



HAL
open science

Conception d'une architecture supportant la technologie Li-Fi

Louiza Hamada

► **To cite this version:**

Louiza Hamada. Conception d'une architecture supportant la technologie Li-Fi. Réseaux et télécommunications [cs.NI]. Université de Haute Alsace - Mulhouse, 2022. Français. NNT : 2022MULH5026 . tel-03955897

HAL Id: tel-03955897

<https://theses.hal.science/tel-03955897>

Submitted on 25 Jan 2023

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

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

Année 2022

N° d'ordre : (attribué par le SCD)

UNIVERSITÉ DE HAUTE-ALSACE
UNIVERSITÉ DE STRASBOURG

THESE

Pour l'obtention du grade de
DOCTEUR DE L'UNIVERSITÉ DE HAUTE-ALSACE
ECOLE DOCTORALE : Mathématiques, sciences de l'information et de l'ingénieur (ED 269)
Discipline : Informatique

Présentée et soutenue publiquement

par

Louiza HAMADA

Le 01 juin 2022

CONCEPTION D'UNE ARCHITECTURE SUPPORTANT LA TECHNOLOGIE LI-FI

Jury : Prof. Jaafar GABER, Université de Technologie Belfort-Montbéliard (Rapporteur)
Prof. Ahmed SERHROUCHNI, Université de Télécom Paris Tech (Rapporteur)
Prof. Jalel BEN OTHMAN, Université de Paris 13 (Examineur)
Prof. Pascal LORENZ, Université de Haute Alsace (Directeur de thèse)
Dr. Marc GILG, Université de Haute Alsace (Co-directeur de thèse)

REMERCIEMENTS

Je tiens à exprimer ma très profonde gratitude à mes directeurs de thèse le professeur Pascal LORENZ et Marc GILG qui ont bien voulu diriger cette recherche avec autant de patience et de vigilance, et de m'avoir apporté tout le soutien, les encouragements, les conseils et la liberté qu'on pouvait souhaiter pour mener ce travail à termes. Il m'a été un grand plaisir de travailler et d'acquérir une précieuse expérience avec eux.

Mes remerciements les plus sincères sont adressés aux membres du jury qui ont accepté d'examiner et de rapporter ce manuscrit.

Je tiens à remercier au final la personne qui m'a toujours soutenu tout au long de mon parcours universitaire, ma Mère.

Je réussis grâce à Dieu et j'échoue à cause de moi !

À mon père, À ma mère

À ma sœur, À mon frère

À ma tante Khalida

LISTE DES ACRONYMES

1G	1st Generation
2G	2nd Generation
3G	3rd Generation
4G	4th Generation
5G	5th Generation
ACO-OFDM	Asymmetrically clipped optical orthogonal frequency division multiplexing
ADC	Analog-to-digital converter
AES	Advanced Encryption Standard
AP	Access point
APD	Avalanche photodiode
AWGN	Additive white Gaussian noise
BER	Bit error rate
CAP	Carrierless amplitude phase modulation
CC	Convolutional codes
CIE	Commission internationale d'éclairage
CNA	Convertisseur numérique analogique
COWA	Center on Optical Wireless applications
CSK	Color shift keying
CPL	Courant porteur en ligne
CVLCA	Chinese visible light communication alliance
D2D	Device to device
DAC	Digital-to-analog converter
DC	Direct current
DCO-OFDM	Direct-current-biased optical orthogonal frequency division multiplexing
DoS	Deni of service
DSL	Digital subscriber line
EMI	Electromagnetic interference immunity
ERC	smart lighting Engineering research center
FCS	Frame Control Sequence
FEC	Forward error correction
FOV	Field of view
FTTH	Fibre to the home
GPS	Global position system
HCS	Header Check Sequence
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers
IM/DD	Intensity-modulated/direct detection
IoT	Internet of things
IR	Infra-red

ISI	Inter-symbol interference
LAN	Local area network
LDV	Lampe ledvance
LED	Light emitting diode
LFC	Lampe fluo-compacte
LFSR	Linear feedback shift register
LOS	Line-of-sight
LPF	Low-pass filter
LTE	Long term evolution
M2M	Machine to machine
MAC	Medium access control
MCM	Multicarrier modulation
MFR	MAC Footer
MHR	MAC Header
MIMO-OFDM	Multiple input multiple output OFDM
MITM	Man-in-the-middle
MPAM	M-ary pulse amplitude modulation
MPPM	Multiple PPM
MSC	Mobile switching centers
MSDU	MAC Service Data Unit
NLOS	Non Line-of-sight
OCC	Optical camera communication
OFDM	Orthogonal frequency division multiplexing
OFDMA	Orthogonal frequency division multiple access
OLED	Organic light emitting diode
OLO	Oscillateur optique local
OMEGA	Home gigabit access
OOK	On off keying
OOK-NRZ	On off keying non return to zero
OOK-RZ	On off keying return to zero
OTP	One time pad
OWC	Optical Wireless communication
PAM	Pulse amplitude modulation
PAM-DMT	Pulse-amplitude modulated discrete multitone
PD	Photodiode
PHR	PHY header
PHY	Physical layer
PIM	Passive Inter-modulation
P-I-N	Positive intrinsic negative diode
PLS	Physical layer security
PPDU	PHY Layer Data Unit
PPM	Pulse position modulation
PSDU	PHY Service Data Unit
PSK	Phase shift keying
PWM	Pulse width modulation
QAM	Quadrature amplitude modulation
RF	Radio frequency

RGB	Red, green and blue
RLL	Run length limited
RMS	Root mean square
RS	Reed solomon
RSF	Réseaux sans fil
SFO-OFDM	Spectrally factorized optical OFDM
SHR	Synchronization Header
SNR	Signal-to-noise ratio
TCA	Transconductance amplifier
TDM-PON	Time division multiplexed passive optical networks
TIA	Transimpedance amplifier
U-OFDM	Unipolar orthogonal frequency division multiplexing
UC-Light	Ubiquitous communication by light
UV	Ultraviolet
VLC	Visible light communication
VLCA	VLC association
VLCC	VLC consortium
VPPM	Variable PPM
WDM	Wavelength division multiplexing
WDM-PON	WDM passive optical networks
Wi-Fi	Wireless fidelity
WLAN	Wireless Local Area Network

RÉSUMÉ

Ces derniers temps, le nombre de gadgets et d'applications reposant sur la communication sans fil a explosé, entraînant des transformations considérables dans le style de vie des gens.

Pour gérer cette augmentation de connectivité, plusieurs techniques avancées sont prévues avec les normes 5G, tout en essayant de minimiser l'impact négatif de la consommation d'énergie.

Une solution alternative pour surmonter ce problème est la technologie Light-Fidelity (Li-Fi) ou communication par lumière visible (VLC). Il s'agit d'un nouveau modèle de transmission de données en lumière visible qui utilise des diodes électroluminescentes et des capteurs de lumière laser comme moyen de communication à haut débit, similaire au Wi-Fi. Le Li-Fi est une meilleure alternative au Wi-Fi en matière de communication sans fil. Il a une plus grande capacité en termes de bande passante dans la région visible et ne perturbe pas les communications qui utilisent la gamme de radiofréquences. On note aussi que le Li-Fi supporte la mobilité des utilisateurs et l'accès multi-utilisateurs. La taille du spectre infrarouge et de la lumière visible ensemble équivaut à approximativement 2600 fois la taille de l'ensemble du spectre de fréquence radio de 300 GHz.

L'objectif de cette thèse est centré sur la modulation de lumière à haute fréquence pour encoder et envoyer des informations en s'intéressant à l'aspect sécurité dans le cas des attaques informatiques. Notre contribution consiste à proposer une nouvelle solution basée sur les différents environnements afin d'assurer une fiabilité de traitements et de transmissions des données dans un contexte de mobilité et de qualité de service. L'architecture proposée assure l'authenticité et la confidentialité des données transmises à travers le signal lumineux et peut-être mise en œuvre dans différents secteurs telle que les écoles, les aéroports et les avions.

MOTS-CLÉS : *Li-Fi, Communication par lumière visible (VLC), diodes électroluminescentes, Modulation, sécurité informatique, réseaux sans fil, Ook.*

ABSTRACT

In latest years, the number of gadgets and apps relying on wireless communication has exploded, resulting in major changes in people's lifestyles. To manage this increase in connectivity, several advanced techniques are planned with 5G standards, while trying to minimize the negative impact of power consumption. Light-Fidelity (Li-Fi) technology, also referred to as visible light communication (VLC), is an alternate solution to this problem. This is a novel visible light data transmission system that, like Wi-Fi, employs light-emitting diodes and laser light sensors as a high-speed communication medium. In terms of wireless communication, Li-Fi outperforms Wi-Fi. It has a better capacity in terms of bandwidth in the visible area and does not cause radio frequency interference communications. It should also be mentioned that Li-Fi allows for user mobility and multi-user access. The combined infrared and visible light spectrums are nearly 2600 times larger than the whole 300 GHz radio waves band.

The primary goal of this thesis is to focus on the modulation of high frequency light to encode and transmit information with an interest in the security aspect in the case of computer attacks. Our contribution consists in proposing a new solution based on the different environments in order to guarantee dependability of data processing and transmission in a context of mobility and quality of service. The proposed architecture ensures the authenticity and confidentiality of data transmitted through the light signal and can be implemented in different sectors such as schools, airports and airplanes.

KEYWORDS: *Light fidelity, Visible light communication, LED, Modulation, Informatics security, wireless networks, On-off keying.*

TABLE DES MATIÈRES

Remerciements	
Dédicaces	
Liste des abréviations.....	1
Résumé.....	4
Abstract.....	5
Table des matières.....	6
Liste des figures.....	9
Liste des tableaux.....	11
1. Introduction de la thèse	
1.1 Introduction sur les systèmes de communications.....	12
1.2 Schémas d'accès sans fil.....	15
1.3 Objectifs et plan de la thèse.....	19
1.3.1 Objectifs de ce travail.....	19
1.3.2 Aperçu du manuscrit.....	19
2. Introduction à la communication par lumière visible	
2.1 Un peu d'histoire.....	21
2.2 Avantages et applications.....	27
2.3 De la communication par lumière visible au light fidelity.....	32
2.4 La norme IEEE 802.15.7.....	33
2.5 Architecture d'un système Li-Fi.....	35
2.6 Comparaison entre Li-Fi et Wi-Fi.....	35
2.7 Introduction à la sécurité dans les systèmes de communications par lumière visible.	37
2.8 Conclusion.....	38
3. Système Li-Fi: architecture et capacité	
3.1 Introduction.....	39
3.2 Emetteur Li-Fi.....	40
3.2.1 Description.....	40
3.2.2 Les diodes électroluminescentes.....	40
3.2.3 Caractéristiques des LEDs.....	43
3.2.4 Efficacité des LEDs.....	51
3.3 Récepteur Li-Fi.....	55
3.3.1 Description.....	55
3.3.2 La photodiode.....	56
3.4 Liens de propagation.....	58
3.4.1 Propagation directe: line of sight (LOS).....	60
3.4.2 Propagation indirecte: non line of sight (NLOS).....	61
3.5 Le bruit dans les systèmes Li-Fi (light fidelity).....	62
3.5.1 Le bruit quantique.....	63
3.5.2 Le bruit de fonds des radiations.....	63

3.5.3	Le bruit thermique.....	64
3.5.4	Le bruit en 1/f.....	64
3.5.5	Le bruit dans le courant d'obscurité.....	65
3.5.6	Le bruit d'intensité.....	65
3.5.7	Le ratio signal/bruit (SNR).....	65
3.6	La modulation dans les systèmes Li-Fi (light fidelity).....	67
3.7	Capacité du canal de transmission.....	72
3.8	Modélisation du canal de transmission.....	73
3.9	Conclusion.....	73
4.	Sécurité et modulation dans les systèmes Li-Fi	
4.1	Introduction.....	75
4.2	Les techniques de modulation incorporées dans la norme IEEE 802.15.7.....	76
4.3	Défi des techniques de modulation dans les systèmes Li-Fi.....	78
4.4	Techniques de modulation dans les systèmes Li-Fi.....	78
4.4.1	Signaux optiques.....	79
4.4.2	Multi-Carrier Modulation (MCM) : la modulation OFDM.....	80
4.4.3	Schémas de modulation des LEDs.....	81
4.4.4	Modulation à porteuse unique (SCM).....	81
4.5	La sécurité d'un système Li-Fi.....	87
4.6	Aspects physiques de systèmes Li-Fi liés à la sécurité.....	87
4.7	Les attaques informatiques dans un réseau Li-Fi.....	88
4.7.1	Modification des données.....	88
4.7.2	Le déni de service.....	89
4.7.3	Attaque par reniflement.....	90
4.8	Exigences de sécurité d'un système Li-Fi.....	90
4.9	Sécurité MAC dans la norme IEEE 802.15.7.....	91
4.9.1	Structure de la trame MAC.....	92
4.9.2	Topologies des réseaux VLC	93
4.10	Sécurité de la couche physique dans la norme IEEE 802.15.7.....	94
4.10.1	Fondements théoriques du PLS.....	94
4.10.2	Structure de la trame PHY.....	94
4.11	Conclusion.....	95
5.	Conception et Réalisation	
5.1	Problématique.....	97
5.2	Introduction.....	98
5.3	Méthodes de codage et du contrôle d'erreurs.....	99
5.4	Construire le corps F.....	100
5.4.1	Rappels sur les corps.....	100
5.4.2	Corps de Galois.....	101
5.5	Les codes correcteurs de Reed Solomon.....	103
5.5.1	Définitions.....	103
5.5.2	Encodage des codes Reed Solomon.....	104
5.5.3	Décodages de codes Reed Solomon.....	107
5.6	Berlekamp-Massey.....	109
5.6.1	Définitions.....	109
5.6.2	Algorithme de Berlekamp-Massey.....	110
5.6.3	Algorithme modifié : Berlekamp Massey-XOR.....	111

