|-------|-------|
| OOK  | Manchester | 200 kHz | (15,7)  | ¼     | 11,67 |
|      |            |         | (15,11) | 1/3   | 24,44 |
|      |            |         | (15,11) | 2/3   | 48,89 |
|      |            |         | (15,11) | Aucun | 73,3  |
|      |            |         | Aucun   | Aucun | 100   |
| VPPM | 4B6B       | 400 kHz | (15,2)  | Aucun | 35,56 |
|      |            |         | (15,4)  | Aucun | 71,11 |
|      |            |         | (15,7)  | Aucun | 124,4 |
|      |            |         | Aucun   | Aucun | 266,6 |

Tableau I-3 Spécifications du mode de fonctionnement PHY III.

| Modulation | Fréquence d'horloge<br>optique (MHz) | FEC            | Débit de données<br>(Mbps) |
|------------|--------------------------------------|----------------|----------------------------|
| 4-CSK      | 12                                   | RS (64,<br>32) | 12                         |
| 8-CSK      |                                      | RS (64,<br>32) | 18                         |
| 4-CSK      | 24                                   | RS (64,<br>32) | 24                         |
| 8-CSK      |                                      | RS (64,<br>32) | 36                         |
| 16-CSK     |                                      | RS (64,<br>32) | 48                         |
| 8-CSK      |                                      | Aucun          | 72                         |
| 16-CSK     |                                      | Aucun          | 96                         |

## **I.5. Normalisation des VLCs**

VLC est l'un des candidats prometteurs pour la communication en raison du développement rapide de l'éclairage à semi-conducteurs. Cependant, certains défis qui existent et doivent être relevés sont énumérés dans ce qui suit :

- a. L'intégration des VLCs avec les normes de communication déjà existantes telles que le Wi-Fi,... etc.
- b. Les questions des interférences avec les sources de lumière ambiante.
- c. Les problèmes de mobilité tels que le transfert doivent être correctement pris en compte dans les VLCs.
- d. L'amélioration des performances du système de communication en spécifiant des schémas de correction d'erreur directe.
- e. Les interférences entre les différents dispositifs utilisant les VLCs sont attendues à l'avenir en raison de l'augmentation future du nombre de ceux-ci.

Pour résoudre les problèmes mentionnés ci-dessus, une normalisation des VLCs est impérative. La normalisation des VLC a été menée à la fois par le Visible Light Communication Consortium (VLCC) au Japon et l'IEEE. La Japan Electronics and Information Technology Industries Association (JEITA) CP-1221, JEITA Cp-1222 et JEITA Cp-1223 sont publiées par le VLCC [16]. Le 802.15.7 est la norme complétée par l'IEEE pour les couches physiques et MAC [15]. Cette norme vise :

1. L'offre d'accès à plusieurs centaines de bandes THz.
2. L'offre d'une immunité contre les interférences électromagnétiques.
3. La communication qui complète les services supplémentaires à l'infrastructure de lumière visible existante.
4. Les spécifications de la couche PHY, telles que la cartographie optique, le temps de rotation TX-RX, le temps de rotation RX-TX et l'atténuation du scintillement et de la variation.

L'IEEE 802.15.7 fournit une référence minimale pour le développement de nouveaux produits. Les trois différentes catégories des dispositifs pris en compte pour le VLC sont les véhicules, les mobiles et les infrastructures, comme indiqué dans le tableau 4[17]. La norme

JEITA CP-1221 vise à présenter les exigences nécessaires et le niveau d'indication requis pour éviter les interférences entre différents appareils VLC. La gamme de longueurs d'onde Pour les VLCs proposée par JEITA CP-1221 est 380–750 nm. JEITA utilise la plage de fréquences 1 pour mettre en œuvre un système d'identification de la lumière visible, comme indiqué sur la figure I.7. La lampe fluorescente à onduleur rayonne dans la plage de fréquences 2, cette plage n'est donc pas adaptée à la communication VLC. La gamme de fréquences 3 est utilisée pour les communications à haut débit. Dans JEITA CP-1222, une fréquence de sous-porteuse de 28,8 KHz avec un débit de transmission de 4,8 Kbps est utilisée. Pour la correction des erreurs, un contrôle de redondance cyclique a été retenu.

Tableau I-4 Classification des périphériques IEEE 802.15.7 [17].

|                          | <b>Infrastructure</b> | <b>Mobile</b> | <b>Véhicule</b> |
|--------------------------|-----------------------|---------------|-----------------|
| <b>Coordinateur fixe</b> | Oui                   | Non           | Non             |
| <b>Source de courant</b> | Ample                 | Limité        | Modéré          |
| <b>Facteur de forme</b>  | Sans contrainte       | Contraint     | Sans contrainte |
| <b>Source de lumière</b> | Intense               | Faible        | Intense         |
| <b>Mobilité physique</b> | Non                   | Oui           | Oui             |
| <b>Gamme</b>             | Court long            | Court         | Longue          |
| <b>Débit de données</b>  | Haut / bas            | Haute         | Faible          |



Figure I-7 Allocation de fréquence de sous- porteuse utilisée par JEITA.

## I.6. Applications des VLCs

### I.6.1. Applications en milieu extérieur (Outdoor)

Les diverses applications en extérieur axées autour des VLCs ont commencé à émerger lorsque l'industrie automobile s'est intéressée à la possibilité de faire communiquer deux voitures entre elles en utilisant l'éclairage de leurs phares. De cette idée ont découlé trois types d'applications complémentaires, chacune s'intégrant dans la dynamique de développement des transports intelligents, ou Intelligent Transport System (ITS) [18], [19] :

- Les communications Véhicule à Véhicule (V2V).
- Les communications Véhicule à Infrastructure (V2I).
- Les communications Infrastructure à Véhicule (I2V).

L'objectif ici est de concevoir un écosystème dans lequel chaque véhicule peut devenir conscient des obstacles et dangers qui l'entourent, lui permettant ainsi d'agir en conséquence, soit de manière autonome, soit en avertissant les utilisateurs dans les alentours (Figure I-8). Les principales problématiques liées à ces applications concernent le haut niveau de bruit optique ambiant, généré par le soleil notamment, et les distances importantes mises en jeu (plusieurs mètres). A cela s'ajoute l'impact des conditions météorologiques (neige, pluie, température...) qui revêtent un caractère imprévisible.



Figure I-8 Illustration des applications VLC en extérieur.

### **I.6.2. Applications sous-marines**

Concernant les applications dans les environnements extérieurs, il existe un domaine où la technologie VLC propose une solution performante là où la technologie RF a failli : celui des communications sous-marines.

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

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

### **I.6.3. Applications en milieu intérieur (Indoor)**

#### **I.6.3.1. Liaison point à point**

Les applications point à point, ou multipoints à point, constituent la majorité des recherches autour des VLCs. On appelle point à point le fait de transmettre une information entre une ou plusieurs sources fixes (ici les éclairages présents dans la pièce) à un ou plusieurs récepteurs, eux aussi immobiles dans l'environnement.

L'objectif dans ce scénario est d'atteindre de très hauts débits ( $> \text{Gbit/s}$ ) afin de proposer une alternative viable aux technologies Wi-Fi (concept du Li-Fi).

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

#### **I.6.3.2. Les réseaux hybrides**

Comme précisé précédemment, la technologie VLC n'a pas pour vocation de remplacer la technologie Wi-Fi. L'objectif est plutôt de proposer une alternative, voire un complément.

Certaines recherches s'orientent vers la combinaison des technologies RF et VLC afin de cumuler leurs avantages et augmenter ainsi la performance des réseaux en espaces intérieurs.

L'un des avantages de cette association est de permettre de s'affranchir des problèmes de blocage. En effet, la propagation de la lumière est, contrairement aux ondes RF, très sensible à la présence d'objets divers sur son trajet de propagation. De ce fait, il semble intéressant d'utiliser la technologie RF pour compenser les cas où le signal VLC n'est pas correctement transmis.

#### **I.6.3.3. La Localisation**

Il est bien connu que la localisation GPS (pour « Global Positioning System »), largement utilisée en milieu extérieur, n'en est pas de même en milieu intérieur. Même si certaines techniques existent, celles-ci restent complexes d'utilisation et n'offrent qu'une précision très faible. Ceci est valable pour les technologies Zigbee et Bluetooth qui sont, elles, très vulnérables aux fluctuations du signal issu de la source. Avec ses nombreux avantages, la technologie VLC offre une solution prometteuse à la problématique de la localisation et navigation indoor.

Les méthodes classiques de triangulation ou de trilatération appliquées aux VLC permettent à l'heure actuelle d'obtenir des précisions de localisation de l'ordre du centimètre, alors qu'elles sont autour du mètre pour le Wi-Fi. La puissance générée par les éclairages permet en effet d'améliorer drastiquement les performances.

#### **I.6.4. Applications médicales**

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

En effet, à l'image des habitudes de consommation de la société actuelle, on voit apparaître au sein des environnements médicaux une très forte demande en termes d'interconnectivité : chaque personnel soignant souhaite pouvoir accéder en temps réel aux données de ses patients, quel que soit le temps et le lieu et la nature de l'information pouvant l'assister dans sa tâche.

Une des solutions possibles pour répondre à cette demande est le déploiement de réseaux de capteurs communicants permettant de suivre et transmettre les données de santé des patients. Pour assurer une couverture à l'échelle d'un établissement de santé, cela nécessite un grand nombre de dispositifs. Cependant, un tel déploiement est difficilement envisageable avec des technologies uniquement RF. En effet, en dehors de la saturation électromagnétique induite par un tel nombre de dispositifs, il existe un risque de perturbation/pollution électromagnétiques, non seulement pour les appareils médicaux sensibles mais aussi pour les patients eux-mêmes.

#### **1.6.5. Li-Fi**

En 2011, Harald Haas a été le premier à inventer le terme Light Fidelity (Li-Fi) [20]. Le Li-Fi est un système de communication sans fil à lumière visible, entièrement connecté et bidirectionnel à haute vitesse. Il est analogue au Wi-Fi, qui utilise la radiofréquence pour la communication. Les signaux Wi-Fi ont le problème d'interférence avec d'autres signaux RF tels que qu'avec les signaux des équipements de navigation du pilote dans les avions. Par conséquent, dans les zones sensibles aux rayonnements électromagnétiques (tels que les avions), le Li-Fi peut être une meilleure solution. Un Li-Fi soutient également l'Internet des objets (IoT) [21]. En effet, une vitesse allant jusqu'à 10 Gbits/s est obtenue en utilisant le Li-Fi, soit 250 fois plus que la vitesse du haut débit ultra-rapide.

### **Conclusion**

Dans ce chapitre, la technologie VLC a été présentée, en mettant en avant ses avantages et ses inconvénients. Ce chapitre a décrit également l'aspect architectural ainsi que les composants dans les standards des systèmes VLC. Sur la base de ces fonctions, plusieurs applications principales de VLC ont été rapportées et discutées.

## **CHAPITRE II**

### **MODELISATION DES CANAUX ET DES SYSTEMES POUR LES COMMUNICATIONS EN LUMIERE VISIBLE**

## Chapitre II. Modélisation des canaux et des systèmes pour les communications en lumière visible

### Introduction

Pour mettre en place un modèle précis des canaux VLC, les propriétés de l'émetteur, du récepteur et des autres éléments optiques dans un système VLC doivent être connues et maîtrisées. Sur la base des travaux précédents sur l'établissement de modèles de canaux VLC, dans ce chapitre, un examen complet de ces méthodes de modélisation de canaux VLC existantes est effectué conjointement avec un aperçu de la base théorique sur laquelle s'articule la conception des systèmes VLCs.

#### II.1. Théorie de base de photométrie

Pour pouvoir étudier les systèmes VLCs, il est impératif de d'abord comprendre la théorie de base de la photométrie. Afin de faciliter nos discussions ultérieures et leur compréhension par le lecteur, cinq concepts piliers dans le domaine de la photométrie sont introduits, et qui comprennent le flux lumineux, l'intensité lumineuse, l'éclairement, la luminance, et le radiateur de Lambert [22].

##### II.1.1. Flux lumineux

Le flux lumineux est une partie du flux radial, qui stimule la perception de la lumière de l'œil humain. Il est défini par[23] :

$$\Phi = \int P(\lambda)V(\lambda)d\lambda \quad (2.1)$$

Où  $\lambda$  est la longueur d'onde,  $P(\lambda)$  est une fonction du flux radial qui change avec la longueur d'onde, également appelée distribution spectrale de puissance, et  $V(\lambda)$  est l'efficacité lumineuse spectrale. Dans une plage de bande très étroite, le flux radial correspondant à  $d\lambda$  est donné comme suit:

$$dP = P(\lambda)d\lambda \quad (2.2)$$

Le flux radial total devient donc:

$$P = \int P(\lambda)d\lambda \quad (2.3)$$

### II.1.2. Intensité lumineuse

L'intensité lumineuse représente l'état d'éclairage d'un radiateur dans une direction donnée de l'espace. Il est défini comme un flux lumineux en angle solide unitaire dans une certaine direction.

En utilisant le flux lumineux  $\Phi$  précédent, et en désignant par  $\Omega$  l'angle solide, l'intensité lumineuse est [24] , [25]:

$$I = \frac{d\Phi}{d\Omega} \quad (2.4)$$

### II.1.3. Eclairement

L'éclairement d'une surface est égal au flux lumineux tombant sur chaque mètre carré de cette surface, elle correspond par conséquent à l'expression [26] [24], [27]:

$$E = \frac{d\Phi}{dS} \quad (2.5)$$

Où  $dS$  est la zone d'éclairage et  $\Phi$  représente le flux lumineux reçu à partir de  $dS$ . Si la source d'éclairage uniforme est un domaine très large, l'éclairement moyen  $E_0$  est le flux lumineux total  $\Phi$  divisée par la surface totale  $S$ .

### II.1.4. Luminance

La luminance  $L(\varphi)$  à la direction de  $\varphi$  est l'intensité lumineuse au sein d'une unité de surface qui est projetée à la direction de  $\varphi$  et est donnée par [24], [25]:

$$L(\varphi) = \frac{I(\varphi)}{dS \cos \varphi} \quad (2.6)$$

Avec

$$I_{(\varphi)} = \frac{d\Phi_{\varphi}}{d\Omega} \quad (2.7)$$

$\Phi_{\varphi}$  est le flux lumineux émis dans  $d\Omega$ , et  $d\Omega$  est l'angle solide qui se trouve dans l'angle  $\varphi$  entre la zone micro et le vecteur normal à la surface  $N$ .

### II.1.5. Radiateur de Lambert

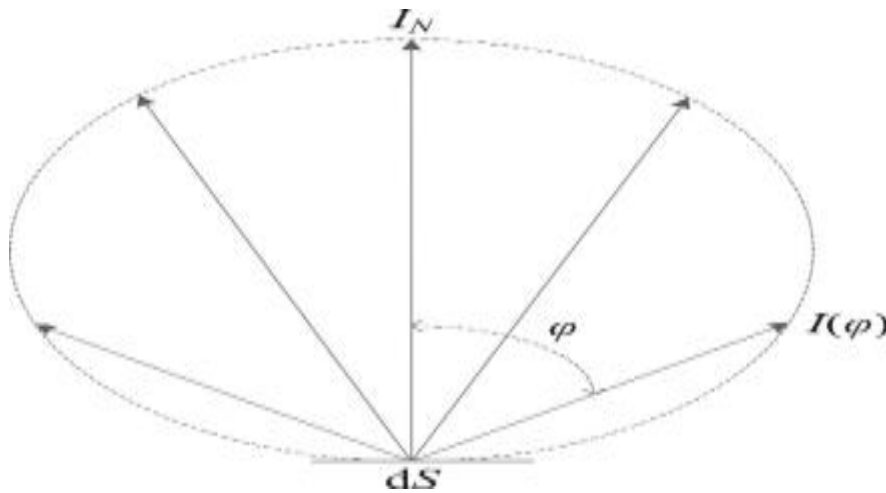
Le radiateur de Lambert est un modèle de rayonnement typique, purement diffus, usuellement une source de lumière à LEDs dans les VLC est assimilée à un radiateur de Lambert. La luminance d'un radiateur Lambert est une constante et est la même dans toutes les directions.

L'intensité lumineuse peut être désignée par [26], [28] :

$$I(\varphi) = I_N \cos^m \varphi \quad (2.8)$$

Où  $m$  est l'indice de Lambert donné par :

$$m = \frac{-\ln 2}{\ln \cos \varphi_{\frac{1}{2}}} \quad (2.9)$$



FigureII-1 Schéma d'un radiateur de Lambert

### II.2. Modélisation des canaux pour les communications par lumière visible

En raison du manque de modèles de canaux appropriés, les modèles de canaux infrarouges (IR) sont couramment utilisés pour l'évaluation des performances des systèmes VLC [29].

La modélisation des canaux infrarouges adopte deux approches en général :

- Approche Monte-Carlo de traçage de rayons.
- Méthode de calcul récursive.

Les bandes VL et IR présentent des caractéristiques différentes :

- Une source IR peut être approchée comme un émetteur monochromatique
- Une source de lumière blanche LED est intrinsèquement large bande (380-780nm), Cela demande l'inclusion du canal dépendant de la longueur d'onde dans la modélisation du canal VLC.
- Dans la bande IR, la réflectance des matériaux est modélisée comme une constante
- La réflectance des matériaux dans le spectre visible doit être prise en considération en raison de la nature à large bande de la liaison VLC (La réflectance dépend fortement de la longueur d'onde dans la bande VL).

Cela nécessite le développement de modèles de canaux VLC dédiés.

Il existe deux types différents de liens VLC[6], lien point à point et lien diffusant.

### II.2.1. Lien point à point

Dans ces liaisons les émetteurs et les récepteurs communiquent les uns avec les autres par des faisceaux étroits, ce qui nécessite qu'aucun obstacle n'existe entre eux et que les faisceaux doivent être orientés dans les bonnes directions. La configuration de la liaison est bénéfique pour réduire les interférences dues à la lumière parasite ambiante sur le récepteur et pour réduire l'atténuation importante du signal, et ce afin de réaliser une transmission à haut débit de données. Cependant, les canaux point à point nécessitent une transmission LOS stricte, ce qui les rend très sensibles aux effets de blocage et d'ombrage. Ce type de liens VLC présente des avantages certains en termes de faible coût d'installation des liens.

Le lien LOS correspond au trajet qui relie directement l'émetteur au récepteur. Il modélise les pertes en espace libre et est donc inversement proportionnel au carré de la distance  $D$  entre émetteur et récepteur. Comme l'émetteur est considéré Lambertien généralisé, son intensité rayonnée est donnée par l'équation(2.10) [30] :

$$R_0(\varphi) = \frac{m+1}{2\pi} \cos^m(\varphi) \quad (2.10)$$

Avec  $\varphi$  correspondant à l'angle de rayonnement de la LED et  $m$  l'ordre généralisé Lambertien de l'émetteur. Lorsque  $m=1$ , on dit que l'émetteur est « Lambertien ».

Le flux détecté au niveau du récepteur dépend de la zone de collecte de la photodiode. Le concentrateur et le filtre optique ne sont pas considérés dans l'expression de la réponse impulsionnelle. La Figure 0-2 fournit une illustration d'un lien VLC dans le cas LOS. Par conséquent, nous pouvons exprimer la RI  $h_{los}(t)$  du canal de communication LOS par la formule suivante [8]:

$$h_{los}(t) = \begin{cases} \frac{A_{phy}(m+1)}{2\pi D^2} \cos^m(\varphi) \cos(\psi) \delta\left(t - \frac{D}{c}\right) & 0 \leq \psi \leq FOV \\ 0 & \text{Autrement} \end{cases} \quad (2.11)$$

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

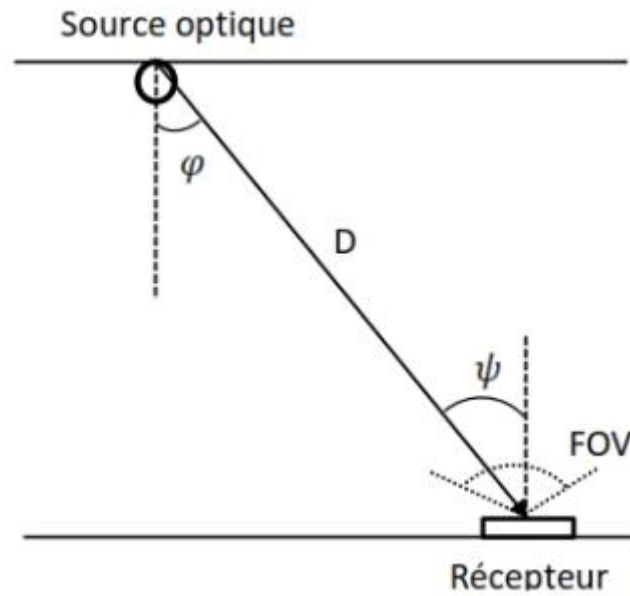


Figure II-2 Illustration d'un lien LOS entre un émetteur et un récepteur.

A partir de la réponse fréquentielle du canal LOS :

$$H_{los}(f) = \int_{-\infty}^{+\infty} h_{los}(t) e^{-2j\pi f t} dt \quad (2.12)$$

On peut définir le gain statique  $H_{los}(0)$  qui correspond à l'atténuation, c'est-à-dire au

rapport entre la puissance moyenne reçue PR et la puissance moyenne émise Pt [8] :

$$H_{los(0)} = \begin{cases} \frac{A_{phy(m+1)}}{2\pi D^2} \cos^m(\varphi) \cos(\psi) & 0 \leq \psi \leq FOV \\ 0 & \text{Autrement} \end{cases} \quad (2.13)$$

Ce sont les liens de type LOS qui permettent d'obtenir les plus fortes valeurs de gain et ce d'autant plus que la configuration est directive ( $\varphi$  et  $\psi$  faibles). Cependant, ils sont très sensibles aux phénomènes de blocage, limitant ainsi leur contribution dans des scénarios où le récepteur est mobile.

### II.2.2. Lien diffusant

Le signal rayonne selon un angle large similaire à celui des liaisons RF. Ce type de liaison ne présente pas de problèmes d'évanouissement par trajets multiples, répandus dans les technologies sans fil RF traditionnelles, car la longueur d'onde dans les VLCs n'est que de plusieurs centaines de nanomètres et que la taille des photodétecteurs couramment utilisés est de l'ordre du centimètre, ce qui est suffisamment grand pour obtenir une diversité spatiale efficace pour les signaux VLC, atténuant ainsi les évanouissements par trajets multiples. Ceci a un impact significatif sur la limite supérieure de la capacité globale du canal [31].

Par conséquent les liaisons VLC point à point peuvent être considérées comme une forme simplifiée des liaisons diffuses lorsque l'analyse de performance sur des systèmes VLC est effectuée.

Dans le cas d'une réflexion sur une surface Lambertienne, nous pouvons définir la RI  $h_{nlos}(t)$  de toutes les contributions de la première réflexion sur N éléments réfléchissants de l'environnement [8] :

$$h_{nlos(t)}^{(1)} = \frac{A_{phy(m+1)}}{2\pi^2} \sum_{j=1}^{N_R} \rho_j \cos^m(\Phi_{1j}) \cos(\Phi_{2j}) \frac{\cos(\Psi_{1j}) \cos(\Psi_{2j})}{d_{1j}^2 d_{2j}^2} \Delta A \cdot \delta\left(t - \frac{d_{1j} + d_{2j}}{c}\right) \quad (2.14)$$

Où  $\Phi_{1j}$  est l'angle d'irradiance de la source,  $\Psi_{2j}$  est l'angle d'incidence au niveau de la surface du récepteur,  $\Phi_{2j}$  et  $\Psi_{1j}$  sont respectivement les angles d'irradiance et d'incidence par rapport à l'élément de surface, et  $\rho_j$  est la réflectivité de l'élément de surface de taille  $\Delta A$ . La Figure 0-3 propose une illustration de ces différents paramètres.

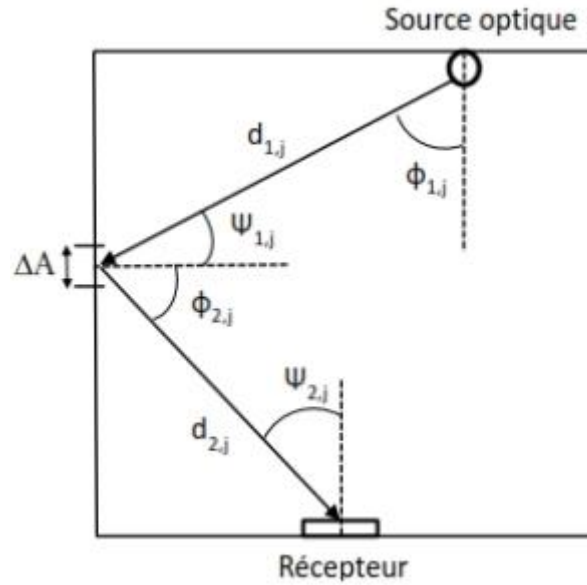


Figure II-3 Illustration d'un lien optique à une réflexion entre un émetteur et un récepteur.

### II.3. Systèmes de communication à lumière visible

La communication par lumière visible utilise la lumière pour transmettre des informations. De plus, l'idée derrière les applications VLC est d'assurer l'éclairage et la communication en même temps. Ainsi, les systèmes VLC auront toujours des composants pour transmettre et recevoir de la lumière. Dans la grande majorité des travaux disponibles dans la littérature, les LEDs sont utilisées comme émetteurs. Ces LEDs transmettent des données par modulation d'intensité. Le récepteur doit être dans la ligne de mire de la LED afin de recevoir les faisceaux lumineux contenant les informations. Malgré cela, lors de la transmission de la lumière, il y aura une perte de la qualité du signal lumineux due à la diffusion des particules et aux interférences de la lumière ambiante. Des filtres peuvent être utilisés pour réduire ces interférences [31].