5.6.4	Encodage selon Berlekamp Massey-XOR.....	113
5.6.5	Décodage selon Berlekamp Massey-XOR.....	115
5.6.6	La correction d'erreurs selon Berlekamp Massey-XOR.....	115
5.6.7	Démonstrations.....	115
5.6.8	Complexité des LFSRs.....	118
5.7	Environnement de simulation.....	119
5.8	Applications et Résultats.....	120
5.9	Conclusion.....	126
6.	Conclusion Générale, Perspectives et Futures Travaux	
6.1	Conclusion Générale.....	128
6.2	Perspectives et challenges.....	130
	Annexes.....	134
	Publications.....	144
	Références.....	145

LISTE DES FIGURES

Figure 1.1: Le trafic mondial de données mobiles.....	12
Figure 1.2: Schéma illustrant l'évolution des générations de communication mobile.....	13
Figure 1.3: Illustration du spectre de fréquences pour les radio-communications et la lumière.	
Figure 1.4: Technologies d'accès pour le lien du dernier kilomètre.....	17
Figure 1.5: Puissance par utilisateur pour différentes technologies d'accès.....	18
Figure 2.1: Le photophone.....	22
Figure 2.2: Conception d'une architecture Li-Fi au sein de l'hôpital.....	28
Figure 2.3: Li-Fi en avion.....	29
Figure 2.4: Exemple d'emploi du Li-Fi dans un environnement intérieur.....	30
Figure 2.5: Scénario Li-Fi sous-marin (1).....	30
Figure 2.6: Scénario Li-Fi sous-marin (2).....	31
Figure 2.7: Scénario Li-Fi dans un environnement intérieur.....	32
Figure 2.8: Architecture de périphérique VLC sous la norme IEEE 802.15.7.....	34
Figure 2.9: Diagramme d'un système Li-Fi.....	35
Figure 3.1 : Partie émetteur d'un système Li-Fi.....	40
Figure 3.2: Exemples de classification.....	42
Figure 3.3: Différentes types de LED.....	44
Figure 3.4: Prévisions des revenus mondiaux de l'éclairage commercial jusqu'en 2025.....	47
Figure 3.5: Coordonnées de couleur CIE 1931 x-y, où x et y sont les valeurs de chromaticité.....	50
Figure 3.6: Fonction de sensibilité oculaire basée sur les données CIE de 1978.....	53
Figure 3.7: Efficacité lumineuse des LED.....	54
Figure 3.8: Une illustration de la bande passante optique et électrique.....	55
Figure 3.9 : Partie récepteur d'un système Li-Fi.....	56
Figure 3.10: Liens de propagation.....	59
Figure 3.11: Liens de propagation.....	59
Figure 3.12: Gain de canal LOS.....	60
Figure 3.13: Gain de canal NLOS.....	62
Figure 3.14: BER par rapport au rayonnement moyen reçu en faible turbulence dans différentes conditions de limitation du bruit pour $R = 155$ Mbps et $\sigma^2 = 0,3$	66
Figure 3.15: Canal de transmission Li-Fi.....	72
Figure 4.1: Les techniques de modulation dans les systèmes Li-Fi.....	77
Figure 4.2: Codage des données selon OOK.....	82
Figure 4.3: Schéma fonctionnel d'un émetteur OOK.....	83
Figure 4.4: Structure de gradation OOK.....	84
Figure 4.5: La structure de la trame de données de la norme IEEE 802.15.7.....	84
Figure 4.6: Encodage des données selon le codage Manchester.....	85
Figure 4.7: Schéma fonctionnel de l'émetteur VPPM.....	87
Figure 4.8 : Une attaque par modification de données.....	89

Figure 4.9 : Une attaque DoS.....	89
Figure 4.10 : Attaque par reniflement.....	90
Figure 4.11 : Le schéma de la trame MAC.....	93
Figure 4.12 : Les topologies MAC prises en charge par la norme IEEE 802.15.7.....	93
Figure 4.13 : Le schéma de la trame physique (PHY).....	95
Figure 5.1 : Un cycle d'horloge.....	104
Figure 5.2 : Un mot de code de Reed Salomon.....	105
Figure 5.3: Schéma détaillé d'un encodeur Reed Solomon.....	105
Figure 5.4: Diagramme d'un encodeur Reed Solomon.....	106
Figure 5.5: Diagramme d'un décodeur Reed Solomon.....	108
Figure 5.6: Un LFSR de longueur L.....	110
Figure 5.7: Une communication Li-Fi.....	113
Figure 5.8: Modulation OOK pour la suite binaire [1 1 0 0 1].....	120
Figure 5.9 : Codage Manchester pour la suite binaire [1 1 0 0 1].....	121
Figure 5.10: Mesure du bruit dans un réseau Li-Fi selon BM.....	122
Figure 5.11: Performance des codes RS : (a) : RS(15,11) ; (b) : RS(15,7).....	122
Figure 5.12: Performance du code Reed Solomon (1).....	123
Figure 5.13: Performance du code Reed Solomon (2).....	123
Figure 5.14: Performance du code BM-XOR : (a) BM-XOR(15 ,13) ; (b) BM-XOR(63,47) et BM-XOR(15,11).....	124
Figure 5.15: Performances BER du code standard RS de la NASA (255 223) avec dmin=33.....	126

LISTE DES TABLEAUX

Table 2.1: Classification des périphériques IEEE 802.15.7.....	33
Table 2.2: Comparaison entre Li-Fi et Wi-Fi.....	36
Table 3.1: Caractéristiques de LED.....	41
Table 3.2: Tableau comparatif des différentes ampoules existantes.....	41
Table 3.3: Tableau comparatif des différentes LEDs selon leurs puissances.....	43
Table 3.4: Mode de fonctionnement au niveau de la couche physique.....	70
Table 5.1: Variables de décodage des codes RS.....	103
Table 5.2: Exemple de BM.....	107
Table 5.3: Paramètres de simulation pour les mesures de bruit.....	134
Table 5.4: Paramètres de simulation pour les propagations.....	135

Sommaire

1.1 Introduction sur les systèmes de communications.....	12
1.2 Schémas d'accès sans fil.....	15
1.3 Objectifs et plan de la thèse.....	19
1.3.1 Objectifs de ce travail.....	19
1.3.2 Aperçu du manuscrit.....	19

1.1 Introduction sur les systèmes de communications

Actuellement, nous constatons une croissance de l'utilisation de dispositifs mobiles tels que les smartphones, les tablettes et les ordinateurs portables. Cela a entraîné une augmentation significative du trafic de données mobiles. L'augmentation du nombre d'appareils mobiles utilisant une connectivité sans fil devrait se poursuivre à l'avenir, la plus récente conférence mondiale sur les RSF prévoit 12 000 milliards d'appareils connectés sans fil disponibles pour 12 milliards de personnes d'ici 2025 (figure 1.1 [121]).

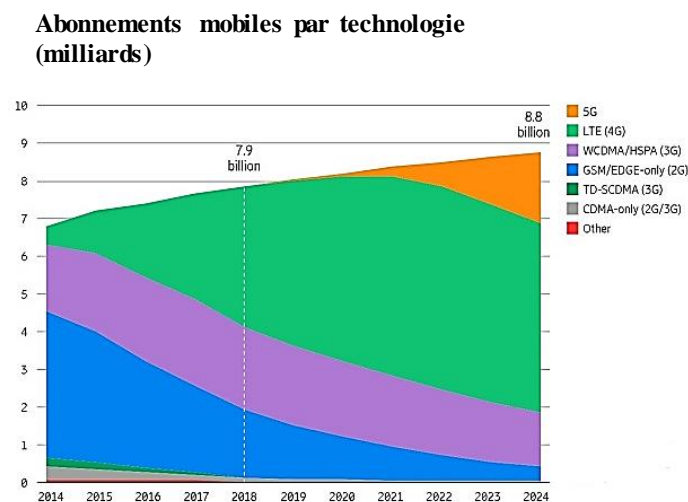


Figure 1.1: Le trafic mondial de données mobiles.

Cette proportion incroyable est une source de plusieurs inquiétudes. En plus des préoccupations environnementales qui sont liées à la production et à la réutilisation de tels

équipements, et sachant que le mot « sans fil » fait principalement référence aux fréquences radio (30 KHz à 300 GHz), le problème est la concentration du spectre électromagnétique, qui exercera une pression énorme sur le réseaux de communication mobile 3G et 4G actuellement en place.

Par conséquent, de nombreuses études s'accordent à dire que ces technologies ne seront plus en mesure de répondre à l'énorme croissance de la demande de services mobiles. Pour surmonter ce problème, les communautés de la recherche et de l'industrie ont commencé à travailler sur la conception d'une toute nouvelle génération de technologie mobile appelée réseau mobile 5G. Le principal objectif de cette nouvelle norme est d'améliorer la capacité et les performances de transmission de 1000 fois par rapport aux technologies existantes.

Pour y parvenir, la communauté des chercheurs s'accorde à dire que les plages supérieures du spectre électromagnétique doivent être prises en compte pour obtenir des débits de données plus élevés et que le concept de la 5G ne reposera pas sur une seule technologie, mais sera le résultat de la combinaison de nombreux systèmes d'interconnexion innovants qui collaboreront pour atteindre les performances requises.

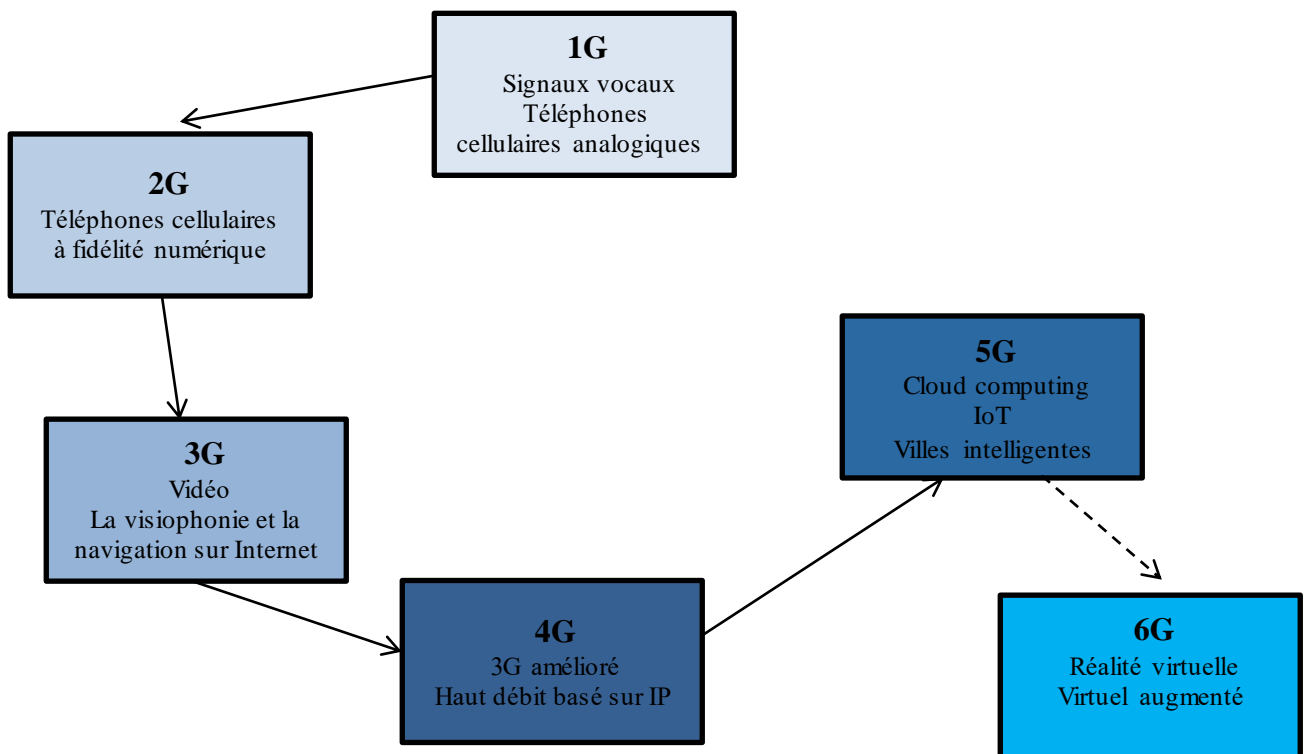


Figure 1.2: Schéma illustrant l'évolution des générations de communication mobile.

L'un des aspects émergents de la vision de la 5G est le concept de réseaux hétérogènes, où les stations de base des macro-cellules coexistent avec des petites cellules à faible coût et à couverture réduite fonctionnant sur les bandes sous licence et sans licence, afin de répondre

aux demandes croissantes de débits de données mobiles. Ce concept a été conçu sur la base de l'observation selon laquelle l'utilisation de fréquences plus élevées pour satisfaire les exigences en matière de débit de données augmente l'affaiblissement du chemin et l'ombrage devient plus difficile à surmonter.

Une solution prometteuse consiste à séparer la connectivité intérieure et extérieure, ce qui nécessitera une infrastructure de backhauling sophistiquée pour supporter le nombre important de cellules de plus en plus petites qui composeront l'architecture du réseau mobile 5G.

De nombreuses méthodes et approches sophistiquées [1] sont envisagées dans les systèmes de 5G pour faire face à la montée en charge de la connexion tout en essayant de réduire le coût de l'énergie et, indirectement, l'effet carbone. Une technologie complémentaire aux fréquences radio supérieures à 300 GHz pourrait être utilisée pour résoudre le problème. C'est le domaine de l'optique sans fil.

La fidélité à la lumière Li-Fi a été présentée pour la première fois par le professeur Harald Haas en juillet 2011 lors de la conférence TED Global Talk. Le Li-Fi est basé sur la communication par lumière visible (VLC) [118] qui utilise des diodes électroluminescentes (LED) pour mettre en place un système sans fil entièrement en réseau [2]. La technologie Li-Fi est une nouvelle technologie de transmission de données par lumière visible; il s'agit d'ondes comprises entre 390 nm (bleu) et 780 nm (rouge) (figure 1.3 [120]). Alors que le Wi-Fi (Wireless Fidelity) exploite la partie radio du spectre électromagnétique (entre 2,4 et 5 GHz), Le Li-Fi tire parti de la partie optique du spectre (entre 385 et 790 THz) [3]. Cette lumière intelligente et connectée, disponible sous une forme unidirectionnelle bas débit depuis plusieurs années, prend une nouvelle dimension avec l'introduction d'une nouvelle génération d'appareils bidirectionnels et haut débit qui permettent d'accéder à Internet via la lumière. Un système Li-Fi aura besoin d'un émetteur-récepteur pour transmettre et recevoir les données. Cet émetteur sera doté d'une technique de modulation afin que la LED puisse transporter les données en utilisant la lumière. L'émergence du Li-Fi vise à surmonter les lacunes des technologies actuelles. Par rapport aux technologies RF (Radio Fréquence), la technologie Li-Fi présente plusieurs avantages ; une large bande passante qui est disponible pour cette technologie contrairement aux technologies radiofréquences, le Li-Fi a un potentiel théorique de transmission bien plus élevé que la radio sans fil. Cette méthode utilise les capacités de modulation à haute fréquence des LED, qui sont souvent utilisées dans l'éclairage commercial [4].

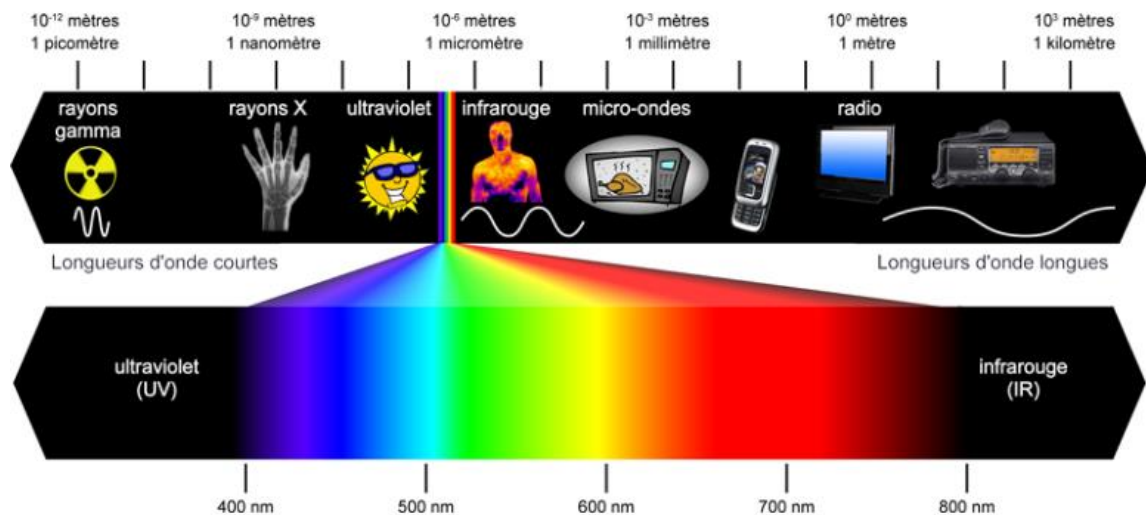


Figure 1.3: Illustration du spectre de fréquences pour les radio-communications et la lumière.

Elle atteint jusqu'à 10 Mbps à une distance de trois mètres, permettant une navigation rapide sur Internet, et est même approprié pour la diffusion de films en ligne, tout en ayant un rendement lumineux inférieur à 1000 lumens avec des lumières qu'elles soient directes ou indirectes [5]. Traditionnellement, des précautions de sécurité au niveau de la couche réseau comme la cryptographie étaient utilisées pour protéger les informations transmises. Cependant, la tendance est maintenant de fournir en plus une sécurité de couche physique en raison de la grande taille et de la nature dynamique des réseaux sans fil modernes. Cela conduit à l'idée d'examiner les propriétés physiques du canal sans fil pour renforcer la sécurité, et d'étudier l'impact des propriétés du réseau telles que l'interférence et la distribution spatiale des nœuds sur la communication sécurisée. Actuellement, le secret de la couche physique est étudié en supposant une interférence indépendante au niveau du récepteur légitime et de l'espion.

1.2 Schémas d'accès sans fil

Dans les régions éloignées, l'enfouissement du câble à fibre optique pour établir un réseau à haut débit n'est pas une option rentable. En outre, la migration des services mobiles vers des applications nécessitant des services à large bande, ainsi que le passage à un plus grand nombre de petites nano- et microcellules avec des portées allant jusqu'à 1 km, exerceront une pression croissante sur l'infrastructure du réseau mobile, en particulier le « backhaul » les connexions entre les stations de base mobiles et les centres de commutation mobiles (MSC) [56].

Les systèmes existants et les divisions de stations de base de 10 à 20 km utilisent la technologie radio à micro-ondes avec un débit de données de 2 Mbps par utilisateur pour offrir des liaisons de données ou un « réseau de liaison mobile ». Cette méthode ne peut pas gérer des débits de données plus élevés, ce qui entraîne un « goulet d'étranglement de liaison » dans le flux de données. Les systèmes de communication sans fil de troisième génération (3G) et de quatrième génération (4G) permettront une connectivité omniprésente, allant des systèmes cellulaires à haute mobilité aux situations intérieures fixes et à faible mobilité. Avec des tailles de cellules de 100 m prenant en charge des dizaines d'utilisateurs, les réseaux RF d'aujourd'hui peuvent être en mesure de desservir un ou deux utilisateurs à haute capacité par cellule, ce qui est très inefficace. De nombreux clients importants ne pouvaient être servis qu'en déployant un nombre comparable d'unités, toutes au même endroit. Cela entraînerait une situation dans laquelle les nombreuses cellules se chevauchent presque entièrement, ce qui soulève des inquiétudes concernant les interférences, la réutilisation des porteuses, etc. Cela nécessitera le développement d'une connectivité à courte portée de très grande capacité, ce qui pourrait être réalisé en connectant la station de base directement au réseau interurbain via une fibre optique. La figure 1.4 décrit les différentes technologies de réseau d'accès qui peuvent être utilisées pour la connectivité du dernier kilomètre. Les réseaux téléphoniques publics continuent d'utiliser la technologie à base de câble de cuivre en conjonction avec une architecture de réseau basée sur le multiplexage temporel avec une capacité limitée (par exemple, 1,5 Mbps (T-1) ou 2,024 Mbps (E-1) par utilisateur final. La technologie DSL offre l'accès Internet haut débit aux familles et aux petites entreprises, mais ses taux d'adoption ont été ralentis par la lenteur du déploiement. Les technologies de modems câblés vendues dans le cadre d'un bouquet de chaînes de télévision par câble ont eu un plus grand succès dans les zones non commerciales, bien que la réduction des débits de données et la sécurité des liaisons soient des préoccupations importantes. La connectivité Internet sans fil est toujours lente, cependant, cela change régulièrement. Les technologies RF/micro-ondes (ou ondes millimétriques) à large bande offrent une mobilité exceptionnelle mais présentent de sévères restrictions en raison d'une atténuation élevée (16 dB/km à 60 GHz), ce qui entraîne une connexion de transmission limitée. Le spectre RF est encombré, coûteux et offre des vitesses de données maximales modestes par rapport aux technologies de fibre optique [56].

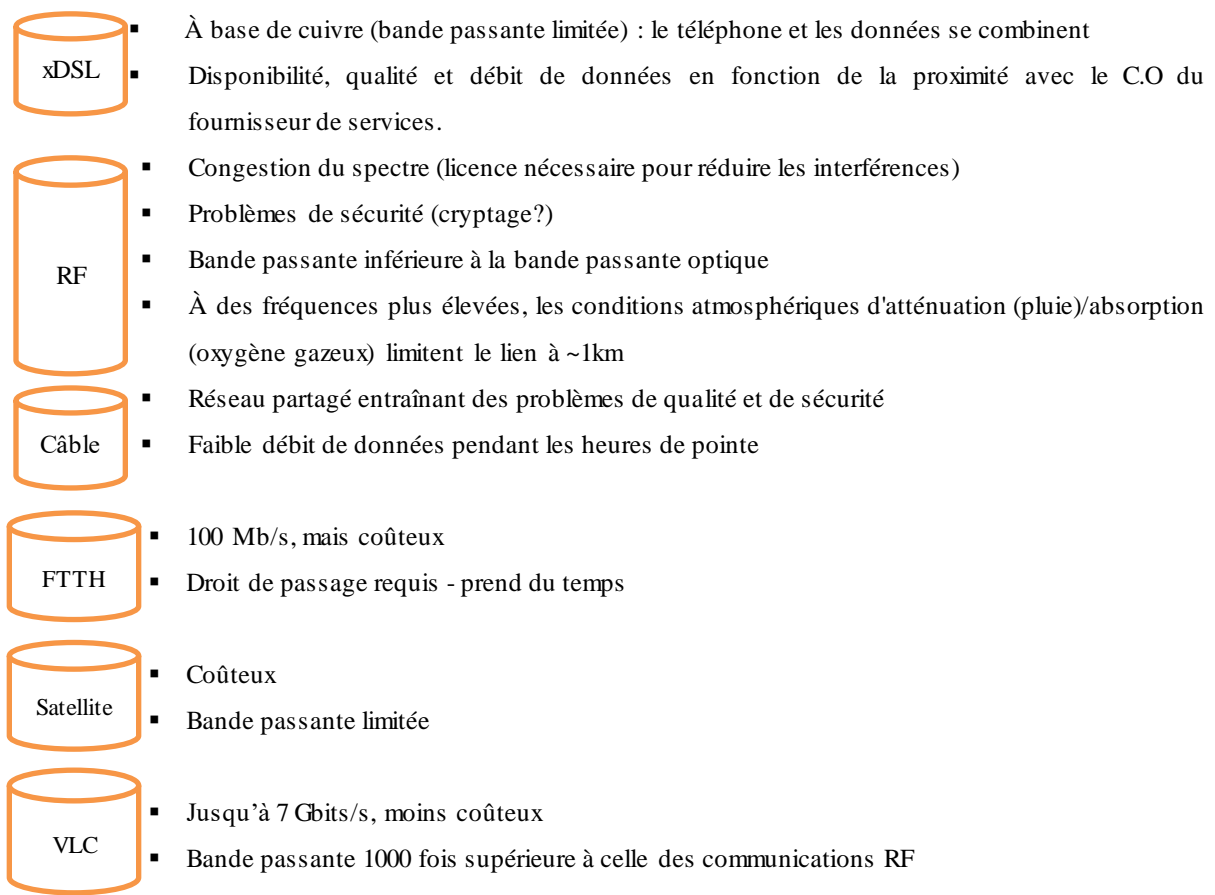


Figure 1.4: Technologies d'accès pour le lien du dernier kilomètre.

La technologie satellitaire a une bande passante limitée et son coût est prohibitif. Bien que la technologie de la fibre optique offre le meilleur de tout, elle n'atteint pas tout le monde, en particulier les utilisateurs finaux et les régions rurales. Différentes conceptions peuvent être utilisées pour fournir de la fibre optique à la maison (FTTH). Bien que les réseaux optiques passifs à multiplexage temporel (TDM-PON) offrent une capacité partagée à de nombreux utilisateurs, de nombreux fournisseurs de services réseau et opérateurs sont passés au multiplexage par répartition en longueur d'onde WDM-PON. WDM-PON fournit à chaque utilisateur une bande passante élevée dédiée sur une infrastructure PON partagée. Cependant, pour le développement futur, il y a un certain nombre de problèmes à considérer, y compris (i) un espace d'infrastructure physique supplémentaire pour accueillir des équipements supplémentaires, (ii) l'environnement d'exploitation dans les locaux du client, comme les variations de température dans les maisons/bureaux, qui pourraient affecter les performances du système, et (iii) l'aspect pratique de l'installation des fibres [56].