Au nœud récepteur, la lumière atteint le photo-capteur, modifiant directement le courant, comme suit :

$$Y(t) = X(t) \otimes h(t) + n(t) \quad (2.15)$$

Où  $Y(t)$  est le signal reçu,  $X(t)$  représente le signal transmis,  $h(t)$  exprime la réponse impulsionnelle du canal et  $n(t)$  désigne le bruit total, y compris le bruit ambiant, le bruit de tir et le bruit thermique.

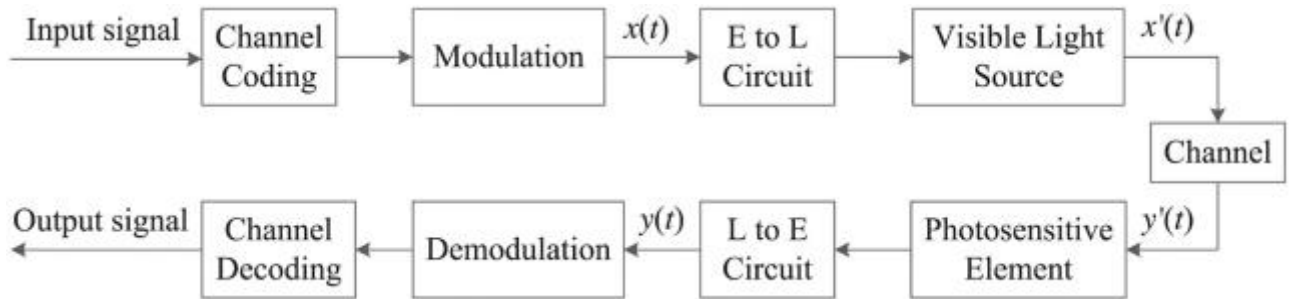


Figure II-4 Schéma d'un système de communication à lumière visible typique [31].

Comme le montre la Figure II-4, les LEDs permettent de moduler l'intensité de la lumière afin d'envoyer des données. Du côté du récepteur, les photodétecteurs sont responsables de la capture directe de cette lumière (détection directe), en la convertissant en flux de données (en effet la fonction du « circuit de E en L » consiste à convertir les signaux électriques en signaux optiques et vice versa). Enfin, le signal est démodulé pour récupérer les informations d'origine. Dans ce qui suit, nous détaillons les caractéristiques de chaque composant d'un système VLC.

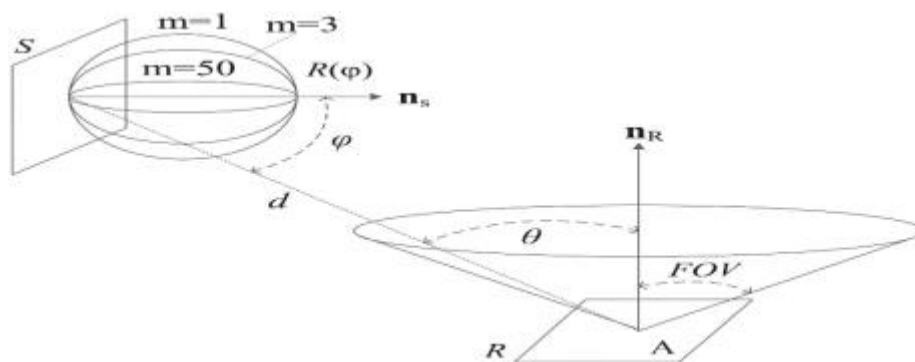


Figure II-5 Géométrie de base de la source lumineuse, du réflecteur et du récepteur de communication en lumière visible [31].

### II.3.1. Caractéristiques des émetteurs à LED

En général, les LEDs sont utilisées comme émetteurs dans les systèmes VLC. La plupart des ampoules disponibles dans le commerce contiennent plusieurs LEDs.

#### II.3.1.1. Les caractéristiques de puissance des émetteurs à LED

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

$$p_t = \int_{\lambda_L}^{\lambda_H} p_t(\lambda) d\lambda \quad (2.16)$$

$\lambda_H$  et  $\lambda_L$  représentent respectivement les longueurs d'ondes maximale et minimale du spectre d'émission de la LED et  $P_t(\lambda)$  correspond à la réponse spectrale de la LED.

En analyse théorique, la puissance optique moyenne transmise  $P_t$  d'une LED est souvent exprimée par

$$P_t = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T X(t) dt \quad (2.17)$$

Où  $X(t)$  est le signal de transmission.

#### II.3.1.2. LED inorganique pour une lumière blanche

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

##### a. Les LEDs bleues avec phosphore

Les LEDs bleues avec phosphore consistent à associer un semi-conducteur émettant du bleu avec une couche de phosphore, habituellement jaune directement sur le substrat. Une

partie de l'émission bleue est absorbée par le phosphore qui réémet des photons avec des longueurs d'onde plus longues, de telle sorte que se superposent les deux émissions en sortie de la LED, donnant l'impression d'une lumière blanche. Ces composants ont l'avantage d'être peu coûteux et faciles d'utilisation. Cependant, la qualité de la lumière blanche est difficile à contrôler [8].

#### **b. Les LEDs Rouges-Vertes-Bleues (RVB) (en anglais Red-Green-Blue (RGB))**

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

Il faut également noter que les LEDs RVB possèdent une bande passante bien plus importante que celles au phosphore bleu. En effet, les LEDs RVB possèdent une bande passante d'une centaine de MHz, mais les LED bleues avec phosphores sont limitées à quelques MHz, notamment à cause de la réponse temporelle du phosphore[8].

##### **II.3.1.3. Mode de rayonnement**

Nous considérons que la LED suit un schéma d'émission non isotrope et est typiquement modélisée comme un émetteur Lambertien. La distribution angulaire  $R(\varphi)$  de l'intensité rayonnée d'un émetteur Lambertien généralisé s'exprime de la façon suivante [32] :

$$R(\varphi) = \frac{(m+1)}{2\pi} p_t \cos^m(\varphi) \quad (2.18)$$

Où  $R(\varphi)$  est l'intensité de rayonnement,  $m$  exprime l'index de Lambert d'une source de lumière LED, et  $\varphi$  représente l'angle entre la direction d'émission de la lumière et la source de lumière normale.

##### **II.3.1.4. Les caractéristiques d'éclairement des émetteurs à LEDs**

L'éclairement représente la luminosité d'une surface irradiée par une source de lumière. Plus précisément, il peut être défini comme le flux lumineux par unité de surface. Si nous ne

considérons pas les effets de bord[26], l'illumination horizontale peut être donnée par :

$$E = \frac{d\Phi}{dS} = \frac{I(\varphi)}{r^2} \quad (2.19)$$

Où  $I(\varphi)$  est l'intensité lumineuse dans la direction  $\varphi$ , et  $r$  est la distance entre la source lumineuse et le récepteur de l'angle spatial.

### II.3.2. Caractéristiques des récepteurs

Les récepteurs sont chargés de capturer la lumière et de la convertir en courant électrique. Les photodiodes sont utilisées comme récepteurs dans les systèmes de communication par lumière visible. Une caractéristique importante est alors la surface effective  $A_{eff}$  qui détermine la performance de la photodiode en ce qui concerne la conversion de la lumière en un courant. La surface effective est liée à la surface physique  $A_{phy}$  et à l'angle d'incidence  $\psi$  du rayon optique par rapport à l'axe du récepteur. On exprime la surface effective comme suit [8]:

$$A_{eff} = \begin{cases} A_{phy} \cos(\psi) & 0 \leq \psi \leq FOV \\ 0 & \text{Autrement} \end{cases} \quad (2.20)$$

Pour augmenter la performance des photorécepteurs dans les applications VLC, la surface effective de la photodiode doit idéalement être augmentée.

Le récepteur utilisera la technique d'assemblage pour supprimer le bruit de lumière parasite, tout en permettant la détection optimale des signaux optiques désirés. De plus, il comprend souvent un filtre de lumière, un concentrateur optique, une lentille optique et un amplificateur connecté à son extrémité arrière. Le récepteur doit disposer d'une large zone de réception.

Un concentrateur optique peut considérablement améliorer la zone de réception du signal, fournir un gain efficace sans bruit, augmenter le gain de réception d'un récepteur et éviter d'utiliser une plus grande surface de PD. Cette conception est également importante pour optimiser le budget de puissance et peut améliorer la distance de transmission émetteur-récepteur. Dans les applications indoor conventionnelles, le gain d'un concentrateur optique peut être calculé de manière équivalente comme suit [33]:

$$g(\theta) = \begin{cases} \frac{n^2}{\sin^2 \psi_c} & 0 \leq \theta \leq \psi_c \\ 0 & \theta > \psi_c \end{cases} \quad (2.21)$$

Où  $n$  représente l'indice de réflexion d'un concentrateur optique,  $c$  désigne le champ de vision ou « Field of View » FOV du récepteur et  $\theta$  est l'angle d'incidence du rayonnement lumineux. FOV correspond à l'angle le plus élevé dans lequel le récepteur peut recevoir des rayons. En dehors du FOV, le récepteur ne reçoit rien.

### II.3.3. Les sources de bruits

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

#### II.3.3.1. Le bruit optique ambiant

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

Ce phénomène est illustré dans la Figure II-6, où nous observons dans ce cas que, pour les longueurs d'ondes du visible, les sources de bruits optiques prédominantes sont liées au soleil et aux sources artificielles telles que les lampes à incandescence ou fluorescentes.

Lorsque l'on s'éloigne vers l'infrarouge, on note que le bruit généré par les lampes fluorescentes devient nul.

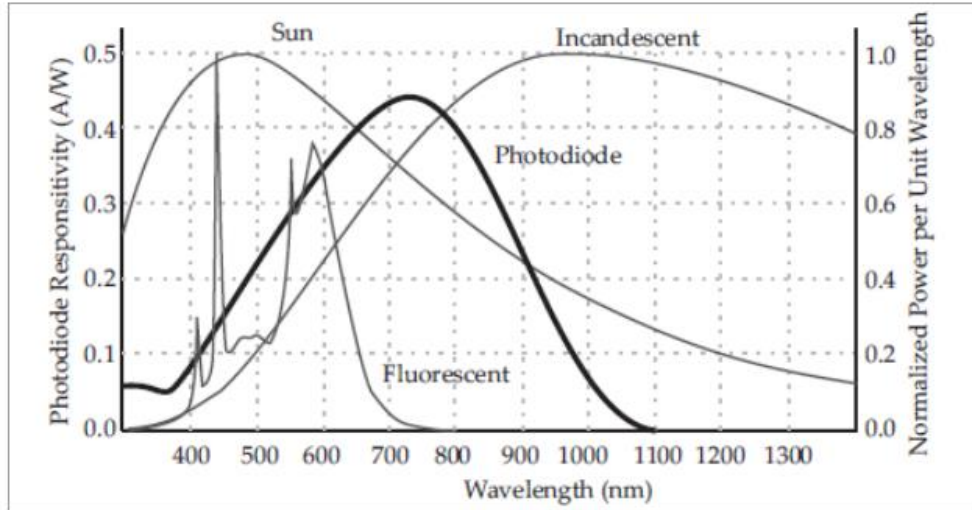


Figure II-6 Impact des différentes sources de bruits optiques comparé à la réponse en fréquence d'une photodiode [34].

Le bruit de la lumière ambiante est généralement modélisé par une distribution de Poisson. Etant indépendant du signal émis, on le représente classiquement par un bruit blanc Gaussien [35]. Il est caractérisé par un photo-courant  $I_b$  au niveau de la photodiode qui dépend de la puissance de la lumière ambiante et de la sensibilité du composant. On peut exprimer la variance associée au bruit optique par :

$$\sigma_{shot}^2 = 2q(I_r + I_b)B \quad (2.22)$$

Avec  $q$  la charge d'électron élémentaire ( $\approx 1.6 \times 10^{-19}$  C) et  $B$  la bande passante de la photodiode. La valeur du photo-courant  $I_r$  est liée à l'intensité du signal reçu. Celle-ci correspond au bruit pouvant être généré aléatoirement par le mouvement des électrons lors de la création d'un courant électrique. On considère cependant qu'en pratique,  $I_b \gg I_r$  [36].

De ce fait, on peut approximer la variance liée au bruit ambiant par :

$$\sigma_{shot}^2 = 2qI_bB \quad (2.23)$$

De par sa faible variation en fonction de la longueur d'onde, on considère généralement pour le domaine de l'infrarouge une valeur de  $I_b = 200 \mu A$  [37].

Cependant, dans le cas du visible, les nombreuses longueurs d'ondes considérées peuvent

faire varier cette valeur en fonction de la source de bruit. Le tableau 5 propose des exemples de valeurs de  $I_b$  pour le domaine du visible avec les sources optiques perturbatrices associées

Tableau II-5 Valeur du photo-courant  $I_b$  généré en fonction de la source dans le domaine du visible

| Sources                     | Photocourant $I_b$  |                     |
|-----------------------------|---------------------|---------------------|
|                             | Sans filtre optique | Avec filtre optique |
| Lumière du soleil directe   | 5100 $\mu A$        | 1000 $\mu A$        |
| Lumière du soleil indirecte | 740 $\mu A$         | 190 $\mu A$         |
| Lumière incandescente       | 84 $\mu A$          | 56 $\mu A$          |
| Lumière fluorescente        | 40 $\mu A$          | 2 $\mu A$           |

Nous observons que, de manière évidente, la principale source de bruit optique ambiant dans le domaine du visible provient du soleil. Il est donc important d'utiliser des filtres pour diminuer les composantes indésirables collectées en réception.

La lumière du soleil qui est non-modulée induit un courant DC en sortie du photo-détecteur qui peut être facilement éliminée par un filtre électrique de type passe-haut.

D'autre part, des filtres optiques de type passe-bande sont utilisés pour réduire les interférences provenant de l'éclairage artificiel et ne laissent passer que le rayonnement de l'émetteur [8].

Il est possible également de réduire le bruit ambiant en optimisant la configuration du récepteur, par exemple en changeant l'orientation par rapport aux sources perturbatrices.

### II.3.3.2. Le bruit thermique

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

indépendante de la fréquence. Sa variance peut être généralisée par :

$$\sigma_{thermal}^2 = \frac{4KT_eB}{R_L} \quad (2.24)$$

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

$$\sigma_{noise}^2 = \sigma_{shot}^2 + \sigma_{thermal}^2 \quad (2.25)$$

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

## II.4. Description des canaux de communication par lumière visible

La compréhension des caractéristiques essentielles des canaux VLC est d'une importance capitale pour l'étude des problèmes posés par les modèles de canaux VLC. Nous devons donc examiner les caractéristiques de la réponse impulsionnelle des canaux, les particularités de la puissance du signal optique à un récepteur et les propriétés des distributions d'éclairement sur la surface.

Tout d'abord, commençons par les caractéristiques de la réponse impulsionnelle du canal au niveau d'un récepteur. Semblables aux applications des communications infrarouges intérieures sans fil traditionnelles, les performances (telles que l'analyse du taux d'erreur) des systèmes VLC ont beaucoup à voir avec la réponse impulsionnelle des canaux, reflétée dans la distorsion d'une impulsion causée par la propagation par trajets multiples.

Supposons que nous utilisons la modulation d'intensité et la détection directe (IM / DD) comme techniques de modulation et de démodulation dans un système VLC. Dans un scénario d'intérieur avec IM / DD, l'émetteur, le récepteur et tout ce qui se trouve à l'intérieur sont des objets à déplacement lent. Des études ont montré qu'un tel canal peut être considéré comme un système invariant dans le temps et linéaire. Une caractéristique fondamentale d'un

canal linéaire invariant dans le temps est que son impact sur le système peut être caractérisé par sa réponse impulsionnelle  $h(t)$ . Pour un émetteur de données source noté  $S$  et un récepteur  $R$ , une réponse impulsionnelle en bande de base du canal de communication IM / DD peut être déterminée et s'écrit [36], [38], [39]:

$$h(t, S, R) = \sum_{k=0}^{\infty} h^k(t, S, R) \quad (2.26)$$

Où  $h^{(k)}(t, S, R)$  est la réponse impulsionnelle du canal correspondant à une composante multi-trajets, en supposant que les signaux provenant de l'émetteur  $S$  subissent  $k$  réflexions avant d'arriver au récepteur  $R$ .

Ainsi, la réponse impulsionnelle du canal avec  $k$  réflexions peut être calculée par les réponses de  $(k-1)$  réflexions ou donnée par [31] :

$$h^k(t, S, R) = \sum_{i=0}^N h^{(0)}(t, S, \varepsilon_i) \otimes h^{(k-1)}(t, \varepsilon_i, R) \quad (2.27)$$

Où  $h^{(0)}(t, S, \varepsilon_i)$  est la réponse impulsionnelle du canal correspondant à la voie LOS,  $\otimes$  représente l'opération de convolution,  $h^{(k-1)}(t, \varepsilon_i, R)$  est la  $(k-1)$ -ème réponse impulsionnelle du canal qui peut être obtenue en utilisant un algorithme itératif, et  $\varepsilon_i$  est le  $i$ -ème élément. L'équation donne la réponse impulsionnelle du canal avec  $k$  réflexions, ce qui peut être exprimé sous forme de convolution entre la réponse impulsionnelle de l'émetteur  $S$  à  $\varepsilon_i$  à travers le LOS et la réponse impulsionnelle à partir de  $\varepsilon_i$  vers le récepteur  $R$  par  $(k-1)$  réflexions.

#### II.4.1. Modèle du canal de communication par lumière visible proposé par Lee et al

- Basé sur les communications infrarouges.
- Largement utilisé aujourd'hui.
- Bruit est supposé blanc Gaussien.

Dans ce modèle les propagations directe et réfléchiée ont été examinées ainsi que la fonction mathématique dérivée de la fonction réponse impulsionnelle, et ce afin de décrire les caractéristiques du canal [40], [41].

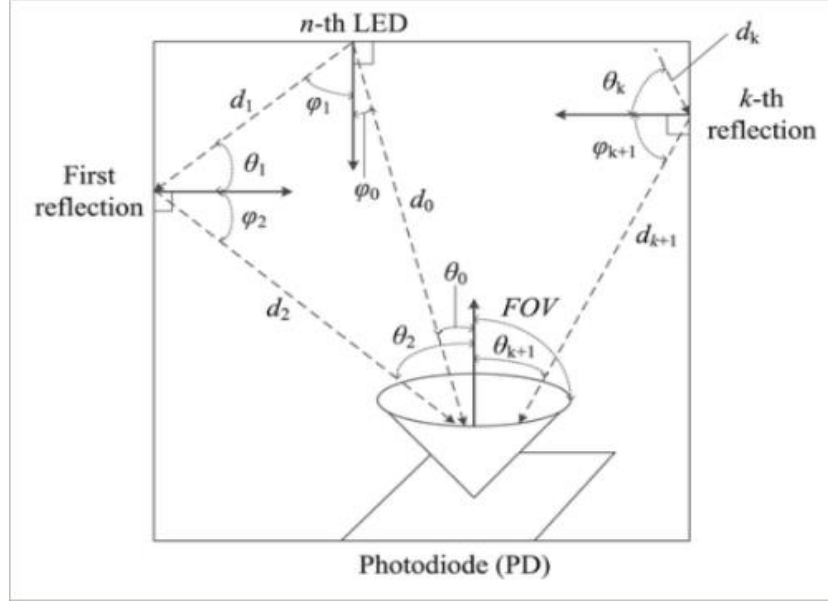


Figure II-7 Schéma du modèle de canal de communication par lumière visible proposé par Lee et al [41], [40].

Les réflexions multiples entraînent des transmissions par trajets multiples et des retards de temps relatifs des signaux reçus. Ainsi, la réponse impulsionnelle  $h(t)$  est utilisée pour analyser l'effet de la dispersion par trajets multiples entre différents émetteurs-récepteurs. Le modèle inclut la perte de trajet, ainsi que les puissances retardées et réfléchies. Tandis que les deux premiers sont liés aux distances émetteurs-récepteurs, la puissance réfléchie est liée à la réflectance des matériaux. Dans le processus de modélisation des canaux VLC, considérons  $k$  réflexions. Nous pouvons obtenir la réponse impulsionnelle comme

$$h(t) = \sum_{N=1}^{N_{LED}} \sum_{k=0}^{\infty} h^{(k)}(t; P) \quad (2.28)$$

Où  $N_{LED}$  est le nombre total de DELs.

Les résultats ont montré que la largeur de bande de la lumière visible est beaucoup plus grande que celle de la lumière infrarouge, en raison du fait que la réflectivité de la lumière visible est inférieure à celle de l'infrarouge[31].

#### II.4.2. Modèle de canal proposé par Rajbhandari et al

Rajbhandari et al ont analysé les performances d'égalisation d'un canal optique diffus intérieur en utilisant les ANNs (Artificial Neural Networks) dans un système PPM (Pulse

Position Modulation)[42].

Le modèle de canal qu'ils ont utilisé était basé sur celui d'un canal de communication infrarouge établi par Carruthers et Kahn et al [43]. En supposant que le canal soit invariant dans le temps, Carruthers et Kahn ont proposé un modèle de rebond de plafond dans les liaisons sans fil à lumière diffuse d'intérieur, dans lequel la réponse impulsionnelle est écrite ainsi:

$$h(t) = H(0) \frac{6a^6}{(t+a)^7} u(t) \quad (2.29)$$

Où  $H(0)$  est l'affaiblissement du chemin optique qui est négligeable et normalisé à 1,  $a = 2H/c$ , où  $H$  représente la hauteur du plafond de l'émetteur et du récepteur,  $c$  désigne la vitesse de la lumière et  $u(t)$  est une fonction unitaire.

Ce modèle est simple, facile à utiliser et peut être adopté pour évaluer les performances des systèmes VLC complexes.

#### II.4.3. Modèle de canal proposé par Ding De Qiang et al

Ding De Qiang et al ont présenté un modèle de canal VLC d'intérieur basé sur un algorithme de simulation rapide de traçage de rayons, basé sur un modèle de réflexion de Lambert-Phong classique et pouvant être utilisé pour l'étude de canaux à trajets multiples [44]. La réponse impulsionnelle du canal est donnée par :

$$h_{VLC} = h_{LOS}(t) + h_{DIFF}(t) \quad (2.30)$$

Où  $h_{LOS}(t)$  est la réponse impulsionnelle au LOS :

$$h_{LOS}(t) = \sum_{i=1}^l p_i \delta \left( t - \frac{|r_R - r_S|}{c} \right) \quad (2.31)$$

Et  $h_{DIFF}(t)$  représente la réponse impulsionnelle aux signaux dispersés :

$$h_{DIFF}(t) = \sum_{j=1}^J [\prod_{k=1}^K L_{j,k} P_j] \delta \left( t - \frac{w_j}{c} \right) \quad (2.32)$$

Où  $P_i$  est la puissance de transmission optique du  $i$ -ème rayon lumineux,  $c$  désigne la vitesse de la lumière,  $|r_R - r_S|$  exprime la distance entre une source lumineuse et un récepteur,  $I$  et  $J$  donne la quantité de lumière,  $K$  désigne le nombre de réflexions,  $L_{j,k}$  est la perte de trajet du  $j$ -ème rayon qui subit  $k$  réflexions,  $P_j$  représente la puissance de la transmission optique de la  $j$ -ème lumière, et  $W_j$  est le retard de propagation du  $j$ -ème rayon lumineux.

S'il existe plusieurs sources de lumière dans un système VLC (en supposant que le nombre de sources de lumière soit  $N$ ), la réponse impulsionnelle du canal est exprimée comme suit :

$$h_{VLC} = \sum_{l=1}^N \sum_{i=1}^I p_{l,i} \delta \left( t - \frac{|r_R - r_{S,l}|}{c} \right) + \sum_{l=1}^N \sum_{j=1}^J \left[ \prod_{k=1}^K L_{l,j,k} P_{l,j} \right] \delta \left( t - \frac{W_{l,j}}{c} \right) \quad (2.33)$$

Le modèle proposé a été basé sur un modèle de réflexion classique de Lambert–Phong, en collaboration avec les algorithmes de traçage de rayons. La réponse impulsionnelle du canal du modèle est divisée en chemins de dispersion et en perte de visibilité, ce qui est très utile pour comprendre les approches de modélisation du canal VLC.

#### II.4.4. Modèle de canal proposé par Zhou Zhou et al

Zhou Zhou et al ont construit un modèle de canal VLC intérieur basé sur leur propre système expérimental développé en 2014 [45]. Ils ont spécifiquement analysé l'impact du modèle du canal optique intérieur sur un système VLC en termes de taux d'erreur sur les bits induit par des réflexions multiples.

Ils ont proposé une méthode permettant de réduire les erreurs d'étalonnage de la modélisation causées par les erreurs d'estimation de l'écart de retard RMS et d'améliorer la précision des calculs.

La figure ci-dessous illustre un système de communication optique sans fil dans un environnement intérieur typique. L'émetteur est situé au centre d'une pièce et produit de multiples points chauds de diffusion au plafond, et les récepteurs sont situés dans la pièce pour recevoir les données des points chauds (Figure 0-4). Le canal sans fil intérieur est représenté encore une fois par sa réponse impulsionnelle. Les récepteurs sont placés dans

différentes positions de la pièce avec différentes réponses impulsionnelles. Supposons qu'il existe M points chauds et N récepteurs, la réponse impulsionnelle du canal de ce modèle peut être écrite ainsi :

$$H_{M \times N}(t) = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} & \dots & h_{1N} \\ h_{21} & h_{22} & & h_{2N} \\ \vdots & & \ddots & \vdots \\ h_{M1} & h_{M2} & \dots & h_{MN} \end{bmatrix} \quad (2.34)$$

Où  $h_{ij}(t)$  est la réponse impulsionnelle du i-ème point chaud à la j-ème position. La diversité spatiale est réalisée dans des points chauds multiples. Supposons que la combinaison par gain égal soit utilisée. La réponse impulsionnelle combinée de la j-ième position sera donc donnée par

$$h_j(t) = \sum_{i=1}^M h_{ij}(t) \quad (2.35)$$

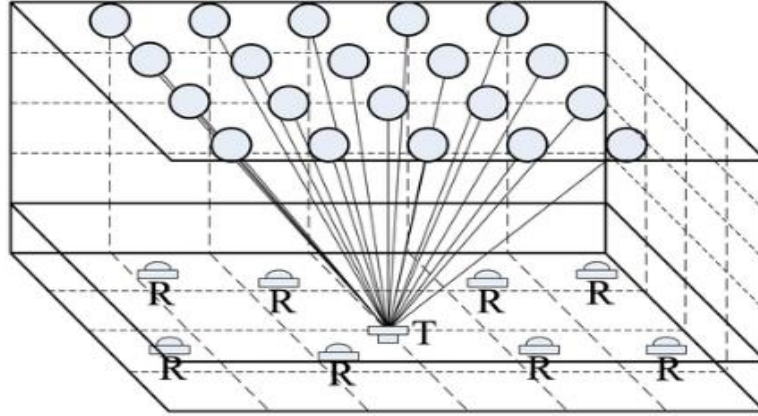


Figure II-8 Système de communication optique sans fil intérieur typique présenté par Zhou Zhou et al [45].

#### II.4.5. Modèle de sphère d'intégration

Le modèle de sphère d'intégration a été utilisé dans les communications infrarouges[46]. La caractéristique la plus importante du modèle est que le même gain du signal diffusé est considéré dans toute la pièce. La réponse fréquentielle du canal est donnée par :

$$H(f) = \sum_{i=1}^N H^{(0)}(0; S_i, R_j) e^{(-j2\pi f \Delta\tau_{LOS}, i)} + H_{DIFF} \frac{e^{(-j2\pi f \Delta\tau_{DIFF})}}{1 + j \frac{f}{f_0}} \quad (2.36)$$

Où  $H^{(0)}(0; S_i, R_i)$  est le gain du canal correspondant à la composante LOS,  $N$  est le nombre de diodes électroluminescentes,  $\Delta\tau_{\text{LOS}, i}$  et  $\Delta\tau_{\text{DIFF}}$  sont les retards du signal,  $f_0$  désigne la fréquence de coupure d'un canal de diffusion pure, tandis que  $H_{\text{DIFF}}$  désigne le gain d'un canal diffus.

## Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons d'abord défini les principes de base de la photométrie et les différentes caractéristiques des systèmes de communication optique sans fil dans le domaine de la lumière visible. Ensuite, nous avons introduit le modèle de base du système VLC, en passant par les caractéristiques de puissance des émetteurs, les caractéristiques optiques des récepteurs et la réponse impulsionnelle du canal VLC. Enfin, nous avons détaillé cinq modèles de canaux VLC typique.

# **CHAPITRE III**

## **TECHNIQUES DE MODULATION POUR LES SYSTEMES VLC**

## **Chapitre III. Techniques de modulation pour les systèmes VLC**

### **Introduction**

Dans le chapitre précédent nous avons présenté le système de communication par lumière visible, ou nous avons décrit les caractéristiques des canaux, ainsi que la structure d'émetteur et de récepteur utilisés dans ce même système.

Au cours de ce chapitre nous présenterons différentes techniques de modulation bien adaptées à ce système. La modulation d'intensité et la détection directe (IM / DD) initialement utilisée dans la communication infrarouge peut être utilisée dans les communications en lumière visible[8]. Mais cette technique de modulation basée sur la détection directe et la modulation d'intensité est trop faible pour surmonter de nombreux défis liés à la VLC. Une technique de modulation complexe serait donc nécessaire pour prendre en charge une communication de données efficace et souhaitable dans ce contexte.

La modulation basée sur l'étalement du spectre par séquence directe (DSSS) a été largement utilisée dans les systèmes radio et est considérée comme robuste, en particulier dans les environnements bruyants (présentant des perturbations telles que le brouillard, la pluie et la poussière dense). Cette technique demande une largeur de bande de transmission plus élevée, affectant ainsi le débit de données, et a été proposé et discutée dans [47], [48], [49]. Autres schémas tels que la modulation de position d'impulsion (PPM), le multiplexage par répartition en fréquences orthogonales (OFDM), et la modulation CSK (Color Shift Keying) seront également présentés.

### **III.1. Techniques de modulation de base**

Le choix de la technique de modulation dans la conception des systèmes VLC reste l'un des plus importants problèmes techniques traités. Dans le contexte de la technologie IR, l'adoption des techniques de modulation telles que la On-Off Keying (OOK), la modulation de position de l'impulsion (L-PPM), ou encore la modulation à décalage de phase de sous-porteuse (SC-PSK) a été suggérée. L'utilisation des techniques d'égalisation pour l'IR ainsi que pour les VLC à courte portée en milieu intérieur a également été proposée [50]. L'utilisation d'égaliseurs augmente considérablement la complexité du récepteur qu'il soit basé sur la technique OOK ou L-PPM, qui bien qu'elles soient simples de base à mettre en

œuvre, néanmoins sont affectées par les interférences émanant des sources lumineuses. Dans les sections suivantes, nous discuterons les diverses techniques de modulation.

## III.2. Types de modulation

### III.2.1. La Modulation OOK

On-Off-Keying (OOK) est la forme la plus simple de la modulation ASK (Amplitude-Shift-Keying). OOK n'est composée que de deux symboles (0 ou 1), chacun de durée  $T$  fixe (temps-symbole). On considère que le symbole '0' correspond à l'absence d'émission optique pendant une durée  $T$ , tandis que le symbole '1' correspond à l'émission d'un signal optique à la puissance  $2P_t$  pendant le même temps. Ainsi, pour une émission équiprobable, la puissance moyenne émise est égale à  $P_t$ . Ce mode particulier de modulation OOK est appelé OOK à non-retour à zéro (NRZ), par opposition à l'OOK-RZ (Return to Zero) où le signal revient à 0 avant le temps  $T$ .

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

Comme solution à ces effets indésirables, la modulation OOK est proposée en utilisant des symboles de type Manchester au lieu des symboles NRZ, au prix d'une bande occupée qui est deux fois plus grande que dans le cas de OOK NRZ [8].

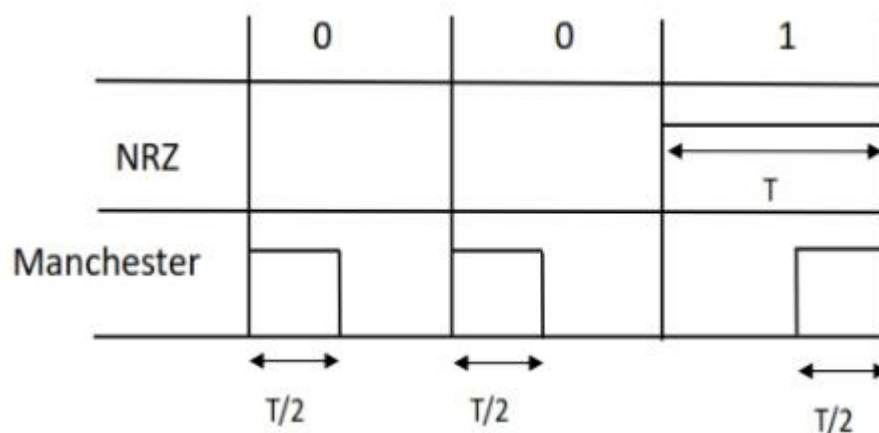


Figure III-1 Comparaison des codes Manchester et NRZ

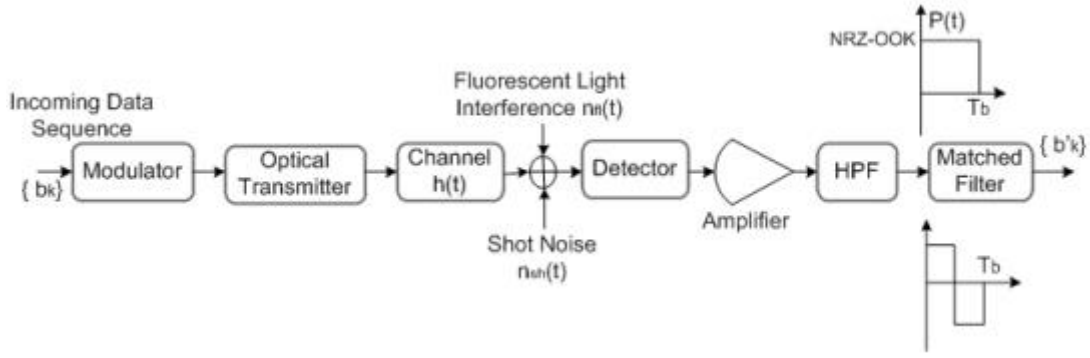


Figure III-2 Schéma fonctionnel d'un récepteur IM / DD typique.

Le schéma fonctionnel d'un système typique utilisant IM / DD est illustré à la Figure III-1. Les bits d'information sont introduits dans le modulateur (NRZ ou Manchester) à un débit binaire  $R_b$  (bps). Les impulsions produites par le modulateur déclenchent l'émetteur optique. Le signal optique modulé en intensité passe par un canal, éventuellement à trajets multiples,  $h(t)$ . A la réception, et en utilisant la détection directe, le signal optique est converti en un signal électrique par la photodiode. Ce signal électrique consiste en une superposition de la réplique déformée du signal transmis, du bruit de tir  $n_{sh}(t)$ , ainsi que les interférences des lampes fluorescentes  $n_{fl}(t)$ . Le filtre passe-haut (HPF) après la photodiode est modélisé comme un filtre RC de premier ordre avec une fréquence de coupure  $f_0$ . L'amplitude maximale du signal reçu dénotée  $A$ , est proportionnelle à la puissance reçue  $A=2RP_s$ , où  $R$  est la sensibilité du photodétecteur et  $P_s$  est la puissance optique moyenne reçue. La densité spectrale de puissance (DSP) du bruit de tir Gaussien  $n_{sh}(t)$  est notée  $N_0$  et dépend du photocourant total généré comme suit [47]:

$$N_0 = 2q(I_B + i_b) \quad (3.1)$$

Où  $I_B$  est le photocourant généré par un éclairage ambiant fixe,  $i_b$  est le niveau moyen de l'interférence de la lumière fluorescente et  $q$  est la charge d'un électron.

Le signal transmis peut-être écrit comme une suite de répliques du signal  $p(t)$  retardées dans le temps comme suit :

$$S(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} a_k p(t - kT_b) \quad (3.2)$$

Où  $p(t)$  est l'impulsion rectangulaire de durée  $T_b = 1/R_b$ , et  $a_k$  est l'amplitude portant

l'information. Si le signal a des symboles de type Manchester,  $p(t)$  est une impulsion alternative de même durée avec une transition au mi-bit. En ignorant les composantes du bruit, l'impulsion du signal reçu  $r(t)$  à l'entrée du filtre correspondant sera :

$$r(t) = h_F(t) * p(t) \quad (3.3)$$

Où  $h_F(t)$  est la réponse impulsionnelle du HPF et '\*' désigne la convolution.

### III.2.2. Modulation PPM

La modulation PPM (Pulse Position Modulation) est largement utilisée dans les communications par optique sans fil (OWC). L'information est représentée par la position de l'impulsion dans le temps symbole, avec les impulsions du signal ayant une largeur et une amplitude fixes. Une efficacité énergétique moyenne plus élevée peut être obtenue en utilisant la modulation d'impulsions.

#### III.2.2.1. L-PPM

Utilise des symboles composés de  $L$  intervalles de temps (chips). Une puissance constante est transmise pendant l'un de ces intervalles et un zéro l'est pendant les  $(L-1)$  intervalles restants. Si l'amplitude de la forme d'onde transmise est  $A$ , la puissance d'émission moyenne dans le cas du 2-PPM est  $A / 2$ , celle de 4-PPM est  $A / 4$ , et pour L-PPM est  $A / L$ . Pour tout  $L$  supérieur à 2, PPM nécessite moins de puissance optique que OOK. En principe, la puissance moyenne optique requise peut être rendue arbitrairement petite en rendant  $L$  convenablement grand, au coût d'une bande passante accrue [51].

Pour un débit donné, L-PPM nécessite plus de bande passante que OOK par un facteur  $L/\log_2 L$  (16-PPM nécessite quatre fois plus de bande passante que OOK). La bande passante requise par PPM pour atteindre un débit binaire de  $Rb$  est approximativement l'inverse d'une durée du chip  $B = L / T$ . En plus de l'augmentation des besoins en bande passante, PPM requiert une puissance de crête (max) transmise plus grande.

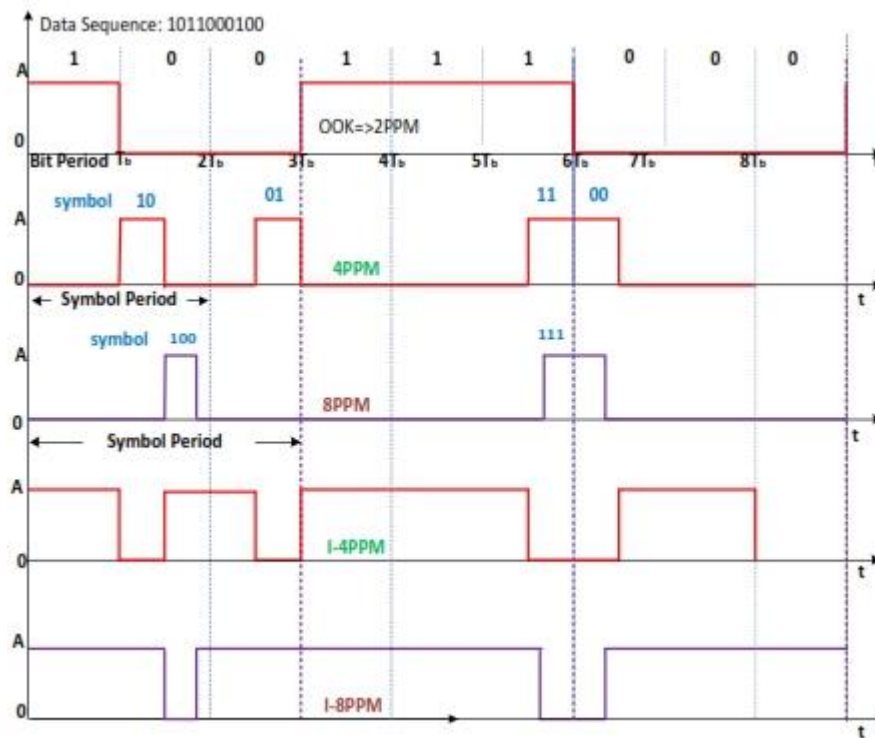


Figure III-3 Illustration des formes d'onde L-PPM et I-LPPM.

Dans la Figure III-2 on remarque que 2-PPM et OOK ont la même forme d'onde, elles permettent de coder 1 bit sur 2 niveaux « 1 » et « 0 » pendant une durée  $T_b$ . 4-PPM permet de coder 2 bits de données sur 4 niveaux différents (Figure III-4) pendant une durée de symbole égale à deux fois la durée du bit dans la 2-PPM ( $2 T_b$ ). De son côté 8-PPM nous permet de coder 3 bits de données sur 8 niveaux pendant une durée de symbole égale à  $3 T_b$ . I-LPPM est l'inverse de L-PPM.

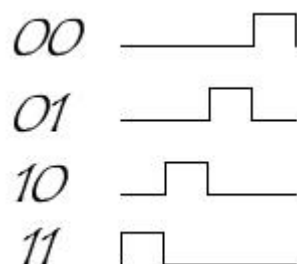


Figure III-4 Illustration de la 4-PPM.

### III.2.2.2. I-PPM (PPM Inversée)

Dans le cas du PPM conventionnel, nous ne définissons qu'une seule impulsion parmi  $L$  sous-intervalles. La puissance moyenne transmise, c'est-à-dire la luminosité des LED, tombe à  $1/L$  lorsque l'amplitude de crête n'est pas modifiée. La luminosité des LED peut être rendue égale à d'autres méthodes de modulation si nous augmentons l'amplitude  $L$  fois (limitation pratique avec contrainte de puissance). I-PPM permet de fournir des rendements plus élevés que la PPM conventionnelle juste en inversant la position de l'impulsion de celle-ci. L'intensité optique y est «off» pendant le 1<sup>er</sup> sous-intervalle et «on» partout ailleurs, comme indiqué sur Figure III-3, par exemple, dans le cas d'une lumière à 4-PPM, la lumière est «allumée» avec une intensité équivalente à une durée de trois intervalles, rendant la LED trois fois plus lumineuse que la 4-PPM conventionnelle. Lorsque l'amplitude de la forme d'onde transmise est  $A$ , la puissance d'émission moyenne de la I-4PPM est de  $3A/4$ . Autrement dit, la puissance moyenne transmise de I-L-PPM est de  $(L-1) A/L$ .

### III.2.3. DSSS (Direct Sequence Spread Spectrum)

Dans un système de communication à spectre étalé basé sur la séquence directe [52], l'étalement du spectre est effectué avant la transmission, grâce à l'utilisation d'un code d'étalement indépendant de la séquence de données. Le même code d'étalement est utilisé dans le récepteur pour dé-étalement le signal reçu, afin que les données d'origine puissent être rétablies. Le signal porteur d'informations est multiplié par un code d'étalement de sorte que chaque bit d'information est divisé en un certain nombre de petites tranches de temps. Ces petits créneaux temporels sont communément appelés chips. Dans ce processus, la bande passante étroite du signal porteur d'information est étalée sur une large bande avec un facteur  $N$  égal à la longueur de la séquence étalée [47].

Ce processus de modulation à spectre étalé répartit la puissance du signal des données d'origine sur une bande passante beaucoup plus large, résultant en une densité spectrale de puissance inférieure à celle du signal d'information non étalé. Quand la densité spectrale du signal à spectre étalé résultant commence à fusionner avec le niveau de bruit de fond, le signal de communication DSSS entre dans un état de faible visibilité ou perception, ce qui rend difficile sa localisation ou son interception. Ce mode de communication est généralement appelé « à faible probabilité d'interception (IPV) », et offre une forme de sécurité, qui était précédemment exploitée pour les applications militaires [52], mais qui est actuellement tout

aussi incorporée dans une multitude d'applications commerciales. Le gain de traitement (PG) (ou facteur d'étalement) du système à spectre étalé peut être défini comme le rapport de la bande passante de transmission à la bande passante d'information :

$$PG = \frac{B_T}{B_B} = \frac{T_b}{T_c} = \frac{R_c}{R_b} = N \quad (3.4)$$

Où  $B_T$  est la largeur de bande de transmission tandis que  $B_B$  est celle du signal porteur d'informations,  $T_b$  est la période binaire du signal de données,  $T_c$  est celle du chip du code d'étalement,  $R_c$  est le débit de la séquence d'étalement du chip,  $R_b$  est celui du signal de données et  $N$  est la longueur du code d'étalement.

Le récepteur met en corrélation le signal reçu avec une réplique du code d'étalement du signal de manière synchrone pour récupérer le signal d'origine porteur d'informations. Cela implique que le récepteur doit connaître la séquence ou le code d'étalement utilisé pour des-étaler le signal reçu.

Le processus d'étalement de base dans un système à spectre étalé à séquence directe est illustré dans le schéma fonctionnel représenté à la Figure III-5:

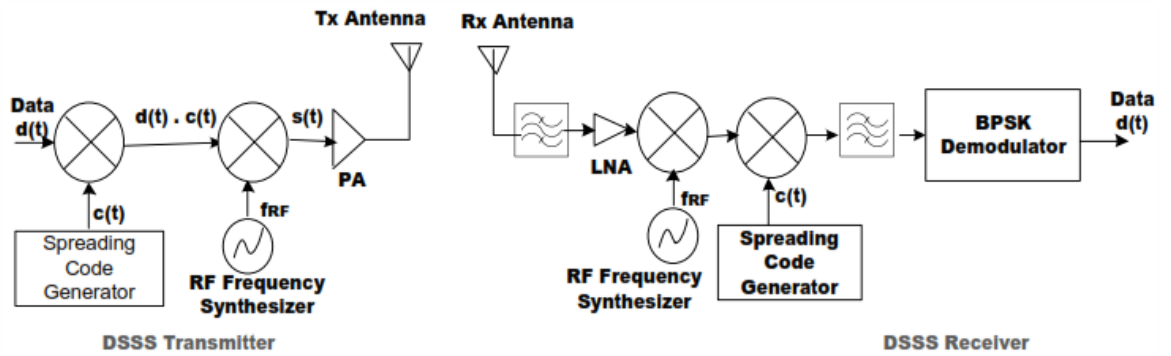


Figure III-5 Schéma fonctionnel conceptuel de l'émetteur et du récepteur DSSS.

Le signal porteur de l'information  $d(t)$  est multiplié par le code d'étalement  $c(t)$  et modulé sur une porteuse de fréquence RF pour obtenir un signal de sortie étalé  $s(t)$ .

$$s(t) = d(t)c(t) \cos(2\pi f_{RF}t) \quad (3.5)$$

Où  $f_{RF}$  est la fréquence de la porteuse.

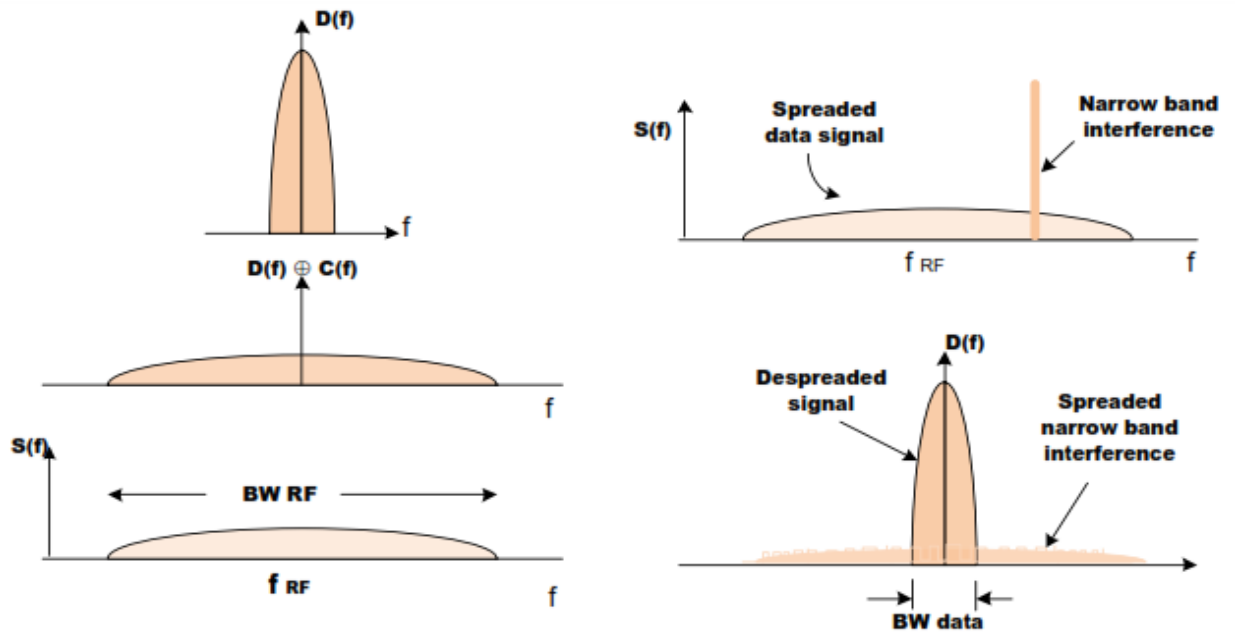


Figure III-6 Processus d'étalement et des-étalement du signal dans le domaine fréquentiel.

### III.2.3.1. Modulation DSSS dans le système VLC

L'utilisation de la technique DSSS dans les systèmes optiques sans fil (OW) est basée sur le principe de base de la corrélation bipolaire. Au niveau de l'émetteur, une séquence d'étalement unipolaire est modulée par des données binaires de telle sorte que la séquence est transmise pour un «1» binaire tandis que la séquence inverse (complément) est transmise pour un «0» binaire. Ce type de modulation est appelé SIK (séquence inverse-keying) [53]. Le signal à spectre étalé résultant utilise une forme d'onde NRZ rectangulaire pour moduler l'intensité de la source de lumière visible (LED). Après le passage dans le canal, au niveau du récepteur, le signal optique est détecté et traité.

Lors de la propagation, le signal peut être couplé en courant alternatif, afin d'éliminer le signal DC indésirable introduit par le canal optique. Le couplage AC ne modifie pas les propriétés de la corrélation de la séquence d'étalement, le dés-étalement peut donc utiliser la version bipolaire de la séquence d'étalement unipolaire. Pour une seule détection au niveau du corrélateur, le signal dés-étalé est intégré (sommé) sur la période du bit de données  $T_b$  et échantillonné à des intervalles espacés de  $t = T_b$ . La valeur de l'échantillon à la sortie du

corrélateur est détectée par seuillage à zéro, de telle sorte qu'un échantillon positif ou négatif corresponde à une estimation binaire "1" ou "0", respectivement, du bit de données transmis.