Voici les alternatives pour les schémas d'accès sans fil fixes:

1) Interopérabilité mondiale pour l'accès micro-ondes (WiMax), qui est basée sur la norme IEEE 802.16 pour l'accès sans fil à large bande fixe avec des débits de données théoriques jusqu'à 120 Mbps sur une portée de liaison en visibilité directe (LOS) de 50 km;

2) Haut débit sur lignes électriques (BPL) utilisant le vaste réseau filaire existant;

3) La technologie Ultrawideband (UWB), qui évite le contrôle du spectre, offre de bonnes caractéristiques de propagation sur quelques dizaines de mètres. Des débits de données plus élevés et des services mobiles à large bande pourraient être fournis à un grand nombre d'utilisateurs finaux avec le déploiement de microcellules avec des distances réduites entre l'émetteur et l'utilisateur jusqu'à 1 km. Cela nécessitera la création de communications à courte portée de très grande capacité de la station de base au MSC, qui pourraient ensuite être reliées au réseau principal par des câbles à fibres optiques.

Il ne fait aucun doute que la communication RF sera la technologie privilégiée pour la mobilité dans des contextes intérieurs et extérieurs. Les débits de données des utilisateurs individuels peuvent être limités dans de telles circonstances, bien qu'il soit possible d'y remédier en allouant un spectre plus accessible. Les circonstances sont moins évidentes dans des contextes intérieurs avec des terminaux à la fois permanents et mobiles [56].

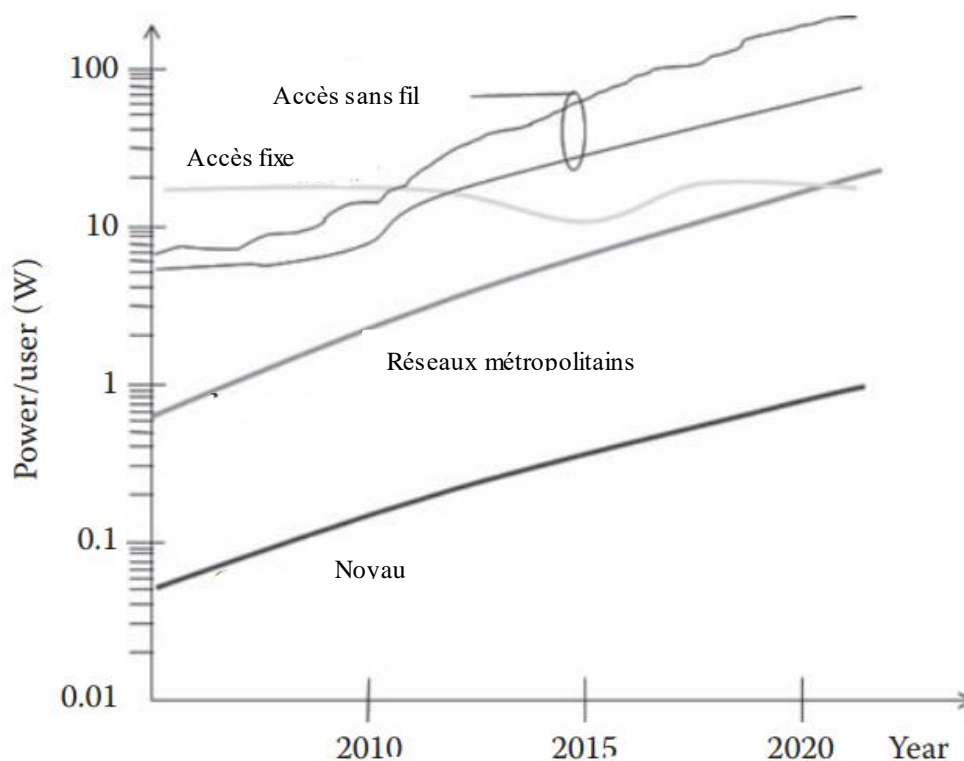


Figure 1.5: Puissance par utilisateur pour différentes technologies d'accès [56].

1.3 Objectifs et plan de la these

1.3.1 Objectifs de ce travail

La sécurité des réseaux est devenue un grand défi ces dernières années. Tout d'abord, la nécessité de préserver la confidentialité des informations pour que seules les personnes autorisées aient accès, et de protéger les informations transmises sur le réseau [5], ce qui peut aller jusqu'à la sauvegarde de fichiers ou de mots de pass stockés sur des ordinateurs connectés en ligne, ainsi que l'accès aux systèmes et applications informatiques. Ce problème peut être résolu en obligeant les utilisateurs à utiliser des clés pour accéder à leurs postes de travail, à sécuriser les documents critiques par mot de pass et à signer numériquement leurs e-mails [5]. Le deuxième défi de sécurité est la protection de l'infrastructure Internet. Les objectifs sont de protéger contre les attaques sur la configuration des périphériques réseau, le vol de ressources réseau et par conséquent le brouillage malveillant des nœuds ou des connexions avec des données fallacieuses qui empêchent la transmission de messages légitimes [5].

Dans ce travail, nous allons s'intéresser à la sécurité au niveau de la couche physique et de la couche MAC dans un système Li-Fi, si on parle sécurité, on parle alors de la cryptographie; de comment pouvoir s'identifier de manière sécurisée; envoyer nos données sur le web sans qu'elles soit voler ou réutiliser de manière malattentionnée, ainsi de corriger les erreurs de transmissions. Notre but est de proposer un système sécurisé avec le Li-Fi, et de modifier les algorithmes de codage de l'information et de pouvoir corriger les erreurs de transmission qui se sont produites lors d'une communication Li-Fi.

1.3.2 Aperçu du manuscrit

La these est divisée en 6 chapitres:

Le chapitre 1 présente une introduction aux systèmes de communication sans fil .

Le chapitre 2 est une introduction à la communication par lumière visible et son histoire.

Dans le chapitre 3, nous allons parlé sur le système Li-Fi, sur le canal de transmission (communication); de sa capacité et sa modélisation et des différents composants qui le forme.

Le chapitre 4 va élaboré le principe de sécurité dans les systèmes VLC, la notion de communication sécurisée contre les attaques informatiques, nous allons aussi parlé dans ce chapitre sur la modulation dans les systèmes VLC.

Le chapitre 5 représente le chapitre de réalisation des travaux; de ce qu'on voulait faire et de ce qu'on a fait.

Le chapitre 6 présente une conclusion générale sur la thèse. Une perspective sur les travaux futurs est proposée.

Introduction à la communication par lumière visible

Sommaire

2.1 Un peu d'histoire.....	21
2.2 Avantages et applications.....	27
2.3 De la communication par lumière visible au light fidelity.....	32
2.4 La norme IEEE 802.15.7.....	33
2.5 Architecture d'un système Li-Fi.....	35
2.6 Comparaison entre Li-Fi et Wi-Fi.....	35
2.7 Introduction à la sécurité dans les systèmes de communications par lumière visible.....	37
2.8 Conclusion.....	38

2.1 Un peu d'histoire

La communication optique désigne toute forme de télécommunication qui utilise la lumière comme moyen de transmission. Dans l'ancienne Chine, la communication par flammes était un moyen efficace de relayer les signaux des postes de sentinelle frontaliers aux bureaux de commandement éloignés sur la Grande Muraille. De même, les phares étaient répartis le long des côtes ou sur les îles pour guider les cargos sur les océans. Les systèmes OWC utilisent des longueurs d'onde dans le spectre infrarouge (IR) pour la communication IR et dans le spectre de la lumière visible pour la communication en lumière visible (VLC) ou Li-Fi. En raison de la disponibilité d'un énorme spectre sans licence d'environ 670 THz, les OWC ont le potentiel de fournir des liaisons sans fil avec des débits de données très élevés.

Les progrès de la science et des technologies des télécommunications ont poussé les scientifiques à s'intéresser à l'utilisation de la lumière visible plutôt que d'autres ondes électromagnétiques pour transmettre des informations, depuis la célèbre expérience du photophone d'Alexander Graham Bell en 1880 [6]. Dans cette expérience, un signal vocal était modulé sur la lumière du soleil et transmis sur une distance d'environ 200 mètres. Les

efforts pour étudier l'éclairage naturel et artificiel pour la communication ont duré des décennies. F. R. Gfeller et G. Bapst ont été les premiers à démontrer la viabilité technologique de la communication optique sans fil à l'intérieur des bâtiments en utilisant des diodes électroluminescentes (DEL) infrarouges en 1979 [6].

À partir de lampes fluorescentes, le VLC à faible débit de données a été étudié dans [6]. La fonction de commutation rapide des LED à lumière visible a évolué avec l'expansion du secteur de l'éclairage LED, et ça a suscité des recherches actives sur le VLC à haut débit [118].

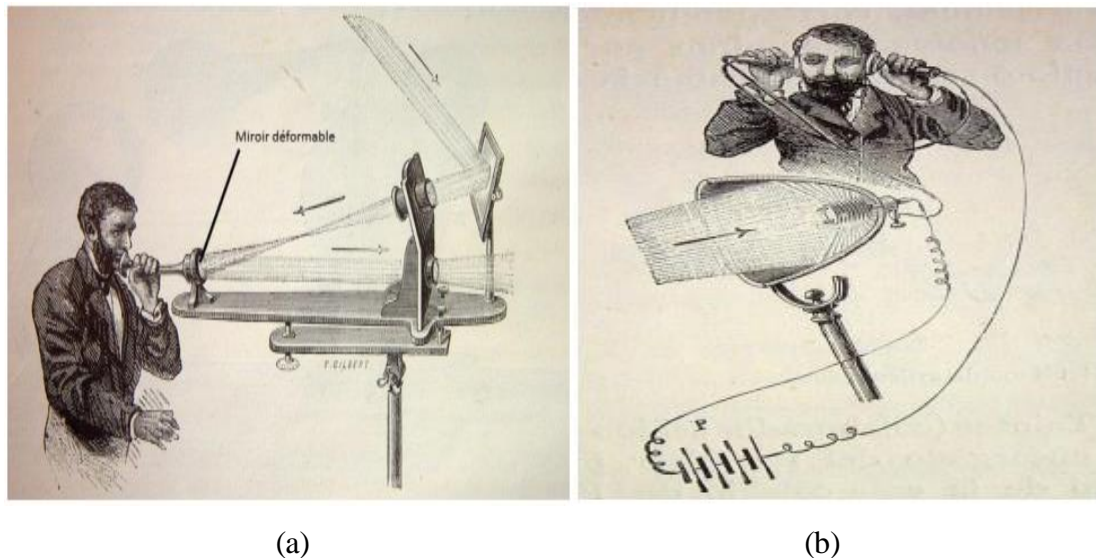


Figure 2.1: Le photophone. (a) Dispositif d'émission du photophone; (b) Dispositif de réception du photophone [122].

Un concept a été proposé pour la première fois par Pang et al. en 1999 [6, 118], en utilisant le feu de signalisation LED comme émetteur de signaux optiques. Plus tard, une série d'études fondamentales ont été menées par S. Haruyama et M. Nakagawa à l'université de Keio au Japon. Ils ont étudié la possibilité d'assurer simultanément l'éclairage et la communication en utilisant des LED blanches pour les systèmes VLC [6, 118]. Parallèlement, Ils ont non seulement discuté et examiné les impacts de la lumière de fond et de la présence des ombres sur la stabilité du système, mais ils ont également étudié les applications VLC à faible débit [118]. L'utilisation de feux de circulation à LED pour transmettre des informations sur le trafic a été expérimentée sur la base d'une photodiode à avalanche (APD) et d'un récepteur à capteur d'image bidimensionnel, respectivement [6]. Le VLC et la communication par courant porteur en ligne (CPL) ont été intégrés de manière cohérente pour fournir une capacité de réseau, où les performances d'un format de modulation avancé de multiplexage par répartition

en fréquence orthogonale (OFDM) ont été évaluées [6]. Les applications ont été étendues au contrôle de la luminosité et au positionnement de haute précision, en plus des communications.