### III.2.3.2. Modulateur d'incrustation inverse de séquence

Figure III-7 montre le schéma de principe de l'émetteur et du récepteur du système SIK. La partie modulatrice effectue essentiellement une opération numérique de XNOR où le bit de données entrant est modulé par des données aléatoires de pseudo-bruit (PN) ayant un débit binaire supérieur au bit de données. Ainsi, les données transmises sont dites étalées. Une opération similaire est nécessaire au niveau du récepteur pour récupérer la séquence entrante du canal.

Les données binaires unipolaires  $b(t)$  de la source d'informations peuvent être formulées comme suit :

$$b(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} b_k(t) \quad (3.6)$$

Pour  $b_k \in \{0,1 : -\infty \leq k \leq \infty\}$ . Suite à cela, chaque bit  $b_k$  est combiné par un XNOR avec la séquence d'étalement unipolaire  $s(t)$  qui peut s'écrire comme tel :

$$s(t) = \sum_{n=0}^{N-1} S_n(t) \quad (3.7)$$

Où  $S_n \in \{0,1 : n = 0,1,\dots,N-1\}$ ,  $N$  est la longueur de la séquence PN,  $T_c$  est la durée du chip, et  $T_b = NT_c$  l'opération rendant la durée de  $N$  chips de la séquence d'étalement égale à la durée du bit. Tel que mentionné précédemment, la fonction XNOR réalise le format de modulation SIK. Les données étalées sont ensuite utilisées pour moduler l'intensité de la source lumineuse LED. Le signal optique est caractérisé par une puissance optique moyenne  $P$  et une puissance d'impulsion de crête  $2P$ . La lumière se propage à travers le canal de l'espace libre, puis est ajoutée au bruit pour être ensuite détectée par la photodiode.

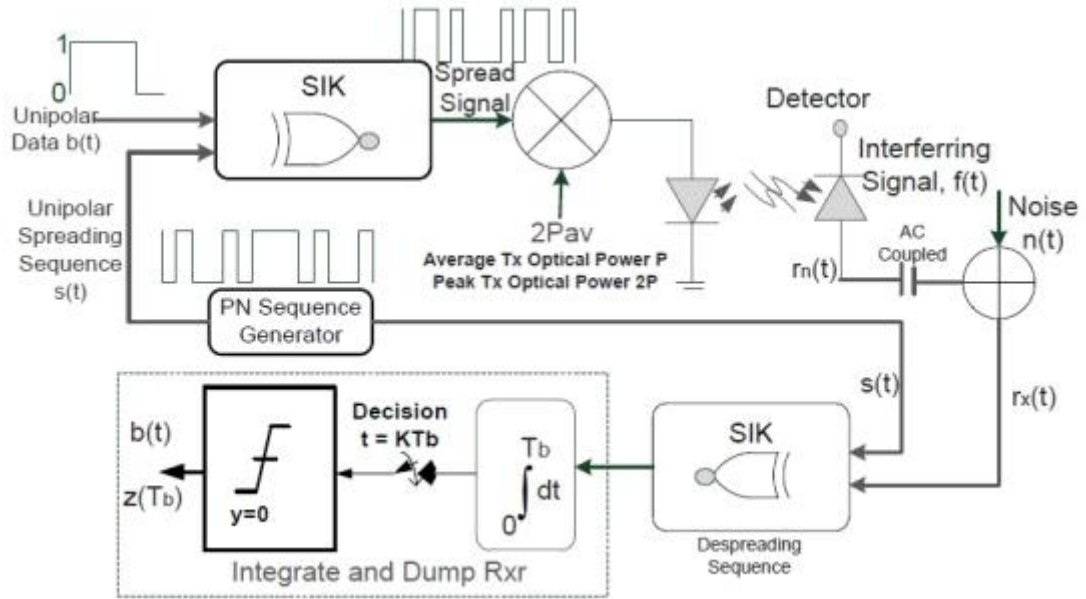


Figure III-7 Modulation SIK pour VLC.

La réactivité de la photodiode est  $R = A / W$ . Le photocourant détecté pour le cas LOS peut être donné comme suit :

$$r_n(t) = 2RP_s b(t) \oplus s(t) + f(t) + n(t) \quad (3.8)$$

Où  $P_s$  est la puissance optique moyenne du signal LOS désiré affectant la photodiode,  $f(t)$  est le signal d'interférence à la sortie de la photodiode émanant de la lumière ambiante,  $n(t)$  est le processus de bruit de canal (y compris le bruit thermique de l'amplificateur et bruit de tir, considéré comme un bruit blanc Gaussien additif avec une densité spectrale de puissance  $N_0/2$ ). De plus,  $b(t)$  est la séquence de bits de données rectangulaires d'amplitude unitaire de durée  $T_b$  et  $s(t)$  est la séquence PN périodique formée de chips rectangulaires d'amplitude unitaire et de durée  $T_c$  chacune.

Ce signal est maintenant multiplié par  $s'(t)$  [c.à.d dés-étalé], ou  $s'(t)$  est la version bipolaire de  $s(t)$ , puis intégré sur une durée de bit de données, pour que la valeur par rapport au seuil nul soit par la suite détectée. Par conséquent, la sortie du corrélateur devient :

$$z(T_b) = \frac{1}{T_b} \int_0^{T_b} 2RP_s b(t) \oplus s(t) s'(t) dt + \frac{1}{T_b} \int_0^{T_b} RP_f f'(t) s'(t) dt + \frac{1}{T_b} \int_0^{T_b} n(t) s'(t) dt \quad (3.9)$$

Étant donné que  $f'(t)$  varie lentement par rapport au code d'étalement  $s'(t)$  sur la période

d'intégration  $T_b$ , alors  $f'(t)$  peut être approché par  $f'(T_b)$  qui est la valeur d'échantillon de  $f'(t)$  au temps  $t = T_b$  et est constante sur la période d'intégration. Le même raisonnement s'applique sur la troisième intégrale comportant  $n(t)$ . Ainsi, l'équation ci-dessus devient :

$$Z(T_b) = b_k R P_s + \frac{R P_f}{N} f'(T_b) n(T_b) \quad (3.10)$$

Où  $b_k \in \{1, -1\}$  désigne le bit de données actuel qui est le terme du signal souhaité. Le deuxième terme est l'interférence causée par les sources de lumière, tandis que le troisième terme est le bruit blanc Gaussien additif.

#### III.2.4. Modulation OFDM

Le multiplexage par répartition en fréquence orthogonale (OFDM) est une technique de modulation nouvelle et efficace et fait partie de la famille des modulations multi-porteuses. Elle peut résister efficacement au brouillage par trajets multiples, afin que le signal puisse être reçu de manière fiable, comme elle peut également améliorer considérablement l'efficacité spectrale [54].

Cette technologie a gagné de plus en plus d'attention car elle présente de nombreux avantages uniques tels que :

- Une efficacité spectrale importante : L'efficacité spectrale de l'OFDM est presque deux fois celle du système de communication série.
- Une capacité de résister aux interférences par trajets multiples et aux évanouissements sélectifs en fréquence. Cette capacité provient du fait que les données du système OFDM sont réparties entre de nombreuses sous-porteuses, ce qui réduit considérablement le débit de symboles de chaque sous-porteuse, et rend le canal correspondant à chacune d'elles plat. Comme conséquence, les évanouissements sélectifs en fréquence sont éliminés. L'interférence inter-symboles émanant principalement des trajets multiples peut être complètement éliminée par l'insertion du préfixe cyclique.
- Une allocation dynamique des sous-porteuses pour atteindre un débit binaire maximal. Le débit binaire de transmission est maximisé en sélectionnant les diverses sous-porteuses, le nombre de bits dans chaque symbole, ainsi que la puissance allouée à

chaque sous-porteuse.

- Une forte capacité anti-évanouissement (anti-fading) peut être atteinte par codage conjoint de chaque sous-porteuse.
- Une facilité d'implémentation par DSP (Digital Signal Processing) car la technique OFDM utilise à la fois les fonctions implémentables d'IFFT et FFT pour effectuer la modulation et la démodulation.

#### **III.2.4.1. Le principe de l'OFDM**

Le canal est d'abord divisé en plusieurs sous-canaux orthogonaux. Ensuite, les flux du signal série haut débit est converti en flux de sous-données parallèles à faible débit. Parce que la bande passante de chaque sous-canal est seulement une petite partie de la bande passante du canal d'origine.

#### **III.2.4.2. L'idée de base de la technologie OFDM**

Les données série à haut débit sont converties en données parallèles à moduler, à débit relativement faible pour chaque sous-porteuse. Ce schéma de transmission parallèle étend considérablement la largeur d'impulsion du symbole et améliore la résistance à l'évanouissement par trajets multiples. Les signaux en quadrature peuvent être séparés en utilisant des techniques de corrélation au niveau du récepteur, réduisant ainsi les interférences entre sous-porteuses. La bande passante de chaque sous-canal est choisie de telle sorte qu'elle soit inférieure à la bande de cohérence du canal, par conséquent, on peut considérer que l'évanouissement est plat dans chaque sous-canal [55].

Dans le multiplexage par répartition en fréquence traditionnel, les spectres de chaque sous-porteuse ne se chevauchent pas. De plus, de grandes quantités de filtres d'émission et de réception sont nécessaires, ce qui augmente la complexité et le coût du système. Afin de réduire la diaphonie entre différentes sous-porteuses, un intervalle de garde suffisant doit être maintenu, ce qui aura pour inconvénient de diminuer l'efficacité fréquentielle du système. Cependant, le système OFDM moderne utilise des techniques de traitement du signal numérique pour générer et recevoir des signaux, ce qui simplifie considérablement la structure du système. De plus, et afin d'améliorer l'efficacité spectrale, chaque sous-porteuse se chevauche avec ses voisines comme le montre la Figure III-8. Cela dit, les sous-porteuses doivent maintenir l'orthogonalité entre elles aux multiples de la période du symbole, pour

assurer que les signaux peuvent être récupérés à la réception par corrélation et sans distorsion.

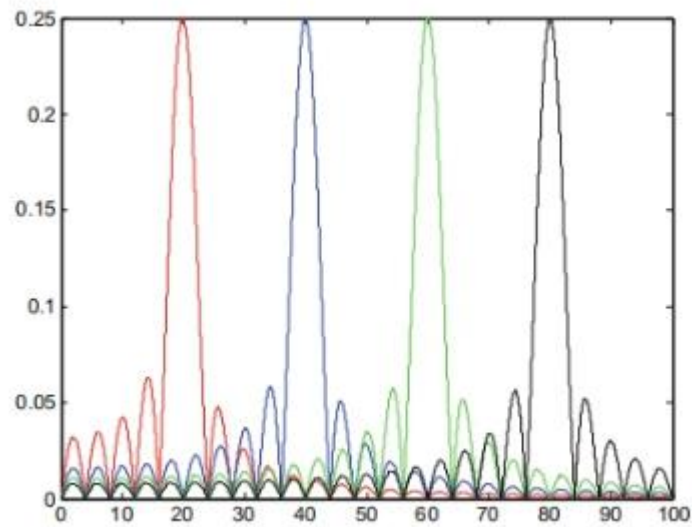


Figure III-8 Spectre des sous-porteuses OFDM.

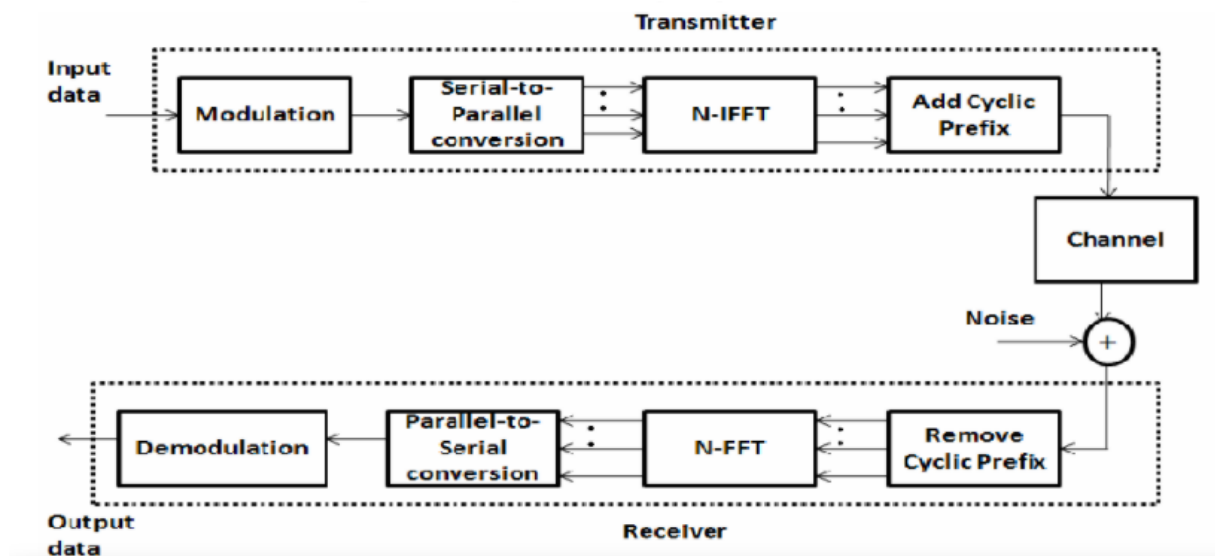


Figure III-9 Processus de modulation et de démodulation de l'OFDM [56].

La technologie de modulation OFDM est largement utilisée dans les communications en lumière visible, que ce soit dans les systèmes hors ligne ou les systèmes en temps réel. Cependant, l'OFDM présente encore certains inconvénients, dont une grande valeur PAPR (facteur de crête) et une sensibilité au décalage de fréquence.

### III.2.5. Modulation CSK (Color Shift Keying)

La modulation CSK est un schéma de modulation spécifique à VLC, spécifié dans la section 8.2 de IEEE 802.15.7, conçu pour fonctionner avec des LED RVB, et ce, afin de fournir un ordre supérieur et une plus grande efficacité spectrale. CSK transmet les données de manière imperceptible à travers la variation de la couleur émise par les diodes électroluminescentes rouges, vertes et bleues. L'avantage du CSK est que la puissance du signal émis est fixe, par conséquent, CSK réduit le potentiel d'effets néfastes sur la santé humaine liés aux fluctuations de l'intensité lumineuse. Les symboles sont transmis de façon à ce que le flux lumineux reste constant, tandis que sa chromaticité instantanée varie [15]. Ainsi, des données sont envoyées sur la couleur instantanée du triplet RVB.

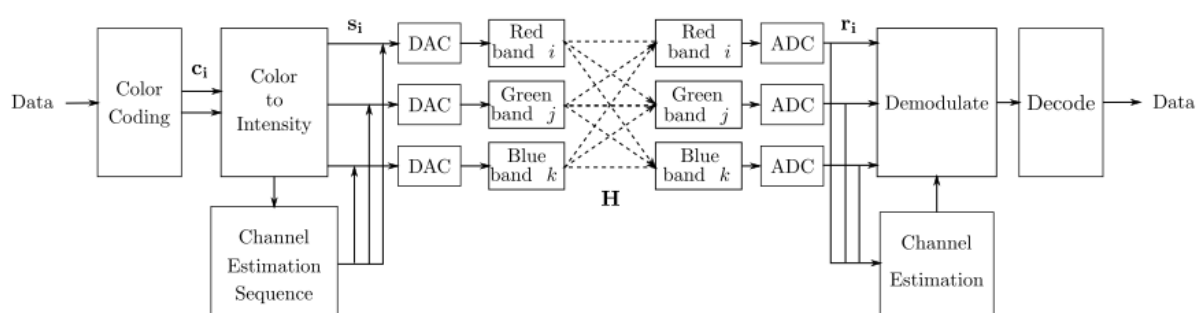


Figure III-10 Schéma fonctionnel d'un lien VLC prenant en charge la modulation CSK

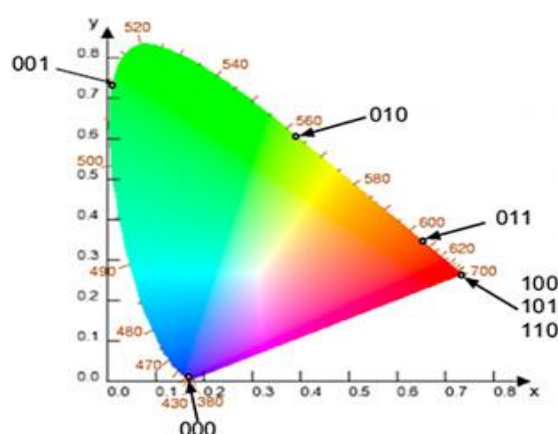


Figure III-11 Diagramme de chromaticité CIE 1931 xy.

La Figure III-11 montre le diagramme de chromaticité, qui représente toutes les couleurs pouvant être perçues par l'œil humain. La chromaticité est une valeur utilisée pour déterminer

une couleur indépendamment de sa luminosité.

Tableau III-6 Centre, code et coordonnées chromatiques utilisés par les sept bandes adoptées dans CSK.

| Bande (nm) | Code | Centre (nm) | (x, y)         |
|------------|------|-------------|----------------|
| 380–478    | 000  | 429         | (0,169, 0,007) |
| 478–540    | 001  | 509         | (0,011, 0,733) |
| 540–588    | 010  | 564         | (0,402, 0,597) |
| 588–633    | 011  | 611         | (0,669, 0,331) |
| 633–679    | 100  | 656         | (0,729, 0,271) |
| 679–726    | 101  | 703         | (0,734, 0,265) |
| 726–780    | 110  | 753         | (0,734, 0,265) |

Le Tableau III-1 illustre la longueur d'onde visible humaine des sept bandes avec leur centre qui a déjà été rapporté dans la Figure III-11.

La Figure III-10 représente un schéma fonctionnel d'un système VLC utilisant la modulation CSK [57]. Les données sont d'abord mappées sur la constellation (coordonnées de couleur).

$$A = \{c_1, c_2, c_3, \dots, c_N\} \quad (3.10)$$

Où chaque symbole  $c_i$  est un membre du diagramme de chromaticité CIE 1931 xy (Commission Internationale d'illumination) et N est la taille de constellation. Donc les  $C_i$  sont caractérisés par :

$$C_i = [x_{ci}, y_{ci}] \quad (3.11)$$

Avec  $x_{ci}$  et  $y_{ci}$  représentant la chromaticité xy du symbole. L'ensemble de symboles  $C_i$  est ensuite converti en flux lumineux  $S_i$  :

$$S_i = [l_r, l_g, l_b] \quad (3.12)$$

Où  $l_r$ ,  $l_g$  et  $l_b$  représentent, respectivement, le flux lumineux des bandes de couleur rouge, verte et bleue. L'utilisation des convertisseurs DAC (Digital to Analog) et des générateurs de

courant permet de produire les niveaux de courant requis pour générer la lumière appropriée pour chaque symbole.

Suite à la conversion électrique /optique, le signal d'intensité passe à travers le canal d'espace libre. Ce signal auquel s'ajoute un bruit AWGN est ensuite détecté par un ensemble de trois photodiodes filtrées. Ainsi un canal VLC prenant en charge la modulation CSK est simplement un ensemble de trois canaux IM/DD, reliés par la matrice de gain suivante :

$$H = \begin{bmatrix} h_{1,1} & h_{1,2} & h_{1,3} \\ h_{2,1} & h_{2,2} & h_{2,3} \\ h_{3,1} & h_{3,2} & h_{3,3} \end{bmatrix} \quad (3.14)$$

Où  $h_{i,j}$  est le gain du canal correspondant incluant les conversions d'émetteur et de récepteur entre les domaines optique et électrique, entre la bande d'émission  $j$  et la bande de réception  $i$ . Les éléments de  $H$  dépendent à la fois des DSPs (Densité Spectrale de Puissance) des LEDs potentiellement superposées et des réactivités des photodétecteurs filtrés. Si on considère seulement la composante LOS du canal, le modèle du canal en bande de base à temps discret sera :

$$\mathbf{r}_i = [p_r, p_g, p_b] = \mathbf{H}_{si} + \mathbf{n}_i \quad (3.15)$$

Où  $\mathbf{r}_i$  est le symbole reçu,  $p_r, p_g$  et  $p_b$  sont les sorties des photodétecteurs après la conversion analogue à digitale, et  $\mathbf{n}_i$  est le vecteur AWGN. Enfin le récepteur effectue une détection de probabilité maximale sur le signal reçu, et le bloc final reconvertit le symbole décodé en ses coordonnées de chromaticité xy.

CSK se présente comme une technique de modulation bien adaptée aux VLCs. Elle offre un avantage par rapport aux schémas à modulation d'intensité qui consiste en la constance du flux lumineux, qui garantit l'absence de scintillements sur toutes les fréquences.

## Conclusion

Différentes techniques de modulation pouvant être utilisées dans les systèmes VLC ont été discutées dans ce chapitre. Nous avons démontré que la modulation PPM offre une meilleure efficacité énergétique qu'OOK. Nous avons présenté également la modulation DSSS comme une technique robuste dans les environnements bruyants, l'OFDM comme une

architecture offrant une meilleure efficacité spectrale et une meilleure résistance aux évanouissements par trajets multiples, et enfin la modulation CSK comme un schéma de modulation spécifique à VLC. Dans le prochain chapitre, nous mènerons des simulations afin d'étudier les systèmes VLC.

**CHAPITRE IV**

**PARTIE SIMULATION**

## **Chapitre IV. Partie simulation**

### **Introduction**

Afin d'étudier les performances des systèmes VLC, dont la théorie a été décrite dans les chapitres précédents, nous avons mené une étude paramétrique pour déterminer l'impact de certains facteurs et leur choix sur la qualité de la communication. En général, une simulation est un modèle simplifié de la réalité dans lequel on se base sur les phénomènes dominants. Ce modèle est généralement traduit en un algorithme informatique capable de calculer les paramètres que l'on veut évaluer.

Pour nos simulations, nous avons choisi d'utiliser le logiciel Matlab, de par sa popularité, et la disponibilité d'une large boîte à outils (toolbox) toute prête adaptée aux systèmes de communication. Nos simulations dans le cadre de ce chapitre portent sur trois axes :

- 1) Simulation du scenario LOS
- 2) Simulation avec variation du type de modulation
  - Simulation du taux d'erreur sur les bits BER (vs SNR) pour la modulation OOK
  - Simulation du taux d'erreur sur les bits BER (vs SNR) pour la modulation PPM
- 3) Simulation du canal NLOS
  - Etalement du retard
  - Performance théorique et par simulation de la modulation OOK

Tandis que les première et troisième campagnes de simulation portent sur les caractéristiques physiques du canal de propagation, la deuxième s'intéresse à l'effet schémas de modulation qui peuvent être utilisés dans un système VLC

#### **IV.1. Simulation du canal LOS (Line-Of-Sight)**

La propagation dans le canal LOS et les mécanismes s'y rapportant ont déjà été expliqués auparavant. L'algorithme programmé sous Matlab adopté dans cette partie calcule le gain du canal LOS en utilisant la puissance lumineuse, la géométrie des LEDs, ainsi que les équations (4.1) et (4.2) introduites ci-après, et ce pour décrire, via ce modèle, la propagation de la

puissance lumineuse à chaque point de la pièce.

$$H_{LOS}(0) = A_r \frac{(m_l+1)}{2\pi d^2} \cos^{m_l}(\phi) T_s(\psi) \cos(\psi) \quad (4.1)$$

$$P_r = H_{LOS}(0) P_t \quad (4.2)$$

- L'algorithme calcule la puissance lumineuse reçue en considérant :
  - Une pièce vide dont les dimensions x,y,z. sont données
  - Un émetteur LED situé au plafond en position fixe (lx, ly, lz), avec une direction d'émission fixe, perpendiculaire au sol et ayant un angle de demi-puissance fixe.
  - Un photo-récepteur parallèle au sol, à une distance rz du plafond avec une réactivité notée «resp» et surface de réception "ar".
  - L'indice du filtre optique du photorécepteur est «n» (si n est réglé sur 1, l'effet du filtre optique est considéré négligeable).
- Ceci étant, les valeurs suivantes sont fournies pour le calcul de la puissance optique reçue résultante:
  - Dimensions de la pièce (x=3.5m; y=3.5m; z=2.5m).
  - Une source de lumière LED fixée au centre du plafond, ayant une puissance lumineuse de 1Watt et un angle de demi-puissance égale à 30°.
  - Un photorécepteur déposé à une distance rz=1m du sol, avec une zone de collecte de 1cm<sup>2</sup>.

Nous avons fait varier l'angle de demi-puissance entre (10°, 30° et 75°), les figures obtenues sont listées ci-dessous.

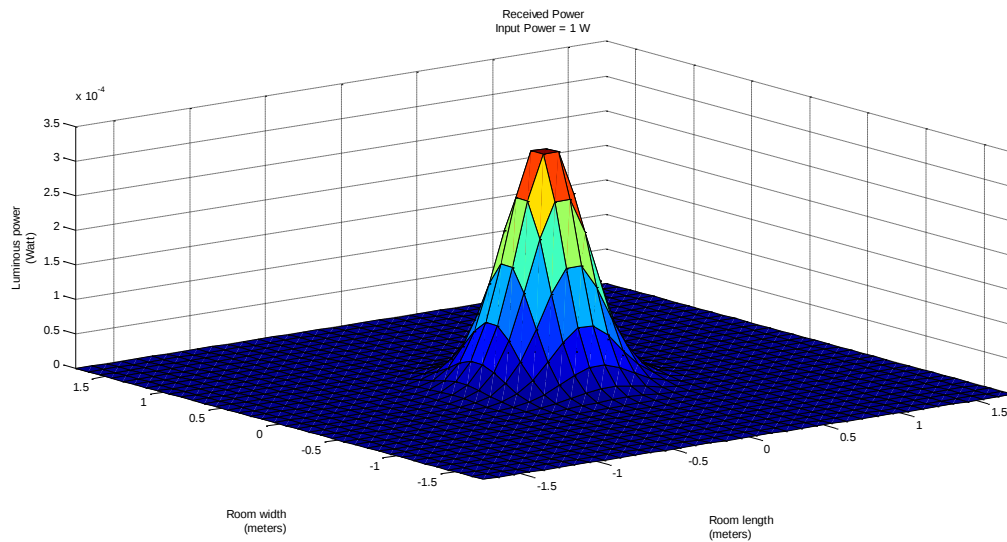


Figure IV-1 Puissance optique reçue à un angle de demi-puissance égal à  $10^\circ$ .

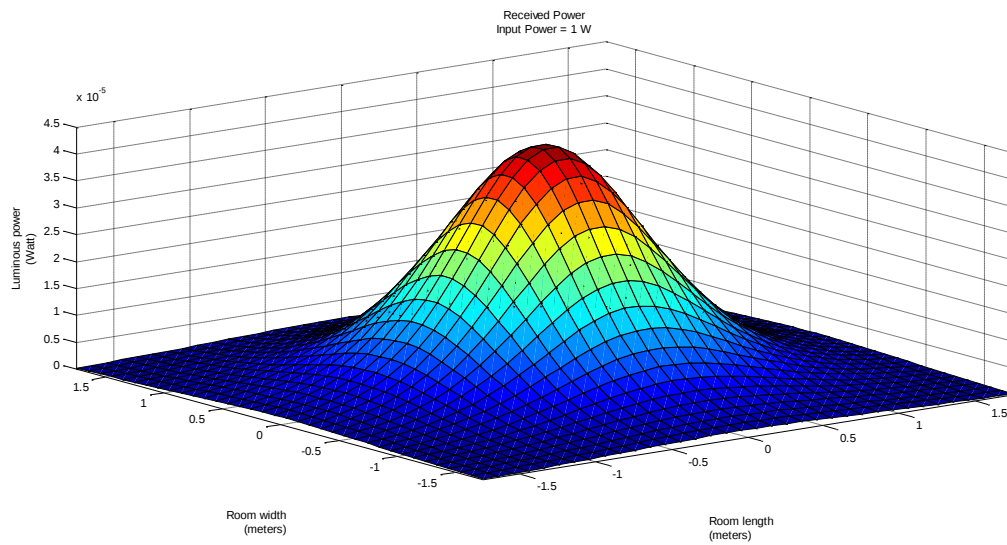


Figure IV-2 Puissance optique reçue à un angle de demi-puissance égal à  $30^\circ$ .

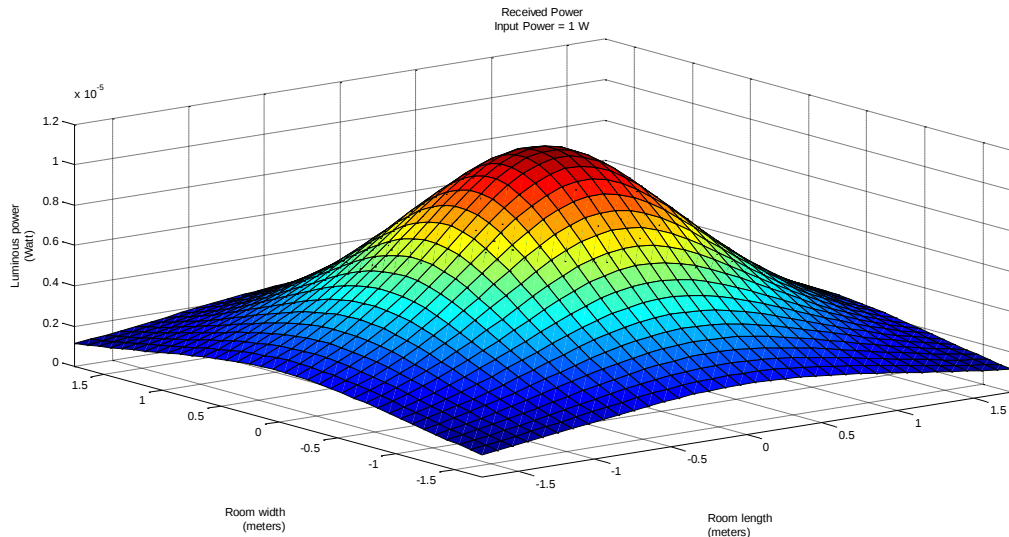


Figure IV-3 Puissance optique reçue à un angle de demi-puissance égal à 75°.

Dans les figures (Figure IV-1, Figure IV-2, Figure IV-3) obtenues à l'aide du logiciel Matlab, les couleurs indiquent les niveaux de puissance optique reçue, au centre, les couleurs rouge et jaune représentent la plus grande puissance, aux extrémités et sur les côtés, le bleu foncé fait référence à la plus faible. On remarque que, dans les différents points de la pièce, la distribution de la puissance reçue dépend de l'angle de demi-puissance de la LED. Avec un angle réduit de demi-puissance, la puissance reçue est très concentrée, par conséquent le signal serait directionnel (Figure IV-1). Si on utilise une LED avec un angle de demi-puissance important, la puissance transmise est diffusée dans la pièce (Figure IV-3). L'énergie reçue est en général très faible. Ce problème peut être résolu avec l'utilisation d'une matrice de LEDs, au lieu d'une seule source LED.

#### IV.1.1. Comparaison entre l'utilisation de quatre LEDs et d'une matrice de LEDs

##### IV.1.1.1. Matrice de LEDs

La figure ci-dessous montre la puissance optique reçue après l'utilisation d'une matrice de LEDs.

Nous utilisons une matrice contenant quatre LEDs, avec chaque LED émettant une puissance de 1W.

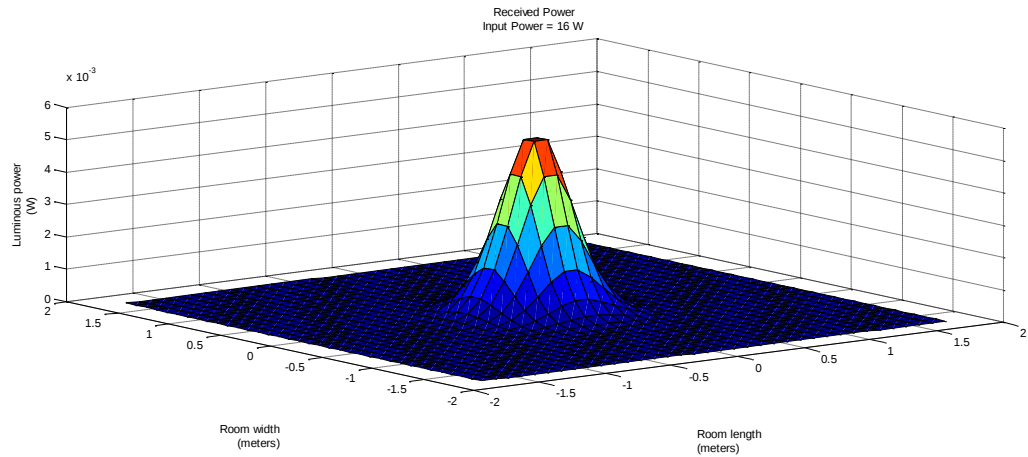


Figure IV-4 Puissance optique reçue à un angle de mi- puissance égal à  $10^\circ$  en utilisant une matrice de LEDs.

Comme on peut le constater sur la Figure IV-4, la puissance reçue a été augmentée jusqu'à  $3,2 \times 10^{-3}(\text{W})$  grâce à l'utilisation d'une matrice de LEDs.

#### IV.1.1.2. Quatre LEDs comme émetteur

L'utilisation de quatre LEDs nous as permis d'obtenir la figure suivante :

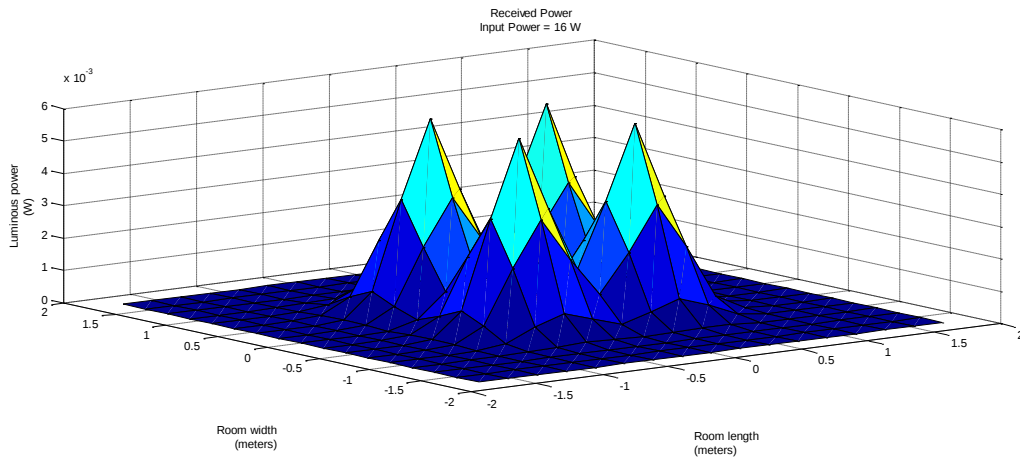


Figure IV-5 Puissance optique reçue en watt à un angle de mi- puissance égal à  $10^\circ$  en utilisant quatre LEDs comme émetteur.

L'utilisation de quatre LEDs comme emetteur nous permet d'avoir une puissance reçue égale à  $4,2 \times 10^{-3}\text{W}$ .

On constate que cette puissance reçue est supérieure à celle obtenue avec une matrice de LEDs.

#### IV.1.2. Utilisation d'un concentrateur optique

Un concentrateur optique peut considérablement améliorer la zone de réception du signal, fournir un gain efficace sans bruit, augmenter le gain de réception d'un récepteur et éviter d'utiliser une plus grande surface de photodiode. Le gain d'un concentrateur optique peut être calculé comme suit :

$$g(\theta) = \begin{cases} \frac{n^2}{\sin^2 \Psi_c} & 0 \leq \theta \leq \Psi_c \\ 0 & \theta > \Psi_c \end{cases} \quad (4.3)$$

Où  $n$  représente l'indice de réflexion d'un concentrateur optique,  $\Psi_c$  désigne le champ de vision ou « Field of View » (FOV) du récepteur et  $\theta$  l'angle d'incidence du rayonnement lumineux.

Après l'inclusion du concentrateur optique dans la simulation, on obtient les figures suivantes montrant la distribution de la puissance optique reçue.

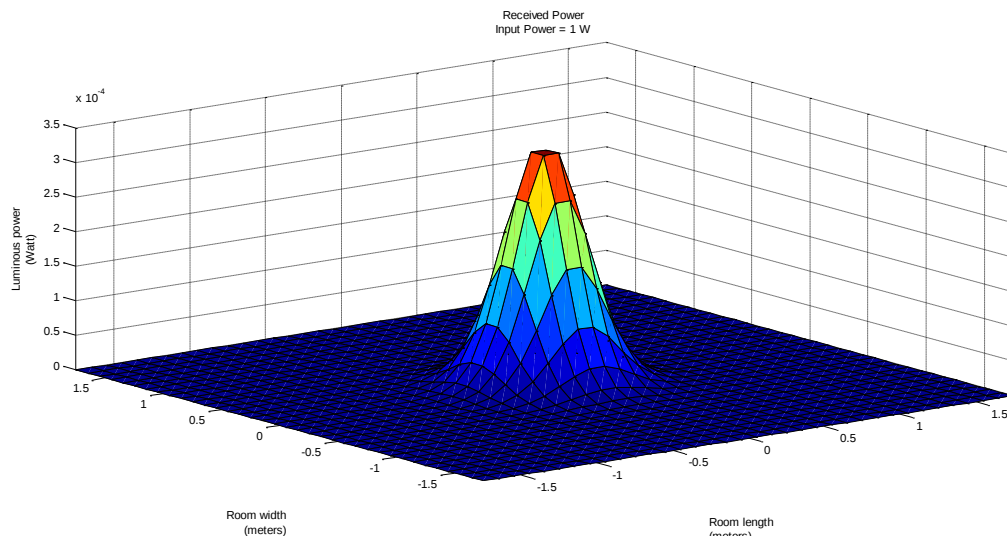


Figure IV-6 Distribution de la puissance optique reçue avec utilisation d'un concentrateur optique d'indice  $n=1$  (effet du concentrateur négligé).

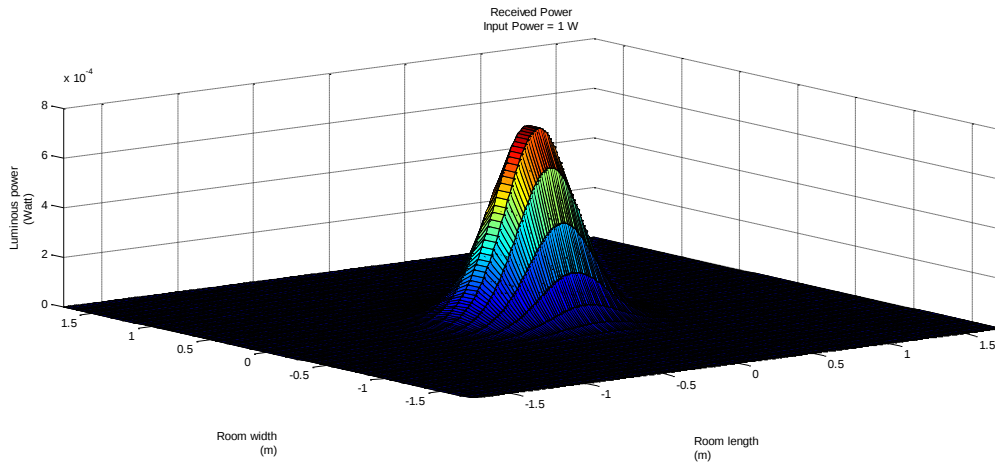


Figure IV-7 Distribution de la puissance optique reçue obtenue avec utilisation d'un concentrateur optique d'indice  $n=1.5$  et un angle de mi- puissance égal à  $10^\circ$ .

On remarque dans les figures ci-dessus que la puissance reçue augmente après l'incorporation de l'effet de lentille fourni par le concentrateur d'indice de réfraction ' $n=1.5$ '.

- $n=1 \Rightarrow Pr=2.10 \times 10^{-4} W$
- $n=1.5 \Rightarrow Pr=5 \times 10^{-4} W$

Donc l'utilisation d'un concentrateur optique est un moyen pour augmenter la puissance obtenue au niveau du récepteur.

## IV.2. Etude de la variation du type de modulation

Dans ce qui suit à l'aide du logiciel MATLAB, la performance en termes de BER (Bit Error Ratio) est étudiée en fonction du SNR pour les modulations OOK et PPM dans un système VLC.

Le BER peut être calculé en comparant le signal d'origine avec le signal reçu. Les deux signaux deviennent inégaux, car le signal reçu est bruité et distordu par rapport à celui transmis, et c'est à travers la fonction BER que ce taux d'erreur est évalué.

Dans les télécommunications, le BER est un paramètre très important pour jauger de la qualité du système de communication et la fiabilité des signaux reçus. Généralement, ce paramètre est soit estimé via des simulations de type Monte Carlo, soit obtenu via des calculs théoriques.

La formule théorique est plus pratique à utiliser mais les étapes pour son extraction peuvent s'avérer compliquées. D'autre part, les simulations sont menées à l'aide d'une méthode stochastique qui génère un signal (le signal de transmission) auquel s'ajoute un bruit aléatoire dû au récepteur (le paramètre stochastique), résultant en un signal reçu qui est lui-même aléatoire, ce qui peut engendrer une erreur de détection à la réception. Opter pour la méthode de simulation peut nécessiter des ressources en calcul importantes.

Dans cette partie, il est question d'estimer les performances en BER pour les modulations OOK et L-PPM en empruntant les méthodes théorique et de simulation. Avant de pouvoir simuler la performance d'un système de communication, il faut définir le modèle de canal utilisé. Pour ce faire, les hypothèses suivantes sont formulées:

- Le canal est considéré comme un canal LOS.
- La perte de trajets et la dispersion par trajets multiples sont négligées.
- L'interférence due à la lumière artificielle est négligée.
- Le bruit est supposé blanc Gaussien.
- La dé-synchronisation entre l'émetteur et le récepteur n'est pas prise en compte.

#### IV.2.1. Simulation OOK

OOK (On-Off Keying) est l'une des modulations les plus utilisées en OWC et VLC. Cette technique de modulation associe le bit '1' au signal « ON » et le bit '0' au signal « OFF », tel qu'illustré dans la figure ci-dessous

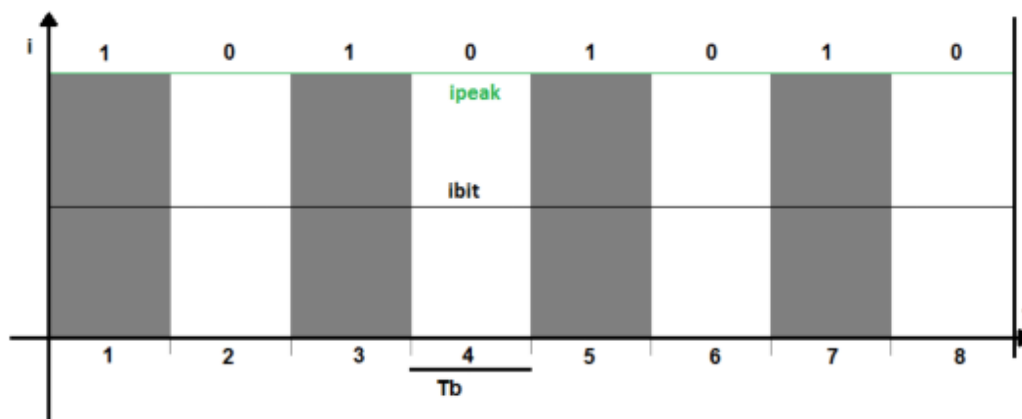


Figure IV-8 Enveloppe d'onde reçue de OOK

Où  $i_{peak}$  est le courant électrique généré après le récepteur, et représente de crête du

courant d'onde (axe y), t est le temps (axe x), et  $i_{bit}$  est le courant binaire. La puissance électrique et l'énergie max et de bit pour une période sont calculée dans l'équation (4.4) :

$$E_{peak} = I_{peak}^2 T_B = 2E_b \quad (4.4)$$

Le courant électrique de crête est proportionnel à la puissance lumineuse reçue et la puissance lumineuse reçue est proportionnelle à la racine carrée de la puissance de l'onde électrique.

$$I_{peak} = 2RP_{avg-ook} = 2R\sqrt{\frac{R_b E_b}{2R^2}} = \sqrt{\frac{2E_b}{T_b}} \quad (4.5)$$

Où  $P_{avg-ook}$  est la puissance lumineuse reçue et  $I_{peak}$  représente le courant de crête généré par le photorécepteur. L'équation (4.5) découle du développement ci-dessous :

$$P_{avg-ook} = \sqrt{\frac{N_0 R_b SNR}{2R^2}} = \sqrt{\frac{R_b E_b}{2R^2}} = \sqrt{\frac{R_b E_b}{2R^2}} \quad (4.6)$$

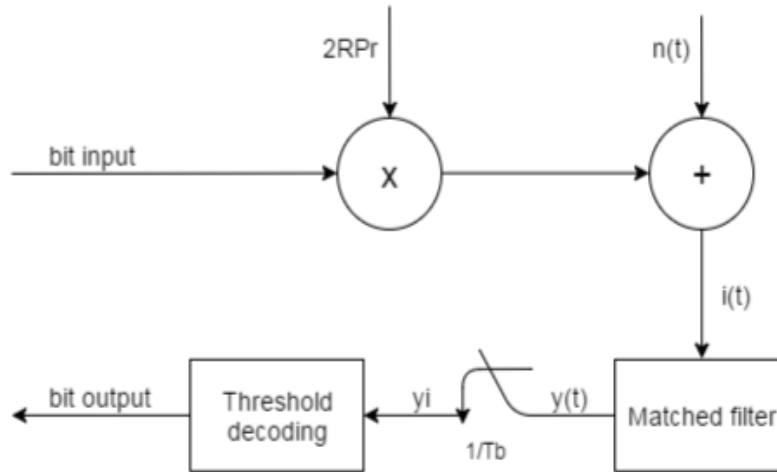


Figure IV-9 Schéma bloc utilisant la modulation OOK.

Le dispositif idéal utilisé pour la réception du signal OOK avec bruit blanc Gaussien, est le filtre adapté suivi d'un détecteur de seuil, où le filtre adapté effectue une intégration par convolution pour maximiser le SNR. Le signal avant le filtre adapté doit être une onde carrée

tel que formulé dans l'équation :

$$i(t) = \{I_{peak} + n(t) \quad I_{peak} = 2P_{avg}R \quad P_{avg-ook} = \sqrt{\frac{R_b E_b}{2R^2}} \quad (4.7)$$

Où  $i(t)$  est le signal reçu (avant le filtre adapté),  $I_{peak}$  est le courant d'onde de crête,  $n(t)$  est le bruit associé,  $P_{avg}$  est la puissance lumineuse moyenne reçue, et  $R$  la sensibilité de la photodiode.

Après le passage dans le filtre adapté, une onde triangulaire est générée comme tel:

$$r(t) = E_{peak} + n(0, \sigma) \quad E_{peak} = I_{peak}^2 T_b \quad (4.8)$$

Où  $r(t)$  est le signal reçu après le filtrage adapté.  $E_{peak}$  est le pic d'énergie de l'onde triangulaire, et  $n(0, \sigma)$  est le bruit blanc de moyenne  $\mu = 0$  et d'écart type  $\sigma$ .

La variance du bruit blanc Gaussien calculée après le filtre adapté est donnée par:

$$\sigma^2 = \frac{N_0}{2} \int_0^{T_b} r^2(t) dt = \frac{N_0}{2} E_p \rightarrow \sigma = \sqrt{\frac{E_p N_0}{2}} \quad (4.9)$$

Dans l'équation (4.9)  $T_b$  est le temps binaire,  $N_0$  est la densité spectrale du bruit,  $E_p$  est l'énergie de crête du signal et  $\sigma$  est l'écart-type du bruit. Le facteur 2 est ajouté à  $N_0$  car la densité spectrale est calculée sur tous le spectre de fréquences (de  $-\infty$  à  $+\infty$ ), alors que le bruit utilisé n'est défini que dans les instants positifs.

Subséquentement, dans les simulations, le signal d'énergie à la sortie du filtre adapté est comparé par le biais d'un détecteur de seuil, où le seuil retenu correspond à la moitié d'énergie vu que les symboles sont équiprobables. Le Seuil OOK est :

$$E_{threshold} = \frac{E_p}{2} \begin{cases} E_{received} \leq E_{threshold} \rightarrow 0 \\ E_{received} > E_{threshold} \rightarrow 1 \end{cases} \quad (4.10)$$

Où  $E_{threshold}$  correspond au dit seuil OOK.

Après le décodage, le signal d'origine généré aléatoirement est comparé avec le signal reçu décodé, et ce sur les différents bits des deux signaux, et le nombre de bits corrompus est alors divisé par le nombre total de bits.

Dans la simulation on a opté pour la fonction « biterr » prédéfinie dans Matlab, qui reçoit en entrée les deux signaux et retourne le BER comme sortie. Le BER est évalué pour différents niveaux du SNR, variés à travers une boucle qui augmente à chaque fois le SNR (dB) par un pas de un, et donc par conséquent l'énergie et le bruit également. Si le rapport SNR est très grand, les ressources de calcul peuvent devenir insuffisantes, car l'erreur devient très faible.

#### IV.2.1.1. La probabilité d'erreur théorique pour OOK

Pour évaluer la fiabilité de la courbe du BER simulée en émulant toute la chaîne de communication, on peut la comparer avec la courbe BER théorique. La probabilité d'erreur par bit avec la modulation OOK en présence d'un bruit blanc Gaussien est donnée par :

$$P_{error} = p(0) \int_{i_{th}}^{+\infty} p(i/0) di + p(1) \int_0^{i_{th}} p(i/1) di \quad (4.11)$$

Où  $P_{error}$  la probabilité d'erreur sur le bit dans la modulation OOK,  $p(0)$  et  $p(1)$  représentent la probabilité d'obtenir respectivement 0 ou 1,  $p(i/0)$  et  $p(i/1)$  représentent la probabilité d'obtenir 0 au lieu de 1 et vice versa, et  $i$  représente le seuil. L'intégrale donne la fonction de distribution conditionnelle. Si l'on considère (comme on a dit précédemment) que le bruit est blanc Gaussien, la probabilité d'avoir un « 0 » au lieu de « 1 » peut être représentée par l'équation (4.12) :

$$P(i/0) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} \exp\left(\frac{-i^2}{2\sigma^2}\right) \quad p(i/1) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} \exp\left(\frac{-(i-I_p)^2}{2\sigma^2}\right) I_{p=2I_{th}} \quad (4.12)$$

Où  $(i/0)$  est la probabilité d'avoir un « 0 » au lieu de « 1 »,  $i$  est le courant variable,  $\sigma^2$  est la variance du bruit,  $I_{peak}$  est la valeur pic du courant et  $I_{th}$  est le courant de seuil. Si les symboles sont équiprobables, la probabilité de détecter un ou zéro est la même  $p(0)=p(1)=1/2$  et le point de seuil optimal est  $I_{th}= 0.5I_p$ .