Avec la croissance rapide du haut débit mobile, la demande de services de données à haut débit augmente également de façon spectaculaire. VLC apparaît comme une alternative pour faire face à la pénurie du spectre radio-électrique. Le VLC à débit plus élevé a attiré l'attention de la recherche mondiale, en particulier des chercheurs européens au début, en explorant au maximum les capacités de la LED et en augmentant l'efficacité spectrale. En utilisant un simple égaliseur analogique du premier ordre, un débit de données de 100 Mbps a été réalisé avec une modulation on-off keying non return to zero en 2009 [6]. Entre-temps, 125 Mbps sur 5 m en utilisant On-Off Keying et 200Mbps sur 0,7 m en utilisant OFDM ont été rapportés par Vucic et al [8], où des photodiodes (PD) ont été utilisées dans ces systèmes VLC pour détecter les signaux optiques. En adoptant un réseau 2×1 de LED blanches et un récepteur d'imagerie composé d'un réseau de photodétecteurs 3×3, un système OFDM à entrées multiples et sorties multiples (MIMO-OFDM) a pu fournir un taux de transmission total de 220 Mbps sur une portée de 1 m [7]. Le débit de données peut être encore augmenté si l'APD est adopté. En 2010, le débit de données du système OOK a atteint 230 Mbps [8] et le débit du système OFDM a approché les 513 Mbps avec une charge de bit et de puissance [9]. En 2011, Harald Haas présente le Li-Fi lors d'une conférence TED, ce nouveau mode de communication utilise les capacités de modulation à haute fréquence des LED, qui sont souvent utilisées dans l'éclairage commercial. Elle permet d'atteindre des vitesses qui peuvent aller jusqu'à 10Mbit/s à une distance de 3m, permettant une navigation rapide sur Internet et même une diffusion vidéo en ligne tout en utilisant moins de 1 000 lumens de sortie de lumière en plein soleil direct ou indirect. En 2012, le débit de données le plus élevé d'un système VLC à LED unique a atteint 1 Gbps avec OFDM [10]. De plus, des modulations d'amplitude et de phase sans porteuse (CAP) sont utilisées dans les systèmes VLC, et un débit de données de 1,1 Gbps a été atteint [11]. À l'aide d'une structure MIMO, un système VLC 4×9 atteignant 1,1 Gbps a été présenté, dans lequel les flux parallèles étaient transmis par 4 LED individuelles et détectés par un réseau de récepteurs 3 × 3 [12].

Dans les études précédentes, une LED à conversion de phosphore (pc-LED) a été adoptée comme émetteur de signaux optiques. La bande passante d'une pc-LED est cependant limitée par la réponse lente du composant phosphorescent. En 2014, un circuit de post-égalisation composé de deux égaliseurs passifs et d'un égaliseur actif a été proposé pour étendre la bande passante de quelques dizaines de MHz à environ 150 MHz [13]. Si d'autres types de LED

ayant une bande passante plus élevée sont employés, cela a le potentiel d'augmenter le débit de manière significative.

Par exemple, l'utilisation de micro LED comme transmetteurs dans les systèmes VLC a été attribuée pour la première fois à McKendry et al. et un débit de données de 1 Gbps a été signalé au prix d'une faible efficacité lumineuse [14]. Les LED multicolores, qui émettent particulièrement de la lumière rouge, verte et bleue, peuvent assurer une transmission à haut débit par multiplexage par répartition en longueur d'onde (WDM). Les données ont été transportées simultanément en parallèle par différentes couleurs telles que les lumières rouge, verte et bleue. En principe, le débit de données pourrait être triplé en l'absence de diaphonie entre les couleurs. Un système VLC basé sur l'OFDM utilisant une LED multicolore a été réalisé en supportant un débit de données de 803 Mbps sur 0,12 m [15]. En utilisant une LED multicolore comme émetteur et un APD comme récepteur, le débit de données des systèmes VLC basés sur l'OFDM est passé de 780 Mbps sur 2,5 m à 3,4 Gbps sur 0,3 m, où des techniques de WDM et de chargement de bits et de puissance ont été appliquées conjointement [16-18]. Dans une autre étude [19], les largeurs de bande des puces LED multicolores ont été étendues à 125 MHz et modulées respectivement par 512 modulations d'amplitude en quadrature (QAM) et 256 WDM, et le système VLC basé sur l'égalisation du domaine de fréquence a finalement atteint un débit de 3,25 Gbps. Le débit de données des systèmes VLC basés sur l'égalisation du domaine de fréquence et utilisant des LED multicolores a été porté à 3,22 Gbps, bénéficiant également de la technologie WDM [20].

Il est bien connu que les DEL d'éclairage servent généralement d'émetteurs pour la transmission d'informations en liaison descendante vers des dispositifs mobiles. En 2013, un système VLC bidirectionnel asynchrone a été démontré dans [21] où une transmission de 575 Mbps en liaison descendante a été réalisée par des LED rouges et vertes, et une transmission de 225 Mbps en liaison montante par une seule LED bleue. Du point de vue du réseau, un schéma de réutilisation du spectre basé sur des couleurs différentes a été proposé pour différentes cellules dans un réseau à large bande où les utilisateurs peuvent partager le spectre et accéder au réseau simultanément [22]. Des méthodes de formation de grappes centrées sur l'utilisateur ont été proposées pour atténuer les interférences dans [23].

Le système VLC peut également être combiné avec un système de fidélité sans fil (Wi-Fi) pour fournir une couverture sans faille après qu'un schéma de transfert judicieux ait été conçu et appliqué [24].

Dans les systèmes VLC à base de LED multicolores, les signaux des sources lumineuses à trois couleurs ont été transmis indépendamment dans la plupart des expériences, ce qui laisse de la place pour une augmentation de la capacité.

En 2015, Manousiadis et al. ont utilisé un convertisseur de couleur à base de polymère pour générer des lumières rouges, vertes et bleues émises par des micro LED bleues [25]. Trois lumières de couleur ont été modulées et mélangées pour un éclairage en lumière blanche. Le débit de données agrégé des trois couleurs était de 2,3 Gbps. Des techniques d'exploration des capacités spatiales et temporelles des dispositifs ont également été étudiées. Un système VLC MIMO utilisant différents détecteurs de champ de vision (FOV) pour améliorer le rapport signal/bruit (SNR) a été analysé dans [26]. Un schéma de diversité optique a été proposé, dans lequel les données originales et leurs versions retardées sont transmises simultanément sur des fréquences orthogonales [27].

Le débit de données peut être considérablement amélioré en utilisant des différents degrés du spectre électromagnétique. En combinant des techniques de WDM, de CAP d'ordre élevé et de post-égalisation, Chi et al. ont montré qu'un système VLC basé sur des LED multicolores pouvait fournir un débit de données de 8 Gbps [28]. Un nouveau schéma OFDM optique à écrêtage asymétrique en couches a été proposé pour trouver un équilibre entre la complexité et les performances d'un système VLC à modulation d'intensité et détection directe (IM/DD) [29]. Dans le cadre de contraintes d'éclairage, des techniques de modulation et d'optimisation des systèmes à information continue ont été proposées [30, 6]. Certains problèmes de conception des récepteurs ont été abordés en particulier dans les environnements à faible éclairage et plusieurs systèmes VLC bidirectionnels en temps réel peu complexes ont été signalés [31- 33].

Outre les groupes de recherche individuels, il existe également de nombreuses organisations et équipes de recherche à grande échelle dans le monde entier qui ont contribué au développement et à la normalisation de la technologie VLC. En Europe, le projet HOME Gigabit Access (OMEGA) a été lancé en 2008 pour développer un nouveau réseau d'accès sans fil d'intérieur, offrant des débits de données gigabit aux utilisateurs domestiques [34]. Les membres du projet comprenaient France Telecom, Siemens, l'Université d'Oxford, l'Université de Cambridge et de nombreuses autres entreprises et universités. Ce projet a finalement fait la démonstration d'un système VLC en temps réel utilisant 16 LED blanches au plafond pour transférer des flux vidéo HD à 100 Mbps. Une autre organisation appelée OPTICWISE a été financée par la Fondation européenne de la science dans le cadre d'une action de la Coopération européenne en science et technologie (COST), qui a permis de

coordonner les recherches VLC financées au niveau national dans les pays européens. Des résultats de recherche significatifs et des activités professionnelles ont été rapportés par ses différents groupes [35].

Au Japon, le Visible Light Communication Consortium (VLCC), composé de nombreuses entreprises et fabricants de technologies performantes dans les secteurs de l'éclairage et de la communication, tels que Casio, NEC et Panasonic, a été fondé en 2003. Il s'est consacré à la recherche marketing, à la promotion des applications et à la normalisation des technologies. Après des années de développement, elle est devenue la Visible Light Communications Association (VLCA) en 2014 afin de collaborer étroitement avec diverses industries pour réaliser l'infrastructure de communication à lumière visible, des télécommunications à l'éclairage, en passant par les infrastructures sociales, Internet, l'informatique, les semi-conducteurs, etc.

Aux États-Unis, l'UC-Light (Ubiquitous Communication by Light Center), le COWA (Center on Optical Wireless Applications) et l'ERC (Smart Lighting Engineering Research Center) sont des groupes de recherche VLC remarquables. L'UC-Light se concentre sur les technologies efficaces d'éclairage, de communication et de navigation par LED, et vise à créer de nouvelles innovations technologiques, des activités économiques et des économies d'énergie. COWA se consacre aux applications optiques sans fil des communications, des réseaux, de l'imagerie, du positionnement et de la télédétection. ERC se concentre sur les systèmes et réseaux de communication à LED, les matériaux de support et les dispositifs d'éclairage, et les applications pour la détection des risques biologiques et biomédicaux.

En Chine, deux équipes importantes ont été constituées en 2013 pour se concentrer sur la recherche de communications optiques sans fil sur de larges spectres, y compris la communication en lumière visible. Le programme national de recherche fondamentale de la Chine 973 a financé l'une d'entre elles, et comprend environ 30 chercheurs issus des meilleures universités et instituts de recherche. L'autre a été financée par le programme national de recherche et développement de haute technologie du gouvernement chinois (programme 863). Les deux équipes de projet ont déployé des efforts considérables en matière de percée théorique, de développement technologique et de démonstration de systèmes VLC en temps réel.

Le débit de données en temps réel a atteint 1,145 Gbps à 2,5 m pour fournir des services multimédias, et le plus haut débit de données hors ligne de 50 Gbps a été atteint à une distance plus courte.

Afin de favoriser la commercialisation des technologies VLC, la Chinese Visible Light Communications Alliance (CVLCA) a été fondée en 2014 pour les systèmes de communication par lumière visible et les industries de l'éclairage, des télécommunications, de l'énergie, de l'électronique grand public, et des organismes de financement.

2.2 Avantages et applications

Les systèmes Li-Fi ont plus d'avantages comparés aux technologies radiofréquences. On distingue :

- 1- Large spectre: le spectre de la lumière visible est au moins 1000 fois plus grand, de 400 THz à 780 THz [36] par rapport au spectre des ondes radio qui est limité, allant de 3 kHz à 300 GHz;
- 2- Pas d'interférences: il n'y a aucun risque d'interférences électromagnétiques, le VLC convient aux systèmes de communications dans les environnements fermés ou à immunité aux interférences (EMI), comme les avions, les hôpitaux, et les centrales nucléaires;
- 3- Facile à mettre en oeuvre: Les modules VLC peuvent être rendus petits et compacts, de sorte qu'ils peuvent être facilement mis en œuvre dans l'infrastructure d'éclairage existante. L'unité de modulation, le convertisseur numérique-analogique et le circuit de commande peuvent être intégrés dans les LED. La photodiode, le convertisseur analogique-numérique et les autres unités de traitement des signaux peuvent être fabriqués sous la forme d'un récepteur externe portable ou intégrés à l'infrastructure d'éclairage;
- 4- Haute efficacité énergétique: En tant que dispositifs d'éclairage écologiques, les LED ont été reconnues comme étant la prochaine génération de dispositifs d'éclairage, ce qui leur permet d'être plus efficaces, qui peuvent réduire de 80% la consommation d'énergie des sources de luminosité classiques [37]. Si on remplace toutes les sources lumineuses par des LEDs, la consommation mondiale d'électricité sera réduite de 50% [38]. Selon le rapport du ministère américain de l'énergie, d'ici à 2025, il est possible de réduire la consommation d'électricité des LED jusqu'à 217 térawattheures (TWh);
- 5- Sécurité sanitaire: la LED d'éclairage est une source de lumière diffuse, elle est intrinsèquement sûre pour de nombreux scénarios d'application avec une grande puissance optique émise. Puisque la LED d'éclairage ne génère pas de rayonnement comme le font les dispositifs à radiofréquence ou à micro-ondes, aucun risque évident pour la santé n'est encouru par l'environnement et les utilisateurs finaux;

6- Sécurité de l'information: La sécurité est une question importante pour la communication par radiofréquence, car les ondes radio peuvent traverser les murs et provoquer des fuites d'informations. Comme la lumière ne peut pas pénétrer les objets opaques, le VLC peut être confiné dans un espace intérieur fermé et des liens de communication plus sûrs sont assurés.