Après ce passage mathématique

$$\begin{aligned}
P_{error} &= \frac{1}{2} \int_{i_{th}}^{+\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} \exp\left(\frac{-i^2}{2\sigma^2}\right) di + \frac{1}{2} \int_0^{i_{th}} \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} \exp\left(\frac{-(i - I_p)^2}{2\sigma^2}\right) di \\
&= \frac{1}{2\sqrt{2\pi\sigma^2}} \left( \int_{i_{th}}^{+\infty} \exp\left(\frac{-i^2}{2\sigma^2}\right) di + \int_0^{i_{th}} \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} \exp\left(\frac{-(i - I_p)^2}{2\sigma^2}\right) di \right) \\
&= \frac{1}{2\sqrt{2\pi\sigma^2}} \left( 2 * \int_{i_{th}}^{+\infty} \exp\left(\frac{-i^2}{2\sigma^2}\right) di \right) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} \left( \int_{i_{th}}^{+\infty} \exp\left(\frac{-i^2}{2\sigma^2}\right) di \right) (4.13)
\end{aligned}$$

On remplace :

$$\begin{aligned}
&\begin{cases} \frac{i^2}{\sigma^2} = t^2 \\ i = t\sigma \\ di = \sigma dt \end{cases} \begin{cases} t(i_{th}) = \frac{i_{th}}{\sigma} \\ t(i_{th} = \infty) = \infty \end{cases} \\
\frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} \left( \int_{i_{th}}^{+\infty} \exp\left(\frac{-i^2}{2\sigma^2}\right) di \right) &= \frac{\sigma}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} \left( \int_{\frac{i_{th}}{\sigma}}^{+\infty} \exp\left(\frac{-t^2}{2}\right) dt \right) \\
&= \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \left( \int_{\frac{i_{th}}{\sigma}}^{+\infty} \exp\left(\frac{-t^2}{2}\right) dt \right) = Q_{func}\left(\frac{i_{th}}{\sigma}\right) \\
P_{error} &= Q_{func}\left(\frac{i_{th}}{\sigma}\right) Q_{func}(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^{+\infty} e^{-\frac{a^2}{2}} da \quad (4.14)
\end{aligned}$$

Où  $P_{error}$  est la probabilité d'erreur,  $Q_{func}$  est la fonction Q de Marcum définie à droite.

Après le passage du filtre adapté,  $peak \rightarrow E_{peak}$  et l'équation devient donc :

$$\begin{aligned}
P_{error} &= Q_{func}\left(\frac{i_{th}}{\sigma}\right) = Q_{func}\left(\frac{i_{peak}}{\sqrt{\frac{E_{peak} N_0}{2}}}\right) \rightarrow Q_{func}\left(\frac{E_{peak}}{\sqrt{\frac{E_{peak} N_0}{2}}}\right) = Q_{func}\left(\sqrt{\frac{E_{peak}}{2N_0}}\right) \\
&= Q_{func}\left(\frac{E_b}{\sqrt{2E_{bN_0}}}\right) \\
P_{error} - ook &= Q_{func}\left(\sqrt{\frac{E_b}{N_0}}\right) \quad (4.15)
\end{aligned}$$

Où  $P_{error-ook}$  est la probabilité d'erreur théorique obtenue pour la technique de modulation OOK.

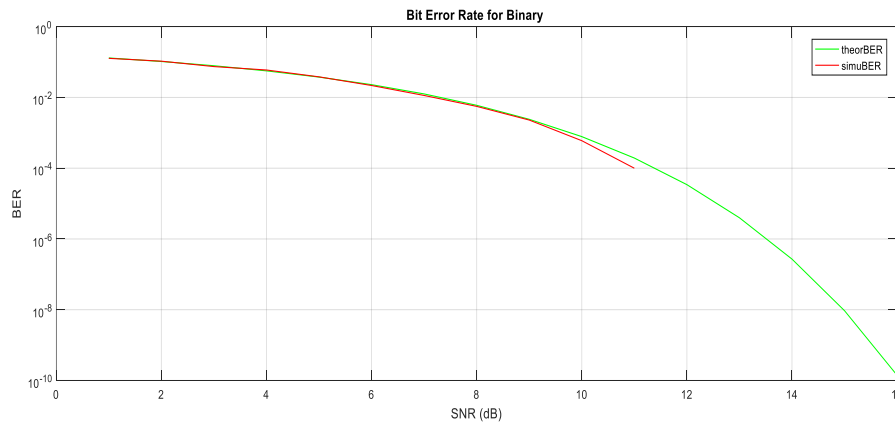
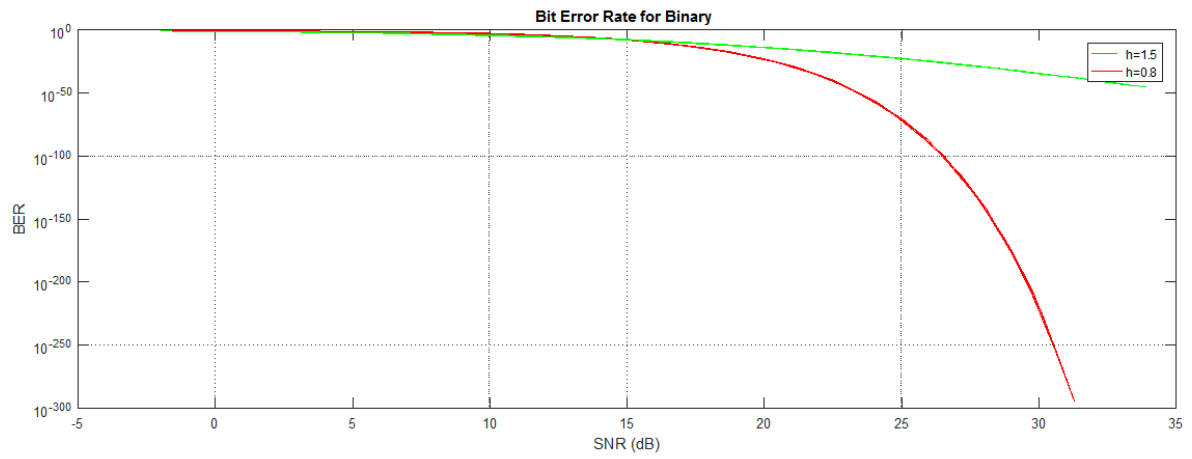


Figure IV-10 Simulation du BER pour la modulation OOK avec un signal aléatoire de 10000 bits.

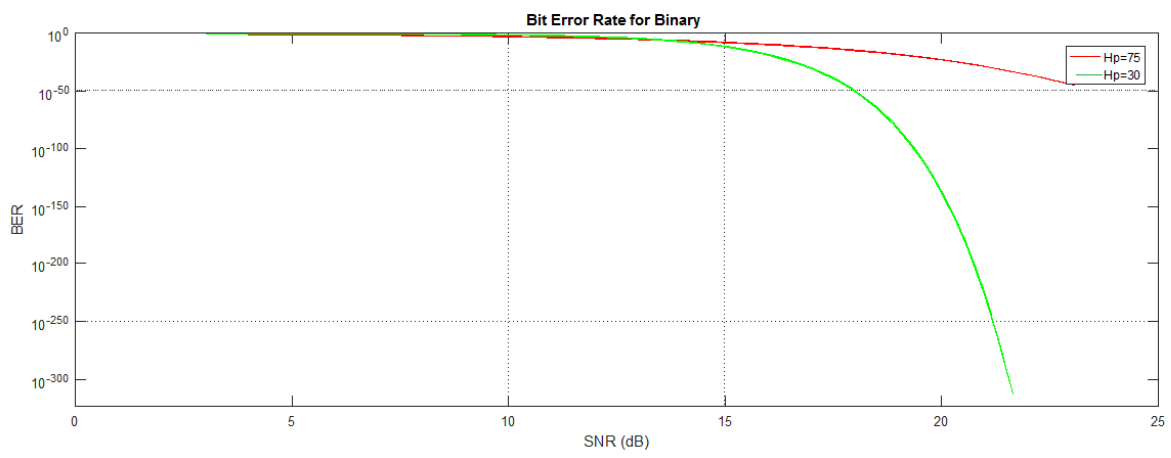
La Figure IV-10 fournit la courbe du BER théorique (équation 4.15) en vert et en rouge la courbe simulée avec Matlab pour la modulation OOK. D'après cette figure, il est clair que le BER théorique peut être bien approximé par le BER simulé dans le cas du OOK.

#### IV.2.2. Etude paramétrique de la performance avec OOK dans le cas d'un canal LOS

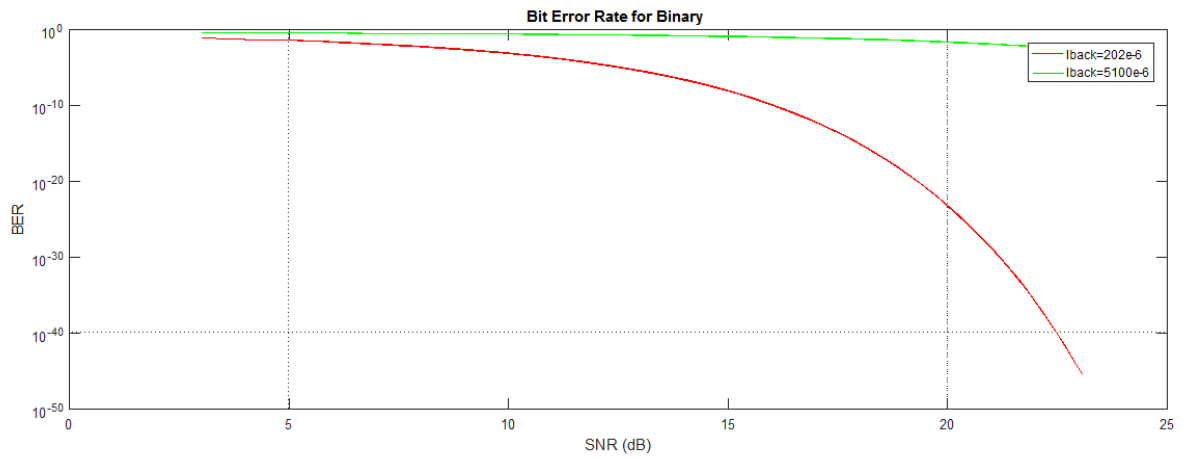
Pour une évaluation inclusive des performances du système, l'effet de la hauteur du récepteur, de l'angle de demi-puissance de l'émetteur, de l'utilisation d'un concentrateur et d'un filtre optique, et de l'augmentation du courant de bruit sont présentés pour un scénario LOS. Cette investigation vise à explorer l'effet de ces paramètres sur les performances du BER.



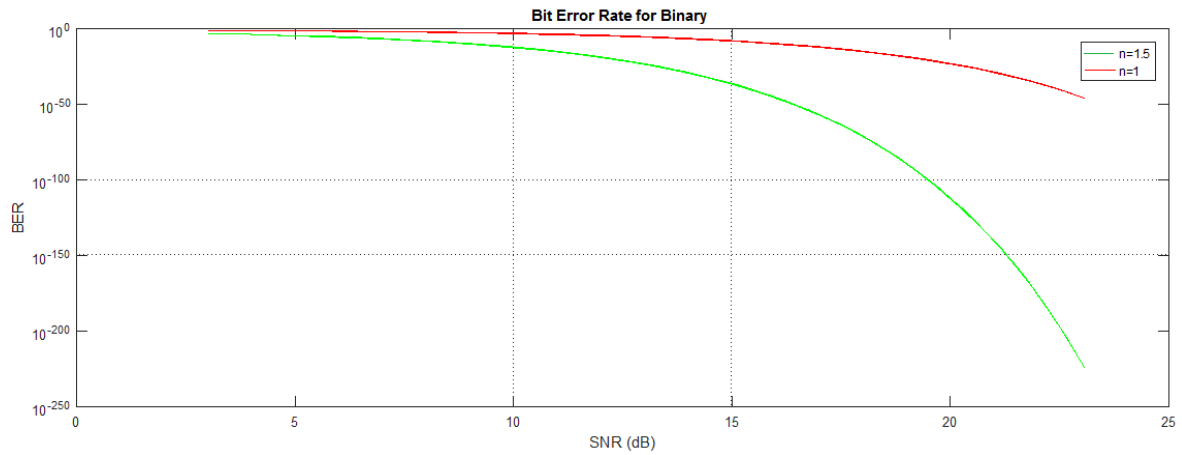
( a )



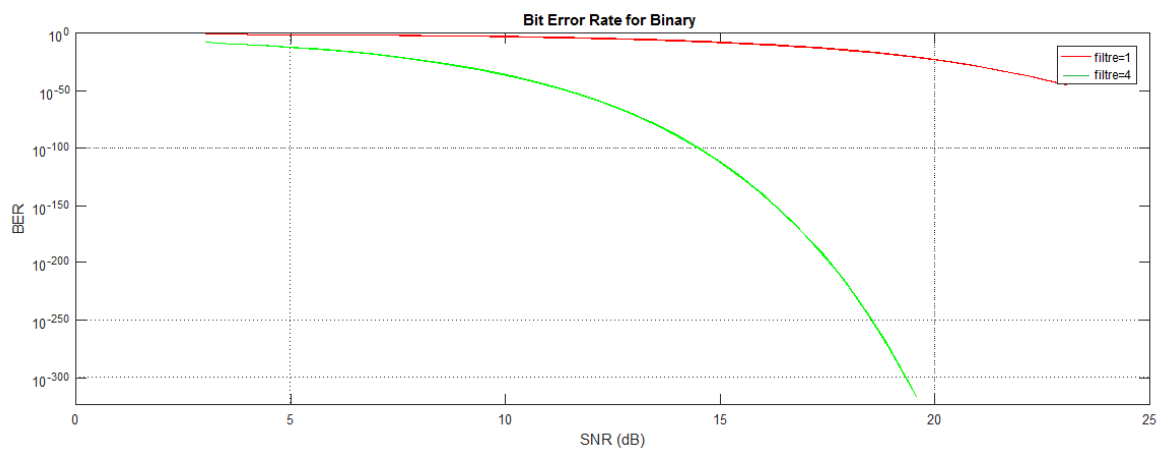
( b )



( c )



( d )



( e )

Figure IV-11 Effet des différents paramètres sur la performance en termes de BER pour le scénario LOS : (a) effet de la hauteur, (b) effet de l'angle de demi-puissance, (c) effet du bruit, (d) effet du concentrateur et (d) effet du filtre.

- **Effet de la hauteur du récepteur**

En variant la hauteur du récepteur par rapport à celle de l'émetteur (figure (a)), on remarque que les performances en BER du système s'améliorent à mesure que celle-ci entre le récepteur et la LED diminue.

- **Effet de l'angle de demi-puissance**

La figure (b) montre les performances du système en termes de BER obtenues pour différents angles de demi-puissance pour le cas LOS. On peut observer une supériorité de la performance du système avec un angle de demi-puissance égal à  $30^\circ$  par rapport à celle du

système à  $75^\circ$ . Cela peut être expliqué par le fait que le signal émis devient plus directif quand l'angle de demi-puissance diminue, ce qui va augmenter la puissance reçue dans la direction sélectionnée.

- **Effet de l'augmentation du courant du bruit  $I_{back}$**

Nous avons modifié la valeur du courant  $I_{back}$  à sa valeur maximale, émanant de la lumière ambiante du soleil. On remarque une dégradation de la performance en BER (figure (c)), ce qui diminue les performances du système.

- **Effet de l'ajout d'un concentrateur et d'un filtre optique**

Nous avons aussi inclus dans notre étude la variation de l'indice du concentrateur à  $n=1.5$  pour un scénario (figure (d)) et l'incorporation d'un filtre optique de gain égal à 4 dans un autre (figure(e)). Les résultats montrent que, dans l'un comme l'autre scénario, augmenter les effets du concentrateur et du filtre optique permet d'améliorer les performances du système.

#### IV.2.3. Simulation L-PPM

En L-PPM (modulation de position d'impulsion), le bit est codé sur le symbole qui est divisé en  $L$  intervalles de temps, pour chaque symbole une impulsion est transmise, elle change sa position temporelle selon le bit qu'elle devrait représenter. L-PPM a en général (sauf pour le 2-PPM) de meilleures performances en termes de BER (SNR) comparée à l', OOK mais ceci est atteint au prix d'une bande passante accrue et une plus grande complexité du système.

Avec l'augmentation de  $L$ , une quantité change: l'ENERGIE. En fait, il existe trois notions importantes liées à l'énergie : l'énergie de pointe, l'énergie du bit et l'énergie du symbole. L'énergie des symboles et des bits réfère à l'énergie moyenne nécessaire pour transmettre un symbole ou un bit, tandis que l'énergie de pointe désigne le slot le plus énergétique dans un symbole. La caractéristique la plus importante qu'il faudra retenir, est que pour représenter un symbole L-PPM, il est nécessaire d'allouer une énergie de pointe proportionnelle à  $L$  afin de maintenir la même énergie pour tous les symboles L-PPM et OOK (l'énergie du symbole OOK est égale à l'énergie des bits). L'ensemble des équations suivantes

définit les métriques mentionnées ci-dessus :

$$\begin{cases} T_{slot} = T_{bit} \frac{M}{L} \\ T_{sym} = T_b M \\ \frac{T_{sym}}{L} = T_{slot} \end{cases} \begin{cases} \frac{E_{peak}}{L} = E_{sym} \\ E_b \log_2 L = E_{sym} \end{cases} \begin{cases} E_{peak} = L E_{sym} = L E_b \log_2 L = E_b L M \\ \log_2 L = M \end{cases} \quad (4.16)$$

L'ensemble des équations dans (4.16) sont inhérentes à la modulation L-PPM.  $E_{peak}$ ,  $E_{sym}$  et  $E_b$  sont, respectivement, l'énergie de pointe, l'énergie du symbole et l'énergie du bit. D'autre part,  $T_{slot}$ ,  $T_{sym}$  et  $T_b$  représentent, respectivement, la durée de slot, la durée du symbole et la durée d'un bit.  $L$  est le nombre de créneaux utilisés pour représenter un symbole tandis que  $M$  est le nombre bits significatifs pour un schéma L-PPM.

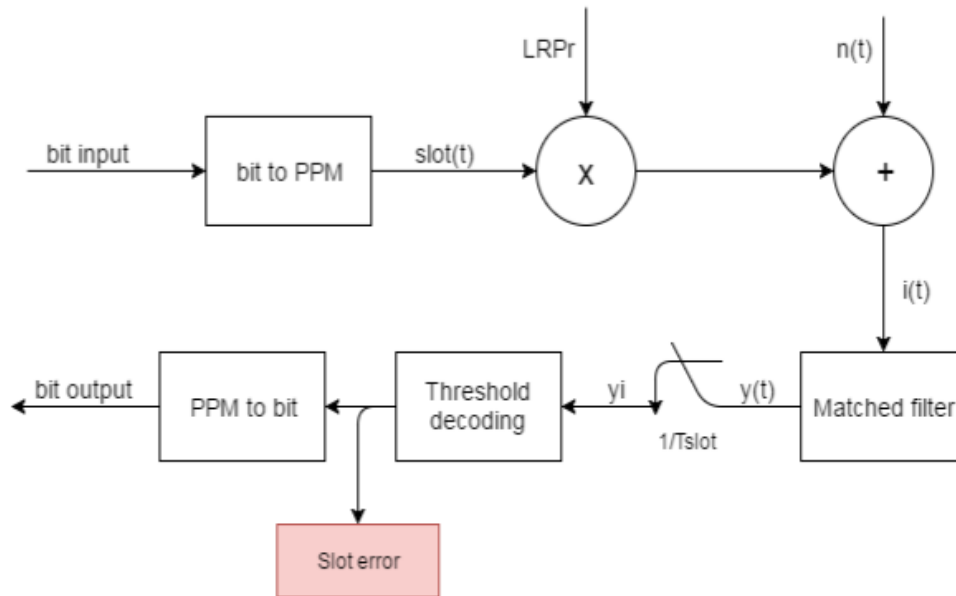


Figure IV-12 Schéma bloc de la modulation L-PPM.

Le bloc rouge indique uniquement où l'erreur est mesurée. Le signal du courant avant le filtre adapté s'écrit comme suit :

$$i(t) = \begin{cases} I_{peak} + n(t) \\ n(t) \end{cases} \quad \text{avec } I_{peak} = L P_{avg} R \quad (4.17)$$

Où  $i(t)$  est le signal reçu avant le filtre adapté,  $I_{peak}$  est le courant de crête de l'onde,  $n(t)$  représente le bruit,  $P_{avg}$  est la puissance lumineuse moyenne reçue, et  $R$  est la sensibilité de la photodiode. Pour obtenir la proportionnalité  $I_{peak}$  précédente, il faut définir le  $P_{avg}$  pour L-

PPM :

$$P_{avg-LPPM} = \frac{1}{L} \sqrt{2M \frac{R_{sym} N_0 SNR}{2R^2}} = \frac{1}{L} \sqrt{M \frac{R_{sym} E_b}{R^2}} = \frac{1}{L} \sqrt{\frac{R_b E_b}{R^2}} \quad (4.18)$$

L'équation (4.18) définit la puissance moyenne  $P_{avg}$  pour L-PPM.

En ayant  $I_{peak}$  et  $P_{avg-LPPM}$ , l'expression de  $E_{peak}$  peut être obtenue facilement comme suit:

$$\begin{aligned} r(t) &= \begin{cases} E_{peak} + n(0, \sigma) \\ n(0, \sigma) \end{cases} E_{peak} = I_{peak}^2 T_{sym} = L E_{sym} = M L E_b \\ E_{peak} &= I_{peak}^2 T_{slot} = (L R P_{avg})^2 T_{slot} = \frac{R_b E_b L^2 R^2}{R^2} T_{slot} = T_b \frac{L^2 M}{T_b L} E_b \\ &= L M E_b = L E_s = E_{peak} \quad (4.19) \end{aligned}$$

Où  $r(t)$  est le signal reçu après le filtrage adapté,  $E_{peak}$  est le pic d'énergie de l'onde triangulaire et  $n(0, \sigma)$  est le bruit blanc Gaussien avec une moyenne  $\mu = 0$  et un écart type  $\sigma$ .

Le bruit  $n$  calculé après passage dans le filtre adapté est représenté dans l'équation :

$$\sigma^2 = \frac{N_0}{2} \int_0^{T_b} r^2(t) dt = \frac{N_0}{2} E_{peak} \rightarrow \sigma = \sqrt{\frac{E_{peak} N_0}{2}} = \sqrt{\frac{L E_{sym} N_0}{2}} = \sqrt{\frac{L M E_{bit} N_0}{2}} \quad (4.20)$$

Où  $\sigma^2$  est la variance du bruit,  $T_b$  est le temps binaire,  $N_0$  est la densité spectrale du bruit,  $E_p$  est l'énergie de crête et  $\sigma$  est l'écart-type du bruit.

Ensuite, le signal d'énergie de la sortie du filtre adapté est comparé à un niveau bien spécifique par le biais d'un détecteur de seuil, où le seuil pris est à la moitié de l'énergie de pointe :

$$E_{threshold} = \frac{E_{peak}}{2} \begin{cases} E_{received} \leq E_{threshold} \rightarrow 0 \\ E_{received} > E_{threshold} \rightarrow 1 \end{cases} \quad (4.21)$$

Après le décodage par seuillage, le signal transmis est comparé avec le signal détecté, afin de calculer le BER en évaluant la différence entre les deux pour tous les symboles

transmis, et le nombre de ces différences est ensuite divisé par le nombre total de slots, pour obtenir le taux d'erreur du slot (SLER). Dans ce qui suit, à ce stade, le SLER simulé est comparé avec le SLER théorique, et la même procédure est appliquée au BER.

#### IV.2.3.1. Probabilité d'erreur théorique du L-PPM

Pour obtenir la probabilité d'erreur théorique pour la modulation L-PPM avec un bruit AWGN (bruit blanc Gaussien), la même méthodologie est appliquée que dans le calcul de la probabilité d'erreur pour le OOK. On peut écrire la probabilité d'erreur de slot dans l'équation 4.22 comme suit:

$$\begin{cases} P_{slot} = P(0)Q\left(\frac{Threshold}{\sqrt{\frac{N_0}{2}}}\right) + P(1)Q\left(\frac{\sqrt{E_{peak}} - Threshold}{\sqrt{\frac{N_0}{2}}}\right) \\ P(0) = \frac{L-1}{L}, \quad P(1) = \frac{1}{L}, \quad Threshold = \frac{\sqrt{E_{peak}}}{2} \end{cases} \quad (4.22)$$

Où  $P_{slot}$  est la probabilité d'erreur L-PPM. Où  $P(0)$  et  $P(1)$  représentent la probabilité d'obtenir, respectivement, 0 ou 1, et  $Q$  est la fonction présentée précédemment.  $E_{peak}$  est l'énergie de pointe du slot le plus énergétique pour un symbole,  $N_0$  est la densité spectrale de bruit,  $Threshold$  est le seuil qui représente le niveau de la séparation des 0 et des 1, et  $L$  est le nombre de slots dans un symbole.