Les caractéristiques mentionnées ci-dessus permettent d'envisager diverses applications intérieures et extérieures du VLC. L'application la plus souhaitable est sans doute l'accès Internet haut débit en intérieur pour les téléphones intelligents et les ordinateurs. Les gens passent généralement beaucoup plus de temps dans des bureaux et des maisons pour étudier, travailler, se divertir, etc. Il serait pratique d'accéder à Internet en utilisant simplement des dispositifs d'éclairage à LED au plafond. La largeur de la bande de modulation inhérente aux LED (de l'ordre de quelques MHz à plusieurs centaines de MHz) permet d'obtenir un débit de données bien supérieur à celui du Wi-Fi et des réseaux mobiles existants. Équipées de techniques avancées, telles que la modulation multiporteuse, le multiplexage en longueur d'onde et l'égalisation, le débit de données du VLC peut être augmenté jusqu'au gigabit par seconde. [39]

Dans un hôpital, par exemple, certains équipements médicaux sophistiqués et coûteux, comme les appareils d'imagerie par résonance magnétique, doivent être isolés des interférences électromagnétiques. Les appareils électroniques rayonnant les ondes électromagnétiques sont interdits dans la cabine d'un avion pendant le décollage et l'atterrissage car ces ondes pourraient provoquer un dysfonctionnement des équipements. Dans une centrale nucléaire, il est également très restrictif d'utiliser un téléphone portable. Il est évident que le Li-Fi devient une technologie sûre pour les communications dans de tels environnements EMI.

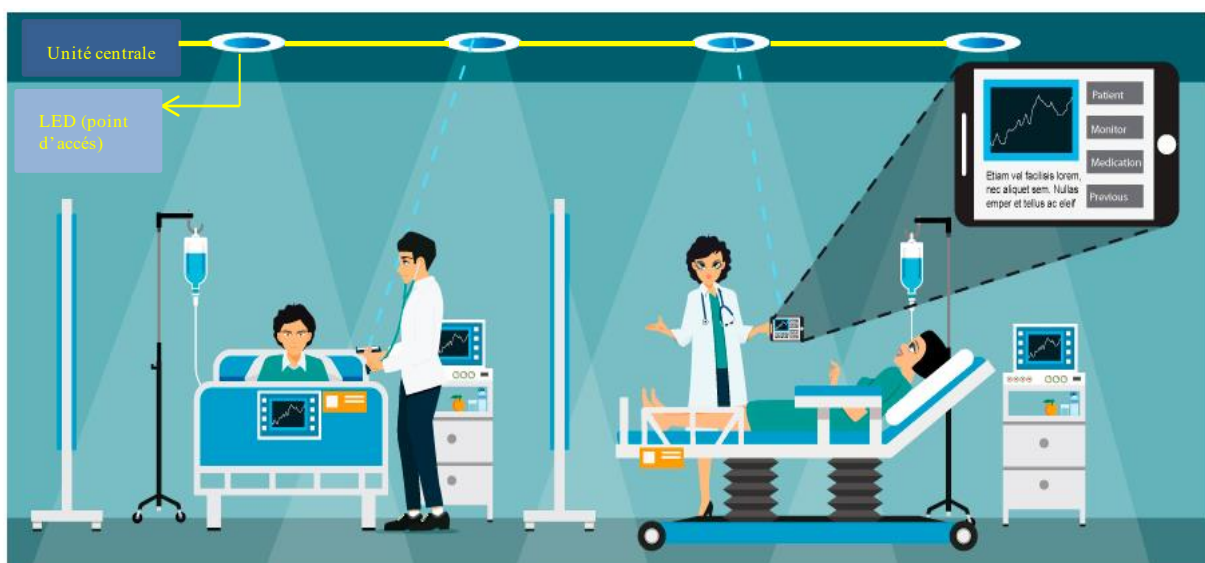


Figure 2.2: Conception d'une architecture Li-Fi au sein de l'hôpital [3].

Dans certains cas, les utilisateurs souhaitent communiquer directement entre eux à grande vitesse, sans acheminer les messages via un réseau, comme dans le cas des communications de machine à machine (M2M) et de dispositif à dispositif (D2D). Deux émetteurs-récepteurs VLC, tels que des téléphones intelligents ou des ordinateurs portables, peuvent réaliser directement une communication point à point. La communication lumineuse devient également une solution réalisable.



Figure 2.3: Li-Fi en avion [113].

Il est bien connu que la LED est un émetteur naturel et qu'elle peut facilement diffuser des informations, qui peuvent être intégrées dans des affichages et des écrans LED dans différents espaces publics, comme les salles d'attente des aéroports et des gares, et envoyées aux passagers. Si le capteur d'image d'une caméra est utilisé comme détecteur de signal, la communication par caméra optique (OCC) peut recevoir les informations diffusées [40]. De même, dans les centres commerciaux et les points de vente, les informations sur les marchandises et les publicités peuvent être diffusées aux clients par le biais de LED ou de panneaux. Les expositions, les galeries et les musées sont également des endroits idéaux pour utiliser les LED afin de diffuser des informations de manière transparente.

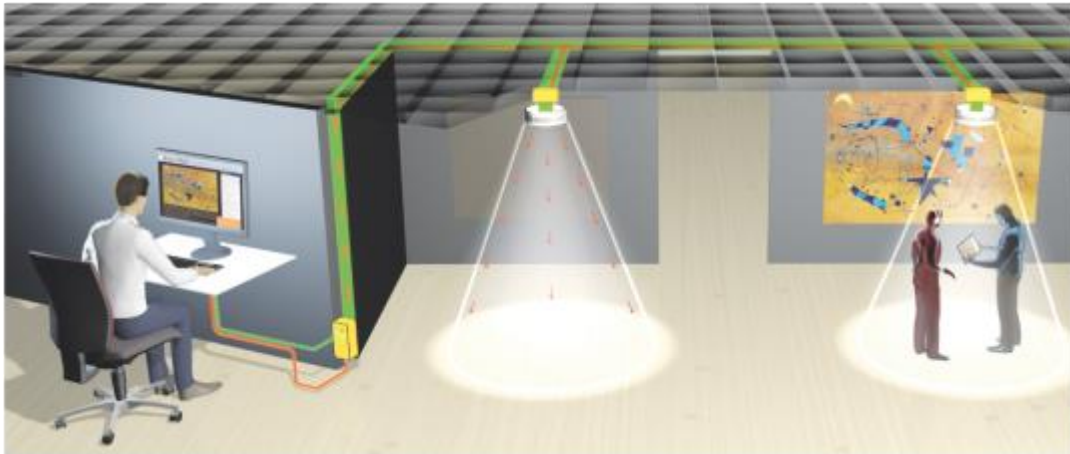


Figure 2.4: Exemple d'emploi du Li-Fi dans un environnement intérieur [112].

En outre, les gens pourraient profiter de la densité des LED pour se référer à leur emplacement et utiliser des algorithmes de triangulation pour prévoir la position des appareils. Ainsi, les LED permettent un positionnement et une navigation très précis à l'intérieur, comme le GPS à l'extérieur grâce aux satellites. Les LED peuvent également donner des signaux de commande à des robots intelligents, guidant leur mouvement exact le long d'un itinéraire vers un but prédéterminé [41].

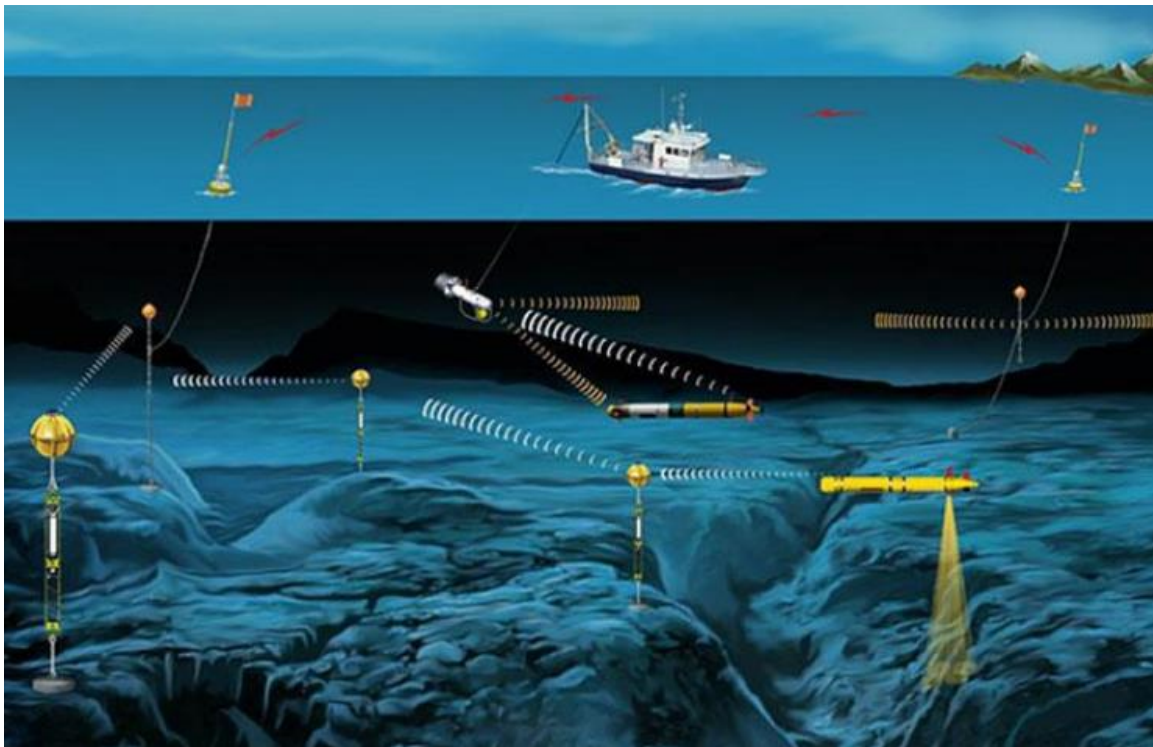


Figure 2.5: Scénario Li-Fi sous-marin (1) [109].

Étant donné qu'un grand nombre de LED sont utilisées à l'extérieur, les lampadaires, les feux de circulation et les feux de véhicules peuvent également servir à établir des liaisons sans fil VLC entre les véhicules, les infrastructures d'éclairage des véhicules et des routes, les véhicules et les feux de circulation [6, 42]. Comme le véhicule est généralement équipé d'un ensemble de capteurs d'images, il peut prédire son mouvement relatif en même temps que la transmission de données [43-45]. Le VLC sous-marin est également une technologie de communication compétitive pour l'exploration des océans.

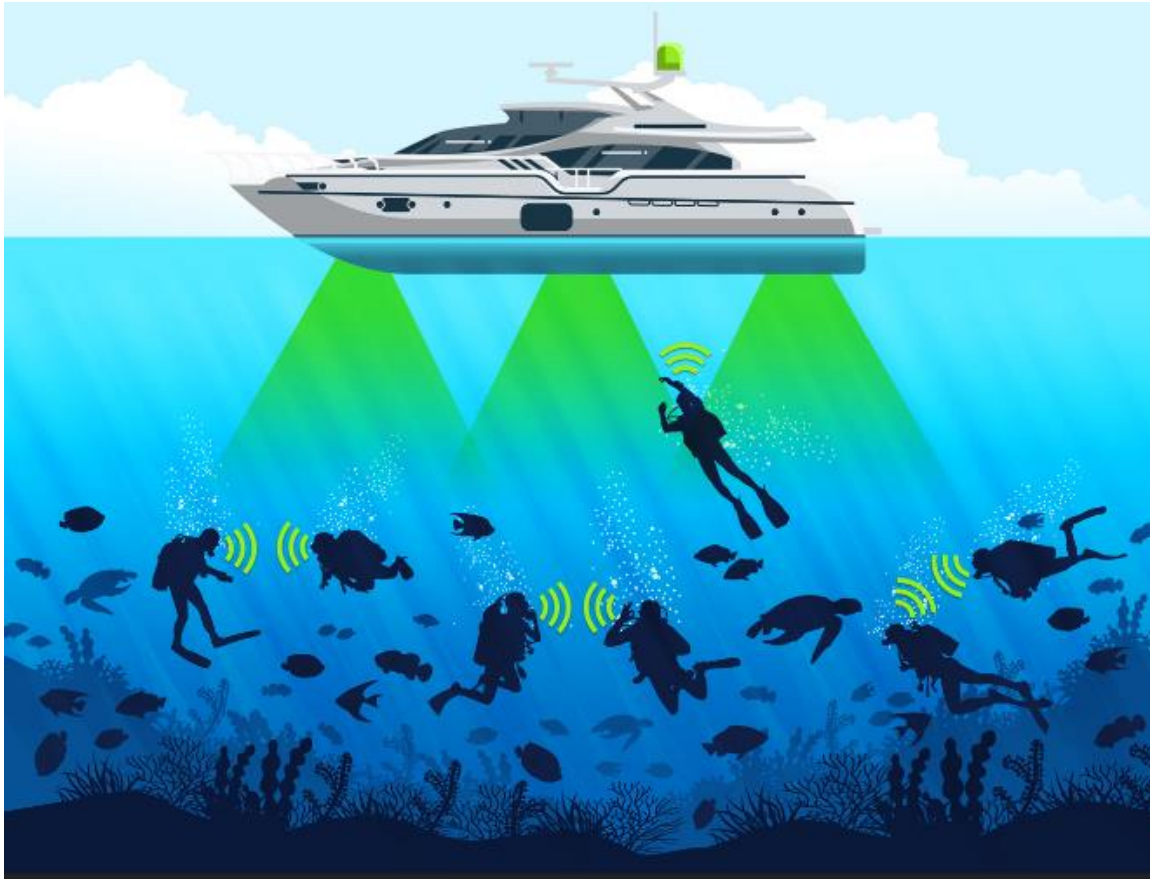


Figure 2.6: Scénario Li-Fi sous-marin (2) [110].