Le seuil correct n'est pas parfaitement au milieu du niveau crête, mais pour une petite probabilité d'erreur, on peut approximer [35] le seuil à  $\frac{\sqrt{E_{peak}}}{2}$ . Avec cette approximation, on peut procéder à la substitution pour obtenir le taux d'erreur sur le slot :

$$\begin{aligned} P_{slot} &= \frac{L-1}{L} Q\left(\frac{\frac{\sqrt{E_{peak}}}{2}}{\sqrt{\frac{N_0}{2}}}\right) + \frac{1}{L} Q\left(\frac{\frac{\sqrt{E_{peak}}}{2} - \frac{\sqrt{E_{peak}}}{2}}{\sqrt{\frac{N_0}{2}}}\right) = \frac{L-1}{L} Q\left(\frac{\sqrt{E_{peak}}}{2\sqrt{\frac{N_0}{2}}}\right) + \frac{1}{L} Q\left(\frac{\sqrt{E_{peak}}}{2\sqrt{\frac{N_0}{2}}}\right) \\ &= \frac{L-1}{L} Q\left(\sqrt{\frac{E_{peak}}{2N_0}}\right) + \frac{1}{L} Q\left(\sqrt{\frac{E_{peak}}{2N_0}}\right) = \left(\frac{L-1}{L} + \frac{1}{L}\right) Q\left(\sqrt{\frac{E_{peak}}{2N_0}}\right) = Q\left(\sqrt{\frac{E_{peak}}{2N_0}}\right) \\ &Q\left(\sqrt{\frac{E_{peak}}{2N_0}}\right) = Q\left(\frac{LE_s}{2N_0}\right) = Q\left(\frac{M*L*E_b}{2N_0}\right) \end{aligned} \quad (4.23)$$

L'équation (4.23) représente une démonstration de l'équation de la probabilité d'erreur de slot théorique (SLER) de la modulation L-PPM.

On peut maintenant comparer la sortie de la simulation et la sortie de l'équation théorique pour obtenir le PPM SLER. De plus, si l'on voulait obtenir la probabilité d'erreur du symbole et celle du bit à partir des données précédentes, on peut faire deux autres étapes mathématiques :

$$P_{sym} = 1 - (1 - P_{slot})^L \quad (4.24)$$

L'équation 4.24 nous permet d'obtenir le SER à partir de SLER. La formule précédente peut être mieux comprise avec la considération suivante :

$$\begin{cases} 1 = P_{slot-error} + P_{slot-correct} \\ (P_{slot})^L = P_{symbol} \end{cases} \rightarrow \begin{cases} P_{slot-correct} = 1 - P_{slot-error} \\ ((1 - P_{slot-error})^L = P_{symbol-correct} \end{cases} \rightarrow P_{sym-err} = 1 - p_{sym-correct} \quad (4.25)$$

L'équation (4.25) nous explique comment obtenir SER à partir de SLER.

$$BER = P_{bit-error} = \frac{L}{L-1} * P_{sym-error} \quad (4.26)$$

L'équation (4.26) représente l'expression théorique du BER pour la modulation L-PPM.

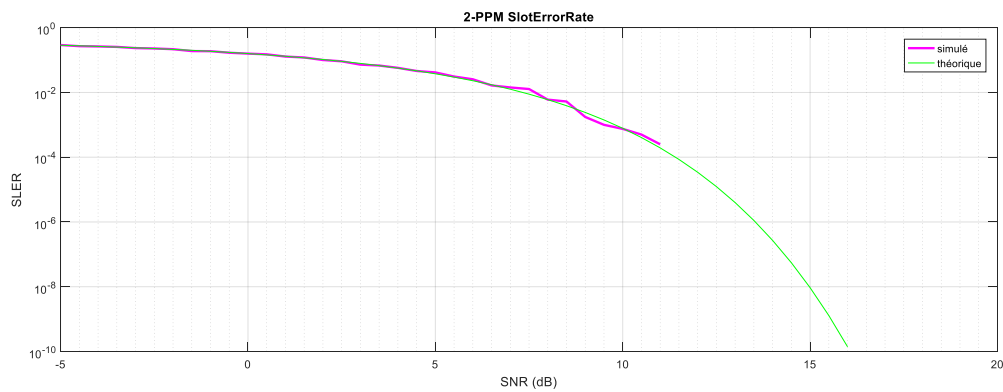


Figure IV-13 Simulation du SLER avec 2-PPM. Le vert représente la fonction théorique et le magenta représente la fonction simulée

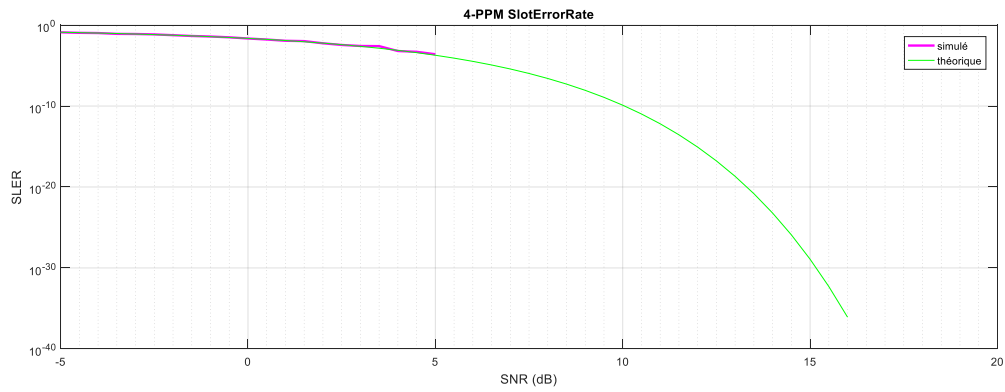


Figure IV-14 Simulation du SLER avec 4-PPM.

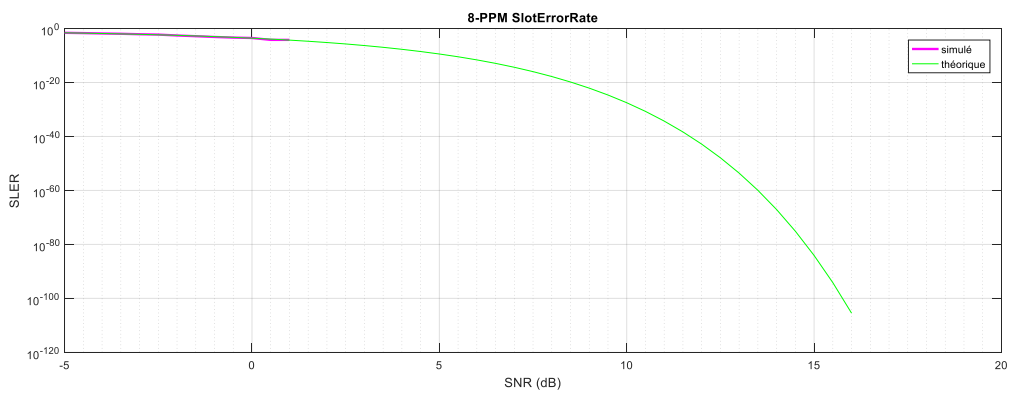


Figure IV-15 Simulation du SLER avec 8-PPM

En examinant (Figure IV-13, Figure IV-14, Figure IV-15), il apparaît clairement que le BER théorique est en concordance avec le BER simulé. Dorénavant, il est donc légitime d'évaluer le BER (ou le SLER) de la modulation L-PPM avec leur expression théorique, tout comme l'OOK.

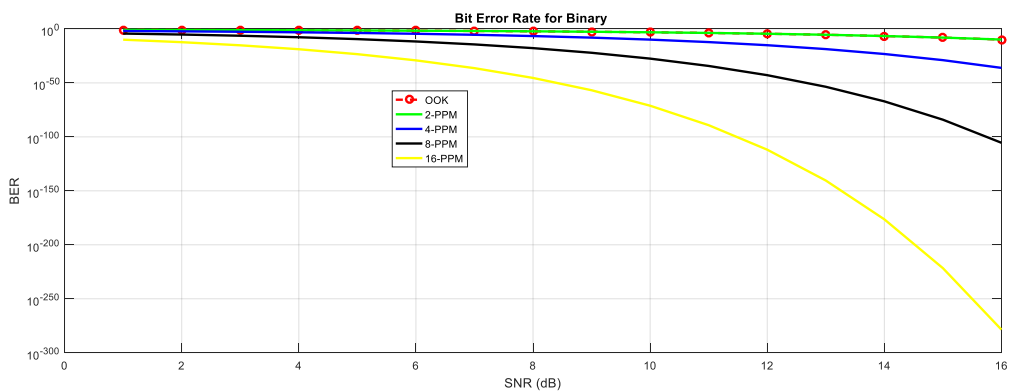


Figure IV-16 Comparaison des performances en BER des modulations OOK, 2-PPM, 4-PPM, 8-PPM et 16-PPM.

Comme on peut le voir dans la Figure IV-16, le BER atteint avec la OOK est très similaire à celui de la modulation 2-PPM. En outre, les graphes précédents semblent confirmer que le BER diminue avec l'augmentation du nombre d'impulsions  $L$  de la modulation PPM à énergie fixe. Cela pourrait être un grand avantage pour la L-PPM par rapport à OOK, car avec un niveau d'énergie moindre par bit, la L-PPM peut communiquer avec moins d'erreurs sur les bits. La contrepartie est que la bande passante occupée par le L-PPM augmente avec l'augmentation du paramètre  $L$ . En effet, la bande passante de L-PPM s'écrit comme suit,  $f_{L-PPM} = \frac{L}{M} * f_{OOK}$ , Ce qui signifie qu'à une bande passante égale, la OOK peut transmettre  $\frac{L}{M}$  fois plus rapidement par rapport à L-PPM (2 fois par rapport à 2-PPM, 8 fois par rapport à 8-PPM, etc...).

Il en ressort qu'il faudra trouver un compromis entre la largeur de bande et le niveau du BER. Dans le cas précis de la VLC, étant donné que la largeur de bande est presque illimitée et la puissance simulée reçue par le VLC est très faible, la meilleure serait d'adopter la modulation L-PPM.

### IV.3. Canal NLOS (Non-Line-Of-Sight)

Le scénario NLOS est largement rencontré dans les milieux indoor. Il se présente lorsque des chemins sont générés par les rayons lumineux qui rebondissent sur les murs et les meubles présents dans pièce.

L'algorithme programmé dans Matlab utilisé calcule le gain du canal NLOS, en utilisant la puissance lumineuse et la géométrie des LEDs ainsi que l'équation (4.27) pour décrire la propagation de la puissance lumineuse à chaque point de la pièce en supposant un canal NLOS.

$$h_{nlos}^{(1)}(t) = \frac{A_{phy}(m+1)}{2\pi^2} \sum_{j=1}^{N_R} p_j \cos^m(\phi_{1j}) \cos(\phi_{2j}) \frac{\cos(\psi_{1j}) \cos(\psi_{2j})}{d_{1j}^2 d_{2j}^2} \Delta A \cdot \delta\left(t - \frac{d_{1j} + d_{2j}}{c}\right) \quad (4.27)$$

#### IV.3.1. La simulation du canal NLOS

En analysant les performances du système VLC, nous avons considéré deux cas du modèle de propagation Non-LOS, en faisant varier la direction (le chemin) de la réflexion. Dans le premier cas, nous considérons une réflexion sur un seul mur et dans le second cas,

nous considérons une réflexion sur chaque mur en plus du lien LOS.

#### IV.3.1.1. Modèle de propagation NLOS à une réflexion sur un seul mur

Dans cette section, nous avons considéré un seul point de réflexion, en analysant la distribution de puissance optique de la liaison NLOS au plan de réception pour une pièce typique, on obtient la figure suivante :

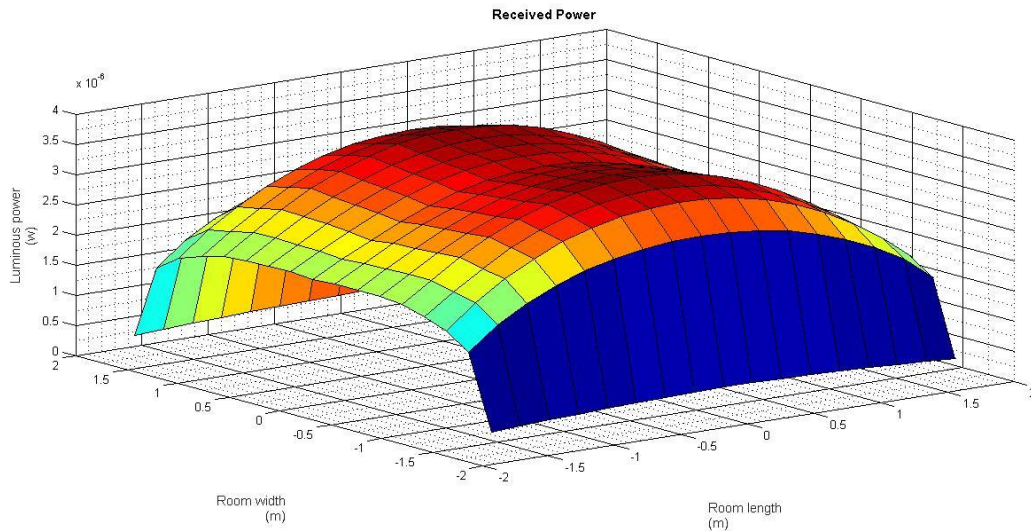


Figure IV-17 Répartition de la puissance reçue avec une réflexion.

On remarque que la puissance reçue est un peu creuse et concentrée sur le côté nord de la pièce seulement (le côté du mur qui reflète la lumière).

Si on change les dimensions de la pièce à : ( $l_x=3.5$ ,  $l_y=3.5$ ,  $l_z=2$ ) puis à ( $l_x=3.5$ ,  $l_y=3.5$ ,  $l_z=7$ ), on obtient les figures suivantes :

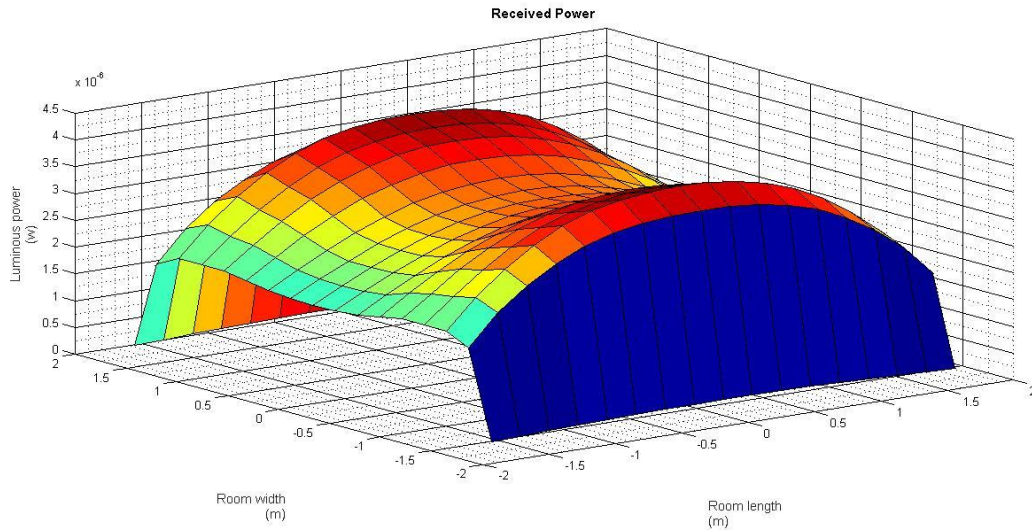


Figure IV-18 Répartition de la puissance reçue avec une réflexion ( $l_z=2$ ).

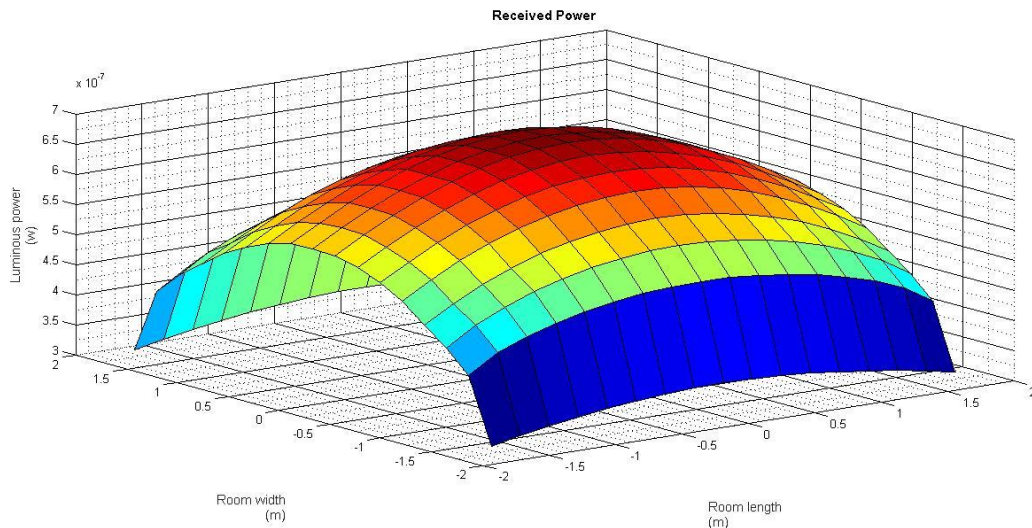


Figure IV-19 Répartition de la puissance reçue avec une réflexion ( $l_z=7$ ).

On remarque que la puissance reçue dépend de la taille de la pièce, si les dimensions sont augmentées la puissance reçue diminue. La qualité de la communication est donc liée à la taille de la pièce. La vitesse de transmission maximale dépend également de la taille de la pièce. Le modèle de pièce est généralement en termes de ces dimensions spatiales  $X \times Y \times Z$ , où  $X$  est la longueur,  $Y$  est la largeur et  $Z$  est la hauteur. La longueur et la largeur étant généralement égales dans la plupart des études on peut exprimer le modèle de pièce par  $S \times S \times Z$ . D'après les résultats des expériences menées dans les mêmes conditions, plus le rapport entre  $S$  et  $Z$  est grand, plus la puissance optique sera mieux reçue.

➤  $S=3.5$ ,  $Z=2$  : le rapport  $(S/Z) = 1.75 \rightarrow Pr = 3.5 \times 10^{-6}w$ .

- $S=3.5, Z=2.5$  : le rapport  $(S/Z) = 1.4 \rightarrow Pr = 2.9 \times 10^{-6} w$ .
- $S=3.5, Z=7$  : le rapport  $(S/Z) = 0.5 \rightarrow Pr = 5.7 \times 10^{-7} w$ .

#### IV.3.1.2. Modèle de propagation NLOS à une réflexion sur chaque mur

Dans cette section, nous avons fait varier la direction de la réflexion de telle sorte que chaque mur reflète la même puissance lumineuse en prenant en considération le lien LOS.

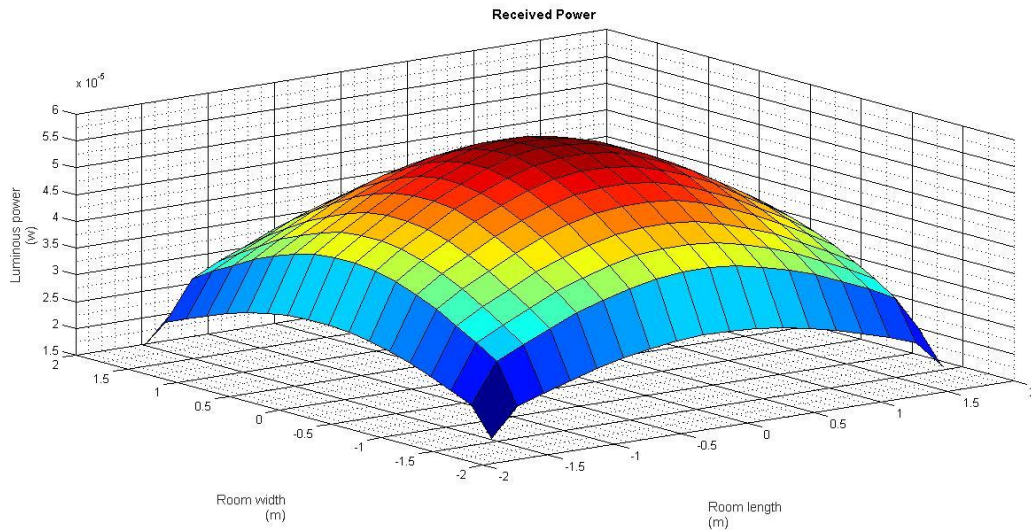


Figure IV-20 Puissance optique reçue avec une réflexion sur chaque mur de la pièce en plus de la composante LOS.

Nous avons également étudié la propagation en présence de réflexion sur les quatre murs de la pièce avec absence de la composante LOS.

On remarque que la puissance reçue est diffusée sur les quatre murs de la pièce.

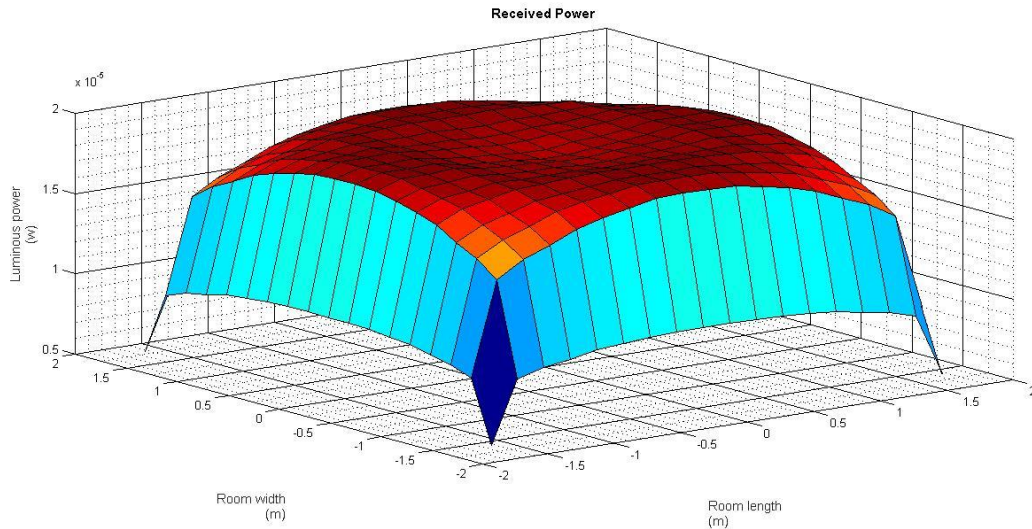


Figure IV-21 Distribution de la puissance optique reçue avec une réflexion sur les 4 murs en l'absence du lien LOS.

On remarque que dans le cas du canal totalement diffus (Figure IV-21) la puissance est concentrée sur les 4 murs, mais elle est plus faible par rapport à la puissance reçue obtenue en la présence du lien LOS. Les résultats montrent que la distribution de la puissance reçue dans le canal NLOS dépend du nombre de réflexions dans la pièce. Et en général, quand ce nombre augmente, la puissance diminue.

- 1 réflexion →  $Pr = 2.90 \times 10^{-6}$  watts
- 4 réflexions →  $Pr = 1.7 \times 10^{-5}$  watts.
- 4 réflexions + Los →  $Pr = 4.25 \times 10^{-5}$  watts.

Également, il apparaît que l'inclusion du lien LOS dans le modèle de propagation NLOS permet d'augmenter la puissance reçue au niveau du récepteur.

#### IV.3.2. Étalement du retard

Le signal optique reçu est soumis à un délai de propagation quand il est transmis à travers un canal à trajets multiples (NLOS). Lorsqu'un émetteur envoie un signal d'impulsion optique très étroit, en raison du fait qu'il existe des chemins de propagation différents et que les longueurs des chemins ne sont pas les mêmes, le temps pendant lequel le signal optique émis atteint le récepteur par les différents chemins de propagation varie. D'autre part, un chemin de propagation spécifique peut également changer avec la modification des positions du

récepteur, et ainsi, le signal optique combiné vu au récepteur est constitué d'impulsions avec des délais différents [31].

L'étalement du délai RMS est une excellente mesure du retard dans canaux et de l'ISI (Intersymbol Interference) résultante causée par ce canal à trajets multiples. L'étalement du délai RMS d'un canal est un indicateur très précis du rapport signal/bruit altéré par l'ISI. Il est également considéré comme le critère déterminant la limite supérieure du débit de transmission des données [58].

En fonction de la réponse impulsionnelle  $h(t)$ , l'écart de retard RMS peut être calculé comme suit [35]:

$$D_{rms} = \sqrt{\frac{\int_{-\infty}^{\infty} (t - \tau_0)^2 h^2(t) dt}{\int_{-\infty}^{\infty} h^2(t) dt}} \quad (4.28)$$

Où  $t$  est le délai de propagation et  $\tau_0$  désigne le délai moyen défini comme :

$$\tau_0 = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} t h^2(t) dt}{\int_{-\infty}^{\infty} h^2(t) dt} \quad (4.29)$$

L'importance de l'étalement du retard est la façon dont elle affecte l'interférence inter-symbole (ISI). Si la durée du symbole est suffisamment longue par rapport à l'étalement du retard, il est possible d'obtenir un canal sans ISI. La correspondance avec le domaine fréquentiel est la notion de la bande de cohérence du canal, qui est la bande sur laquelle ce dernier peut être supposé plat, c'est-à-dire laissant passer toutes les composantes spectrales avec un gain et une phase linéaire approximativement constantes. La longueur de la bande de cohérence est liée à l'inverse de l'étalement du retard (plus l'étalement du retard est court, plus la bande passante de cohérence est grande).