Les applications intérieures et extérieures susmentionnées couvrent une grande variété de domaines, qui pourraient progressivement pénétrer différents marchés pour divers services, allant de la communication à faible débit et du positionnement à la communication à haut débit, en passant par la transmission de données et le positionnement, la communication à haut débit et le transport intelligent. Comme l'indiquent les mots "lumière visible", la VLC aura un avenir brillant dans notre vie moderne.

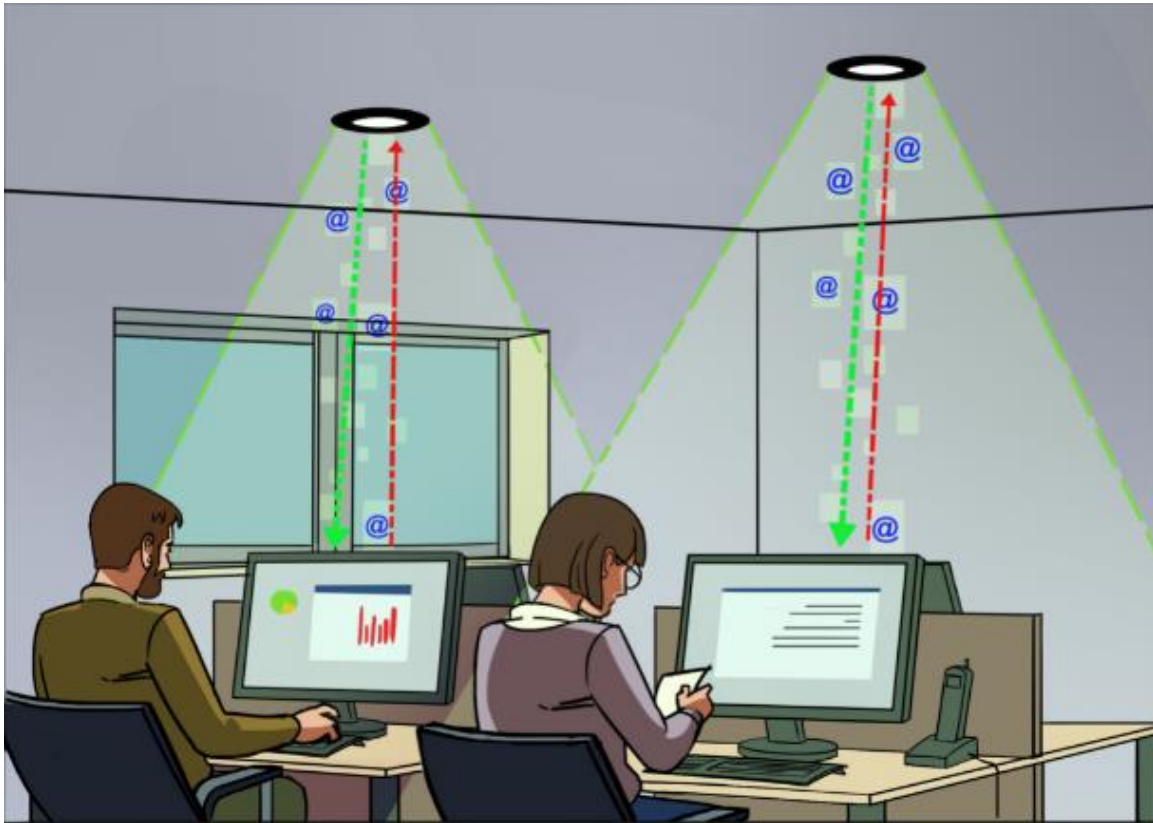


Figure 2.7: Scénario Li-Fi dans un environnement intérieur [111].

2.3 De la communication par lumière visible au light fidelity

Avec l'évolution continue des technologies VLC, il est nécessaire de développer les normes correspondantes pour harmoniser les protocoles de la couche physique (PHY) et les protocoles de la couche MAC, et aider à transférer rapidement les technologies dans les applications, ce qui a attiré l'attention de divers organismes de normalisation internationaux et nationaux.

La première norme internationale VLC, à savoir IEEE 802.15.7, a été publiée par le groupe de travail IEEE 802.15.7 pour les réseaux personnels sans fil en 2011. Cette norme spécifie clairement les couches PHY et MAC pour les communications optiques sans fil à courte portée utilisant la lumière visible pour les applications intérieures et extérieures.

La spécification IEEE 802.15.7 [6] autorise l'utilisation de gradateurs pour ajuster l'intensité de la lumière et l'utilisation de l'énergie électrique. L'utilisation d'un gradateur et du circuit de transmission Li-Fi doit assurer le maintien de l'efficacité lumineuse des ampoules. En ce qui concerne les infrastructures, le changement des ampoules à incandescence par des ampoules LED actuelles donnera lieu à un réseau qui remplit deux fonctions : l'éclairage et la communication. La lumière visible étant très éloignée du spectre RF, l'interaction avec

d'autres dispositifs RF est impossible, ce qui fait que le Li-Fi peut être utilisé dans les hôpitaux et les avions. La zone de communication du VLC est limitée, contrairement à la technologie Li-Fi qui utilise tout spectre lumineux possible pour la communication. Il existe de nombreuses applications de communication sans fil: Wi-Fi, GSM, satellite, LTE, etc. De même, le Li-Fi est l'une des nombreuses applications de la VLC (Visible Light Communication). À la différence des applications VLC, la lumière infrarouge est testée dans le Li-Fi pour la communication. Des vitesses d'environ 40 Gbps sont atteintes.

La RF est toutefois nettement moins sensible au bruit que le Li-Fi. Le Li-Fi vient en complément des communications RF, il ne les remplace pas.

2.4 La norme IEEE 802.15.7

Le bas débit d'une couche PHY I est modulé en utilisant On-Off-Keying ou VPPM, selon la norme IEEE 802.15.7 [46]. La modulation VPPM (modulation de position d'impulsion variable) a un débit binaire de 100 kb/s avec une fréquence d'horloge de 200 kHz et un débit binaire de 266 kb/s avec une fréquence d'horloge de 400 kHz. Lors de l'utilisation d'une couche PHY II, la modulation OOK avec une horloge de 120 MHz permet une transmission à 96 Mb/s. Il est possible d'atteindre 5 Mb/s avec une modulation VPPM et une fréquence d'horloge de 7,5 MHz. La couche PHY III est consacrée à la modulation par décalage de couleur (CSK), qui nécessite l'utilisation de LED multi-puces ; il peut transmettre 96 Mb/s à une fréquence d'horloge de 24 MHz en mode 16-CSK. Des taux plus élevés ont été établis expérimentalement en utilisant la modulation d'amplitude (QAM). Vient ensuite une méthode de codage des signaux numériques utilisant une répartition orthogonale des fréquences sous forme de nombreuses sous porteuses (OFDM).

Table 2.1: Classement des dispositifs IEEE 802.15.7.

	Infrastructure	Mobile	Véhicule
Coordinateur fixe	Oui	Non	Non
Source de courant	Ample	Limitée	Modérée
Facteur de forme	Non contraint	Contraint	Contraint
Source de lumière	Intense	Faible	Intense
Mobilité physique	Non	Oui	Oui
Intervalle	Court/long	Court	Long
Débit de données	Elevé/bas	Elevé	Bas

D'autres schémas, tels que la modulation d'amplitude et la porteuse moins phase (CAP), ont permis d'atteindre des débits de données allant jusqu'à 1Gb/s. Il reste à orienter les recherches sur l'optique de réception pour élargir le champ de la détection.

La norme IEEE 802.15.7 sert de point de départ au développement de nouveaux produits. Comme indiqué dans le tableau 2.1, cette norme s'adresse à trois types de dispositifs: automobiles, mobiles et infrastructurels. Pour apporter des améliorations à la norme existante, un nouveau groupe de travail 802.15.7r1 a été créé en 2014. La nouvelle norme IEEE 802.15.7r1 a été publiée en 2017 [47]. Une nouvelle norme IEEE 802.15.7m a ensuite été élaborée en 2018 pour étendre la norme originale en incluant les communications utilisant un capteur d'images ou une caméra (place à l'OCC : communication par caméra optique) et les communications unidirectionnelles à faible vitesse utilisant des LED, tandis que l'IEEE 802.15.13 soutenait le développement de l'OVC à grande vitesse.

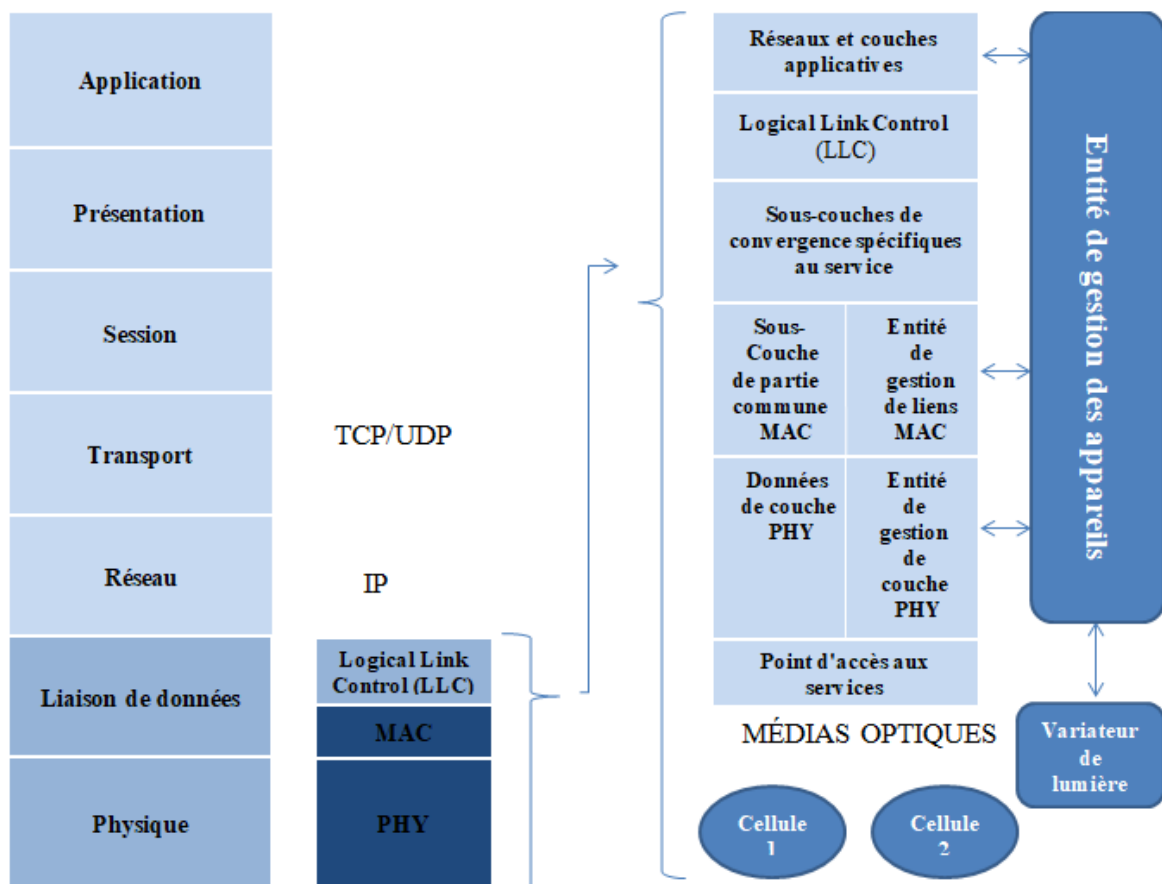


Figure 2.8: Structure du dispositif VLC selon la norme IEEE 802.15.7.

2.5 Architecture d'un système Li-Fi

Un système Li-Fi est doté de deux parties: d'un émetteur qui module la lumière provenant des LED, et d'un récepteur basé sur un photo-détecteur pour récupérer le signal modulé. L'émetteur et le récepteur sont connectés via le canal VLC.

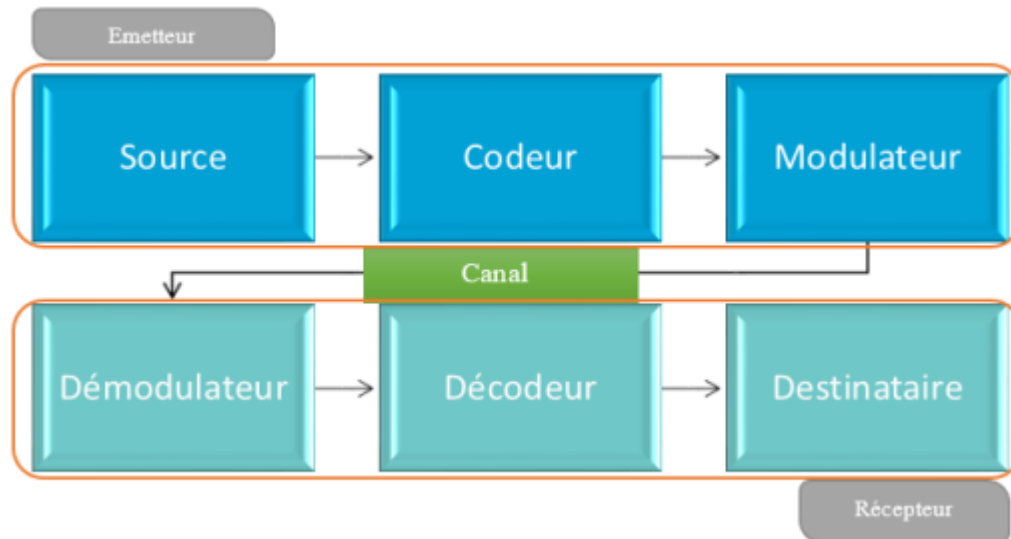


Figure 2.9: Diagramme d'un système Li-Fi [118].