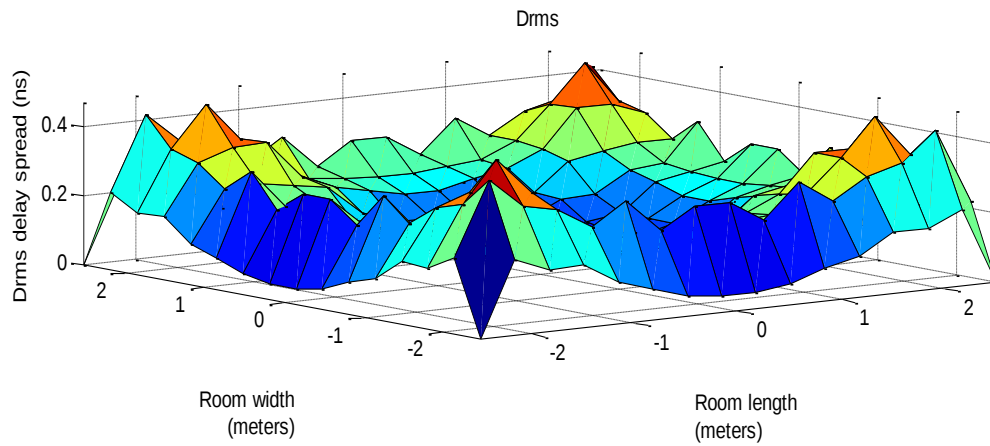


Figure IV-22 La distribution de Drms dans la pièce en présence de la composante LOS.

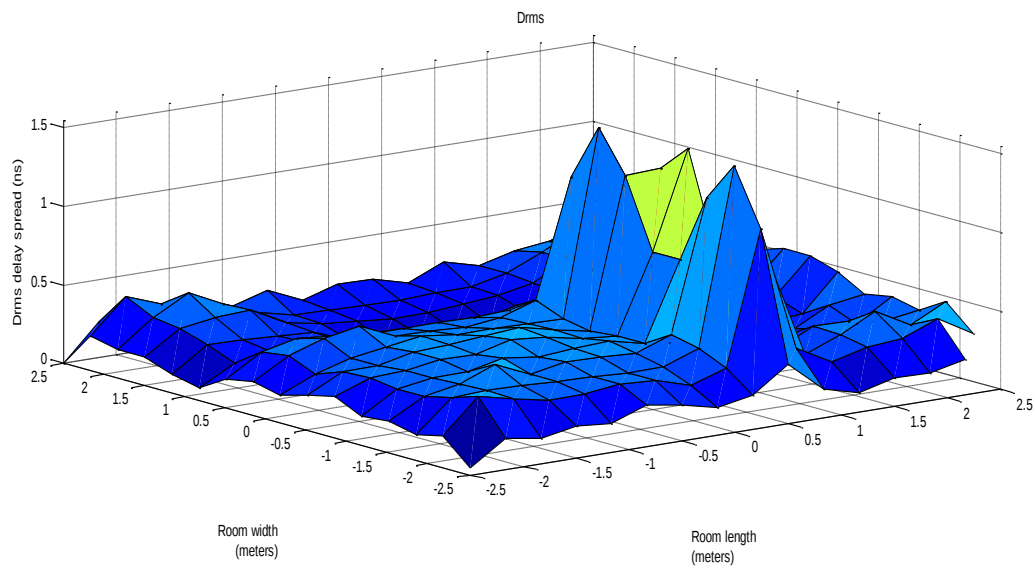


Figure IV-23 La distribution de Drms dans la pièce en l'absence de la composante LOS.

On remarque que le Drms en la présence de la composante LOS varie entre 0 et 0.4 ns, en l'absence de cette composante Drms varie entre 0 et 1 ns. On peut donc conclure que le canal NLOS comportant la composante LOS permet de diminuer le délai RMS.

#### IV.3.3. Performance en termes de BER avec la modulation OOK dans le cas NLOS

La figure ci-dessous illustre le BER simulé d'un canal NLOS, avec un retard de 0.4 ns dû aux trajets multiples.

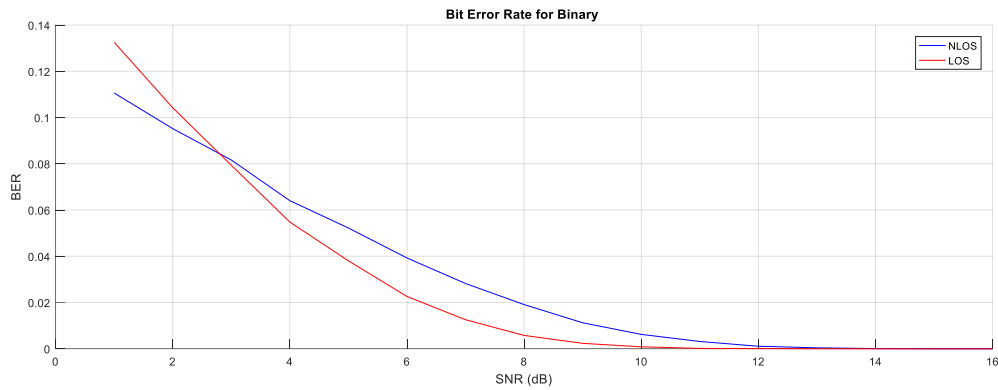


Figure IV-24 Simulation du BER du canal LOS et NLOS avec OOK.

D'après la figure, on remarque que le BER(SNR) atteint dans un canal LOS est meilleur que celui du cas NLOS, ceci peut être dû à la distorsion provoquée par l'ISI provoquée par la transmission à trajets multiples. On peut donc conclure qu'à travers un canal VLC LOS, les données binaires sont transmises avec plus de fiabilité.

#### IV.3.4. Performance en termes de BER avec la modulation L-PPM dans le cas NLOS

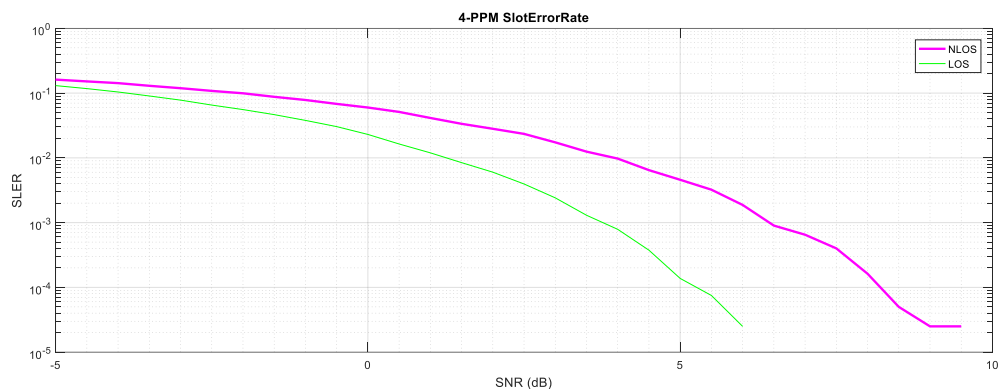


Figure IV-25 Simulation des BERs des canaux LOS et NLOS avec 4-PPM.

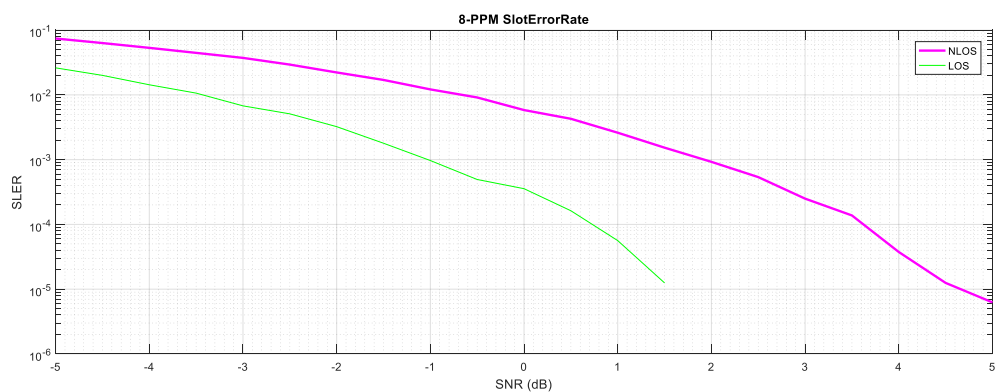


Figure IV-26 Simulation des BERs des canaux LOS et NLOS avec 8-PPM.

Comme on peut le constater dans la figure ci-dessus, et similairement au cas de la modulation OOK, la L-PPM dans le contexte d'un lien LOS permet d'obtenir des valeurs plus faibles en BER versus SNR comparée à la L-PPM transmise à travers un lien NLOS (avec une seule réflexion), en raison toujours de la présence du retard résultant en un ISI qui provoquera par la suite des erreurs à la réception. Les résultats de la section 3.4 comparés à ceux de la section 3.3 ont également confirmé que dans les mêmes conditions, L-PPM permet d'avoir de meilleures valeurs de BER(SNR) par rapport à OOK, que ce soit dans le cas LOS ou NLOS.

## **Conclusion**

Au cours de ce chapitre, nous avons mené une simulation du canal LOS et analysé dans celui-ci deux différentes techniques de modulation pouvant être utilisées dans les systèmes VLC.

Les métriques de performance telles que le BER et le SNR pour les modulations OOK et PPM ont été discutées en détail dans ce chapitre. Sur la base des résultats de la simulation, il a été observé que la L-PPM offre une performance supérieure à celle de la OOK. Nous avons également vérifié l'exactitude de nos expressions et leur adéquation avec les simulations.

Dans la même optique, des simulations pour l'étude de la performance dans le scénario NLOS ont également été effectuées, en plus de celles se rapportant à l'étalement du retard, et ce avec les modulations OOK et L-PPM. D'après les résultats des simulations il a été démontré qu'une puissance lumineuse plus grande peut être reçue à travers un canal LOS ainsi qu'un meilleur BER comparé au cas NLOS.

# **CONCLUSION GENERALE ET PERSPECTIVES**

## Conclusion générale

La nécessité d'être toujours connecté au réseau et d'avoir accès à des volumes toujours plus importants de données a conduit à l'amélioration des technologies de transmission existantes et à la création de nouvelles techniques de communication. L'une de ces nouvelles techniques est la communication par lumière visible (VLC).

Dans ce mémoire, nous avons débuté par une introduction aux communications par lumière visible. Cela nous a permis de faire ressortir les différents avantages rendant cette technologie attractive. On peut notamment citer le fait qu'elle constitue une alternative viable quant au problème grandissant de saturation du spectre RF. De plus, de par le fait qu'elle utilise les ondes lumineuses pour propager l'information, il n'y a aucune génération de perturbations électromagnétiques, la rendant ainsi adaptée à des milieux sensibles tels que dans les hôpitaux ou les avions. Elle permet également de combiner les fonctions d'éclairage et de communication à travers un seul et même composant : la LED. Ensuite, nous nous sommes intéressés aux différentes applications de la technologie VLC.

Par la suite, nous avons étudié les VLCs d'un point de vue physique. Dans ce contexte, nous avons décrit les blocs de la couche physique de la VLC : l'émetteur (LED), le récepteur (Photodiode) et le canal, pour ensuite exprimer la réponse impulsionnelle d'un canal VLC dans les cas des configurations LOS et NLOS. Une partie a été ensuite dédiée pour la description de cinq techniques de modulation qui peuvent potentiellement être adoptées dans les VLCs et deux techniques de modulation, les plus utilisées, ont été retenues dans les parties ultérieures du mémoire, à savoir la modulation ON-OFF-Keying (OOK) et la modulation de position d'impulsion (PPM).

Après avoir revisité les caractéristiques les plus importantes des LEDs et des photodiodes, détaillé les modèles des canaux VLC, et extrait les expressions analytiques des BERs, nous avons étudié la mise en œuvre d'une simulation de la couche physique de la communication VLC. Dans cette perspective, le canal LOS a été simulé et deux techniques de modulations, à savoir la OOK et la PPM, ont été programmés et testés. Ces simulations nous ont permis d'obtenir un profil de la puissance d'émission/réception d'un canal LOS ainsi que les performances en termes de BER des schémas OOK et PPM. Il a été concrètement constaté une correspondance parfaite entre les courbes des BER dérivées des expressions analytiques

et celles simulées. Le scénario NLOS comportant une seule réflexion a également fait l'objet de notre investigation, en plus de l'étalement du retard de ce canal.

Les résultats des simulations ont montré qu'en utilisant un canal LOS, la L-PPM permet d'atteindre de meilleures performances en termes de taux d'erreurs par rapport à la OOK. En outre, l'inclusion de la composante LOS dans la propagation à travers le canal permet d'avoir une puissance optique reçue plus grande au niveau du récepteur contrairement à la composante NLOS, ce qui engendre une amélioration notable de la qualité de la réception.

La vue d'ensemble et la recherche sur les communications VLC est large, très active, et en perpétuel changement, et le travail présenté dans ce mémoire n'étudie qu'une petite partie de cette technologie. Cependant, nous avons réalisé que la VLC évoluerait probablement très rapidement et se répandrait largement dans un avenir proche, afin de satisfaire la demande en termes de débits très élevés des réseaux sans fil. Il est clair que la technique VLC se présente comme une solution forte, attractive et de coût raisonnable, et est pratiquement partiellement déployée car elle exploiterait les dispositifs d'éclairage pour la transmission de données en même temps.

## **Perspectives**

Ce travail a rencontré de nombreux défis, certains ne relevant pas de l'aspect scientifique et sont liés aux entraves créées par la pandémie. Quant à ceux liés à l'aspect scientifique, certains d'entre eux sont abordés et résolus, d'autres partiellement traités et une dernière partie laissée pour une étude plus approfondie. Parmi les questions les plus importantes qui seront abordées à l'avenir, on peut citer, la simulation d'un canal NLOS comportant plusieurs réflexions et l'incorporation de la technologie MIMO dans la VLC, qui est un autre domaine très intéressant, qui peut être exploré pour améliorer le débit de données.

# **BIBLIOGRAPHIE**

## Bibliographie

- [1] G. J. Holzmann et B. Perhson, «The early history of data networks,» *IEEE Computer Society Press*, 1995.
- [2] E. Hany, «A Study on the Impact of Nonlinear Characteristics of LEDs on Optical OFDM,» *Thèse de doctorat*, March 2010.
- [3] G. A. Bell , On selenium and the photophone, vol. 5, *Electrician*, 1880, pp. 214-220.
- [4] «<https://www.timbercon.com/>,» 2018. [En ligne]. Available: <https://www.timbercon.com/resources/blog/history-of-fiber-optics/>. [Accès le 1 juin 2020].
- [5] N. Sklavos, M. Hubner, G. Diana et al, *System-level design methodologies for telecommunication*, Springer Science & Business Media, 2013.
- [6] A. C. Boucouvalas, P. Chatzimisios, Z. Ghassemlooy et al, «Standards for indoor optical wireless communications,» *IEEE Communications Magazine*, pp. 24-31.
- [7] A. Bellè et al, «Development of IEEE802. 15.7 based ITS services using low cost embedded systems,» *2013 13th International Conference on ITS Telecommunications (ITST).IEEE*, pp. 419-425, 2013 .
- [8] C. Le Bas, «Système de télésurveillance médicale utilisant la technologie de transmission optique sans fil,» *Thèse de doctorat ,Université de Limoges*, 2017.
- [9] A. Darwish, «Connected Vehicles Using Visible Light Communications and Dedicated Short-Range Communications,» *Thèse de doctorat*, 2016.
- [10] H. Elgala, R. Mesleh et H. Haas, «Indoor optical wireless communication: potential and state-of-the-art,» *IEEE Communications Magazine*, vol. 49, pp. 56-62, 2011.
- [11] R. J. McEliece, *The theory of information and coding*, Cambridge University Press, 2004.
- [12] C. Langton, «Tutorial 12 Coding and decoding with Convolutional Codes,» *Complex Communications Technology Made Easy*, 1999.
- [13] L. U. Khan, «Visible light communication: Applications, architecture, standardization and research challenges,» *Digital Communications and Networks*, vol. 3, pp. 78-88, 2017.
- [14] Y. Wang et al, «Demonstration of 575-Mb/s downlink and 225-Mb/s uplink bi-directional SCM-WDM visible light communication using RGB LED and phosphor-based LED,» *Optics express*, vol. 21, pp. 1203-1208, 2013.
- [15] IEEE Standard Association et al, «IEEE Standard for Local and Metropolitan Area Networks-Part 15.7 Short Range Wireless Optical Communication Using Visible Light,» *IEEE: Piscataway*, pp.

- 1-309, 2011.
- [16] S. Hranilovic, L. Lampe et S. Hosur, «Visible light communications: the road to standardization and commercialization (Part 1)[Guest Editorial],» *IEEE Communications Magazine*, vol. 51, pp. 24-25, 2013.
  - [17] M. Alam, J. Ferreira et J. Fonseca, *Intelligent transportation systems: Dependable vehicular communications for improved road safety*, Springer, 2016.
  - [18] N. Al Abdulsalam, R. Al Hadjri, Z. Al Abri et al, «Design and implementation of a vehicle to vehicle communication system using Li-Fi technology,» chez in *Proc. International Conference on Information and Communication Technology Research (ICTRC2015)*, Abu Dhabi, 2015.
  - [19] C. Premachandra, T. Yendo et al, «Outdoor Road-to-Vehicle Visible Light Communication Using On Vehicle High-Speed Camera,» *International journal of intelligent transportation systems research*, vol. 19, pp. 28-36, 2015.
  - [20] A. Sarkar, S. Agarwal et A. Nath, «Li-Fi technology: data transmission through visible light,» *International Journal of Advance Research in Computer Science and Management Studies*, 2015.
  - [21] H. Haas et al, «What is lifi?,» *Journal of lightwave technology*, pp. 1533-1544, 2015.
  - [22] J. W. Goodman, *Statistical optics*, John Wiley & Sons, 2015.
  - [23] H. Chen et S. Y. Hui, «Dynamic prediction of correlated color temperature and color rendering index of phosphor-coated white light-emitting diodes,» *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 61, pp. 784-797, 2013.
  - [24] X. Tao et al, «A new noncontact method for the prediction of both internal thermal resistance and junction temperature of white light-emitting diodes,» *IEEE Transactions on Power Electronics*, pp. 2184-2192, 2012.
  - [25] J. M. Geusebroek, . R. Van den Boomgaard, A. W. M. Smeulders et H. Geerts, «Color invariance,» *IEEE Transactions on Pattern analysis and machine intelligence* 23, pp. 1338-1350, 2001.
  - [26] H. Li et al, «Research on dual-eye color code photoelectric sensor for overprint error detection,» chez *2009 Sixth International Conference on Fuzzy Systems and Knowledge Discovery*, IEEE, 2009.
  - [27] S.-M. Jong et F.-L. Chen, «A study of shape from photometry for diffuse and specular reflection models,» chez *2008 International Conference on Machine Learning and Cybernetics*, IEEE, 2008.
  - [28] W. Tai et R. Schwarte, «Design of an aspherical lens to generate a homogenous irradiance for three-dimensional sensors with a light-emitting-diode source,» *Applied optics*, pp. 5801-5805, 2000.
  - [29] F. Miramirkhani et M. Uysal, «Channel Modeling for Visible Light Communications,» *IEEE Photonics Journal*, pp. 1-16, May 11, 2015.

- [30] D. Wu, Z. Ghassemlooy, H. Le Minh, . S. Rajbhandari et A. C. Boucouvalas, «Improvement of the transmission bandwidth for indoor optical wireless communication systems using a diffused Gaussian beam,» *IEEE communications letters* 16, pp. 1316-1319, 2012.
- [31] Y. Qiu, C. Hsiao-Hwa et M. Wei-Xiao, «Channel modeling for visible light communications—a survey,» *Wiley Online Library*, 04 February 2016.
- [32] L. Zeng, D. C. O'Brien, H. Le Minh, G. E. Faulkner, K. Lee, D. Jung et Y. Oh, «High data rate multiple input multiple output (MIMO) optical wireless communications using white LED lighting,» *IEEE Journal on Selected Areas in Communications* 2 *IEEE Journal on Selected Areas in Communications* 27, pp. 1654-1662, 2009.
- [33] T. Komine et M. Nakagawa, «Fundamental analysis for visible-light communication system using LED lights,» *IEEE transactions on Consumer Electronics*, pp. 100-107, 2004.
- [34] P. Mark, «Ethernet over light,» *Thèse de doctorat ,University of British Columbia*, 2014.
- [35] Z. Ghassemlooy, W. Popoola et S. Rajbhandari, *Optical Wireless Communications System and channel modelling with MATLAB*, CRC press, 2019.
- [36] J. M. Kahn et J. R. Barry, «Wireless infrared communications,» *Proceedings of the IEEE*, pp. 265-298, 1997.
- [37] F. R. Gfeller et U. Bapst, «Wireless in-house data communication via diffuse infrared radiation,» *Proceedings of the IEEE* 67, vol. 67, pp. 1474-1486, 1979.
- [38] M. D. Higgins, R. J. Green et M. S. Leeson, «A genetic algorithm method for optical wireless channel control,» *Journal of Lightwave Technology* , pp. 760-772, 2009.
- [39] J. R. Barry et al, «Simulation of multipath impulse response for indoor wireless optical channels,» *IEEE journal on selected areas in communications*, pp. 367-379, 1993.
- [40] K. Lee et H. Park, «Channel model and modulation schemes for visible light communications,» chez *2011 IEEE 54th International Midwest Symposium on Circuits and Systems (MWSCAS)*, IEEE, 2011.
- [41] K. Lee, H. Park et J. R. Barry, «Indoor channel characteristics for visible light communications,» *IEEE communications letters*, pp. 217-219, 2011.
- [42] S. Rajbhandari, Z. Ghassemlooy et M. Angelova, «Bit error performance of diffuse indoor optical wireless channel pulse position modulation system employing artificial neural networks for channel equalisation,» *IET optoelectronics*, pp. 169 - 179, 2009.
- [43] J. B. Carruthers et J. M. Kahn, «Modeling of nondirected wireless infrared channels,» *IEEE transactions on communications*, pp. 1260 - 1268, 1997.
- [44] X. Z. Ke et D. Q. Ding, «A new indoor VLC channel model based on reflection,» *Optoelectronics Letters*, pp. 295-298, 2010.
- [45] Z. Zhou, C. Chen et M. Kavehrad, «Impact analyses of high-order light reflections on indoor optical wireless channel model and calibration,» *Journal of lightwave technology*, pp. 2003-2011,

2014.

- [46] V. Pohl, V. Jungnickel et C. Von Helmolt, «Integrating-sphere diffuser for wireless infrared communication,» *IEE Proceedings-Optoelectronics*, p. 281–285, 2000.
- [47] N. Kumar, «Visible Light Communication Systems for Road Safety Applications,» *Thèse de doctorat (Université d'Aveiro)*, 2011.
- [48] M. D. Audeh et J. M. Kahn, «Performance evaluation of baseband OOK for wireless indoor infrared LAN's operating at 100 Mb/s,» *IEEE Transactions on Communications*, vol. 43, pp. 2085-2094, 1995.
- [49] H. Sugiyama, S. Haruyama et . M. Nakagawa, «Experimental investigation of modulation method for visible-light communications,» *IEICE transactions on communications*, vol. 89, pp. 3393-3400, 2006.
- [50] H. Le Minh, D. O'Brien, G. Faulkner, . L. Zeng et K. Lee, «High-Speed Visible Light Communications Using Multiple-Resonant Equalization,» *Photonics Technology Letters, IEEE*, vol. 20, pp. 1243-1245, 2008.
- [51] F. R. Gfeller et al, «Dynamic Cell Planning for Wireless Infrared In-House Data Transmission,» *Lecture Notes in Computer Science*, vol. 783, pp. 261-271, 1994.
- [52] W. H. Tranter et R. E. Ziemer, *Principles of Communications Systems Modulation and Noise*, 4 éd., John Wiley & Sons, 2014.
- [53] K. K. Wong et T. O'Farrell, «Infrared wireless communication using spread spectrum techniques,» *Optoelectronics, IEE Proceedings*, vol. 147, pp. 308-314, 2000.
- [54] X. Huang et al, «2.0-Gb/s visible light link based on adaptive bit allocation OFDM of a single phosphorescent white LED,» *IEEE Photonics Journal*, pp. 1-8, 2015.
- [55] N. Chi, *LED-Based Visible Light*, Berlin, Germany: Springer, 2018.
- [56] R. R. Sarala, «OFDM: Modulation Technique for Wireless Communication,» 2014.
- [57] E. Monteiro, «Design and Implementation of Color-Shift Keying for Visible Light Communications,» *Thèse de doctorat, McMaster University*, September 2013.
- [58] A. Poulou, «Visible Light Communication,» *Thèse de doctorat ,Christ University*, March 2017.
- [59] S. Truzzi, «Visible Light Communication,» *Thèse de doctorat, Université de Turin* , 2016.
- [60] T. Menegotto et al, «Realization of optical power scale based on cryogenic radiometry and trap detectors,» *IEEE Transactions on instrumentation and Measurement*, pp. 1702-1708, 2015.
- [61] T. Komine et al, «Adaptive equalization system for visible light wireless communication utilizing multiple white LED lighting equipment,» *IEEE Transactions on Wireless Communications*, pp. 2892-2900, 2009.
- [62] J. R. Barry, E. A. Lee et D. G. Messerschmitt, *Digital communication*, 3eme éd., vol. 1, Springer Science & Business Media, 2012.