Les composants du système Li-Fi seront présentés en détail au chapitre 3.

2.6 Comparaison entre Li-Fi et Wi-Fi

Le terme technique pour la technologie de communication par lumière visible utilisée pour la communication sans fil à haut débit est Li-Fi. Elle tire son nom de sa ressemblance avec le Wi-Fi, qui utilise uniquement la lumière au lieu de la radio. La technologie Wi-Fi convient pour une couverture sans fil étendue dans les bâtiments, mais la technologie Li-Fi est parfaite pour une couverture de données sans fil à haute densité dans des endroits restreints et pour réduire les problèmes d'interférences radio. Par conséquent, on peut dire que les deux technologies sont complémentaires. Les avantages du Li-Fi comprennent des avantages en termes de capacité des systèmes sans fil, d'efficacité énergétique, de sécurité et de sûreté. Ils offrent un certain nombre d'avantages significatifs par rapport au Wi-Fi, mais sont fondamentalement une technologie complémentaire. La table ci-dessous résume la différence entre Light-Fidelity et Wireless-Fidelity. Table 2.2.

Table 2.2: Comparaison entre Li-Fi et Wi-Fi.

	Li-Fi (Light Fidelity)	Wi-Fi (Wireless Fidelity)
Normes	IEEE 802.15.xx	IEEE 802.11.xx
Spectre disponible	380 THz	300GHz
Opérations	Li-Fi transmet des données par la lumière à l'aide des ampoules LED.	Wi-Fi transmet des données par le biais des ondes radio à l'aide d'un routeur Wi-Fi.
Bande passante	Non limitée.	Limitée.
Topologie	Point-à point.	Point-à-multipoints.
Interférences Electromagnétiques	Non.	Oui.
Densité de données	Fonctionne dans un environnement très dense.	Fonctionne dans un environnement moins dense en raison des problèmes liés aux interférences.
Couverture	Environ 10 mètres.	Environ 32 mètres (WLAN 802.11b/11g), varie en fonction de la transmission.
Composants du système	Le pilote de lampe, l'ampoule LED et le photodétecteur.	Nécessite l'installation de routeurs, les appareils des utilisateurs (ordinateurs portables, PDA, etc.)
Applications	Théâtres, hôpitaux, les avions, les bureaux...	Navigation sur internet à l'aide de points d'accès Wi-Fi.

Sécurité	Il est plus sûr car les ondes lumineuses ne peuvent pas traverser les murs et ne peuvent être captées par personne en dehors de l'éclairage LED.	En raison de l'énorme force de dispersion des ondes radio, n'importe qui sur la route peut les intercepter.
Coût	Bas	Plus élevé
Modulation	DCO-OFDM	Direct Sequence Spread Spectrum (DSSS)
Architecture	AttoCell	FemtoCell

2.7 Introduction à la sécurité dans les systèmes de communications par lumière visible

Le VLC est une technologie de communication révolutionnaire qui permet le transport de données à haut débit tout en améliorant l'économie d'énergie et la sécurité des communications. Compte tenu de la raréfaction croissante du spectre RF, le VLC pourrait devenir une technologie autonome entièrement développée, ou du moins un complément aux réseaux radio existants. Pour que cette technologie soit un succès total, les questions de sécurité doivent être traitées efficacement afin d'éviter les erreurs de négligence qui ont créé tant de difficultés avec les technologies sans fil précédentes [85].

Le sujet de la sécurité et des mécanismes de préventions contre les attaques informatique sera développé dans le chapitre 4 et 5.

2.8 Conclusion

On a présenté dans ce chapitre une introduction aux systèmes Li-Fi, il s'agit d'un système sans fil à part entière qui prend en charge les communications mobiles, bidirectionnelles et multi-utilisateurs. Le Li-Fi est une nouvelle technologie qui pourrait constituer une alternative intrigante et fiable aux difficultés associées au Wi-Fi.

Nous avons présentés également les avantages du Li-Fi et ses différentes applications dans divers domaines. Cependant, en raison du manque d'équipements grand public appropriés, la technologie Li-Fi semble pour l'instant mieux adaptée à un usage professionnel. Ainsi, on a cité l'architecture d'un système Li-Fi et ses éléments dont on reviendra à cette architecture plus en détail dans le chapitre (03). Une initiation à la norme IEEE 802.15.7, la norme du Li-Fi a été mentionnée, qui permet une communication à haut débit allant jusqu'à 96 Mb/s par la modulation rapide de sources lumineuses optiques qui peuvent être atténuées pendant leur fonctionnement. On a rajouté également une partie introduction à la sécurité dans les systèmes de communications par lumière visible qu'on abordera en détail dans le chapitre (04).

Système Li-Fi: architecture et capacité

Sommaire

3.1 Introduction.....	39
3.2 Emetteur Li-Fi.....	40
3.2.1 Description.....	40
3.2.2 Les diodes électroluminescentes.....	40
3.2.3 Caractéristiques des LEDs.....	43
3.2.4 Efficacité des LEDs.....	51
3.3 Récepteur Li-Fi.....	55
3.3.1 Description.....	55
3.3.2 La photodiode.....	56
3.4 Liens de propagation.....	58
3.4.1 Propagation directe: line of sight (LOS).....	60
3.4.2 Propagation indirecte: non line of sight (NLOS).....	61
3.5 Le bruit dans les systèmes Li-Fi (light fidelity).....	62
3.5.1 Le bruit quantique.....	63
3.5.2 Le bruit de fond des radiations.....	63
3.5.3 Le bruit thermique.....	64
3.5.4 Le bruit 1/f.....	64
3.5.5 Le bruit dans le courant d'obscurité.....	65
3.5.6 Le bruit d'intensité.....	65
3.5.7 Le ratio signal/bruit (SNR).....	65
3.6 La modulation dans les systèmes Li-Fi (light fidelity).....	67
3.7 Capacité du canal de transmission.....	72
3.8 Modélisation du canal de transmission.....	73
3.9 Conclusion.....	73

3.1 Introduction

Dans ce chapitre, le canal et la capacité de la communication par lumière visible (VLC) sont présentés. Plus précisément, les caractéristiques de la diode électroluminescente (LED) comme émetteur et de la photodiode comme récepteur qui sont décrites.

En outre, différents liens de transmission entre l'émetteur et le récepteur sont analysés dans la section 3.4. Une modélisation du canal de transmission Li-Fi et sa capacité sont décrites dans les sections 3.7 et 3.8 respectivement.

3.2 Emetteur

3.2.1 Description

Un émetteur VLC est un dispositif de transduction électro-optique qui utilise des ondes lumineuses visibles pour envoyer des données sur un canal de transmission sans fil [48]. Un convertisseur numérique-analogique (DAC) module les bits d'information et les transforme en un signal analogique, un amplificateur à transconductance (TCA), des filtres passe-bas (LPF) et des LED haute vitesse composent l'émetteur [49]. La LED transforme le signal électrique en un signal optique, qui offre un éclairage ainsi qu'une communication. Avant d'être transférées au signal optique, les données sont contenues et modulées en ligne par le DAC en modifiant l'amplitude ou toute autre qualité de la lumière de la LED. [50]

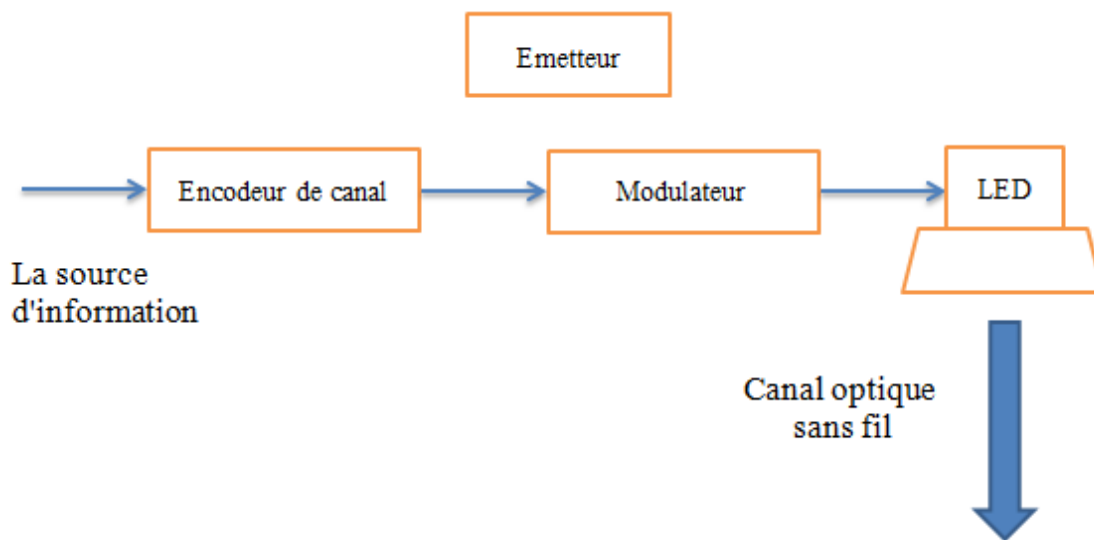


Figure 3.1 : Partie émetteur d'un système Li-Fi.

3.2.2 Les diodes électroluminescentes

1) Fonction:

Lorsqu'elle est allumée, la diode électroluminescente convertit un courant en une lumière d'une longueur d'onde donnée (couleur) (rouge, vert, jaune, bleu,...). Lorsqu'elle est bloquée, la diode est éteinte.

2) Caractéristiques électriques:

Le tableau 3.1 résume les caractéristiques électriques de la LED.

3) LED et Li-Fi:

Un réseau Li-Fi utilise la lumière des LED pour transmettre des informations. Dans les années 1990, cette invention a été rendue fonctionnelle et commercialisable grâce aux travaux de Shuji Nakamura et Takashi Mukai de Nichia.

De nos jours, les ventes sont en hausse et les applications sont multiples : luminosité ou écrans en tout genre (smartphones, téléviseurs...). Les lampes LED remplacent progressivement les lampes conventionnelles à incandescence, halogènes ou fluorescentes. Au cours de la dernière décennie, leurs performances n'ont cessé d'être corrigées, ainsi que la multitude de défauts mineurs qu'elles présentaient ont été rectifiées. C'est le cas, par exemple, de l'indice de rendu de couleur, qui n'était que de 80% et qui approche aujourd'hui les 100%.

Table 3.1: Caractéristiques de LED.

Couleur	Longueur d'ondes (nm)	Tension de seuil (V)	Semi-conducteur utilisé
Infrarouge	$\lambda > 760$	$\Delta V < 1.63$	AlGaAs
Rouge	$610 < \lambda < 760$	$1.63 < \Delta V < 2.03$	AlGaAs) GaAsP
Orange	$590 < \lambda < 610$	$2.03 < \Delta V < 2.10$	GaAsP
Jaune	$570 < \lambda < 590$	$2.10 < \Delta V < 2.18$	GaAsP
Vert	$500 < \lambda < 570$	$2.18 < \Delta V < 2.48$	GaN GaP
Bleu	$450 < \lambda < 500$	$2.48 < \Delta V < 2.76$	ZnSe InGaN SiC
Ultra-Violet	$\lambda < 400$	$\Delta V > 3.1$	C AlN AlGaN

4) Avantages des LED par rapport aux autres luminaires:

Le tableau 3.2 récapitule les avantages des LED et les raisons pour lesquelles elles sont mieux adaptées au Li-Fi.

Table 3.2: Tableau comparatif des différentes ampoules existantes.



Technologie	Lampe incandescent	Lampe halogène	Lampe fluorescente	Lampe à LED	OLED
Rendement (Lumen/watt)	10 - 20	15 - 20	40 - 70	70 - 100	30 - 60
durée de vie moyenne (heures)	1000 - 2000	2000 - 3000	6000 - 15000	15000 - 50000	10000 - 50000
temps d'allumage	Lent	Lent	Très Lent	Immédiat	Immédiat
cycles de commutation	6000	8000	30000	50000	60000
Indice de rendu des couleurs (IRC de 0 à100)	100	80	100	80 - 100	85 - 90
Température de fonctionnement (°C)	600	725	60	35	< 35
Recyclage	Pas recyclable peu polluant	Pas recyclable peu polluant	recyclable polluant	Recyclable Très peu polluant	Recyclable Très peu polluant

5) types des LEDs :

Les LEDs peuvent être classifiés selon plusieurs aspects. Figure 3.2 [125].

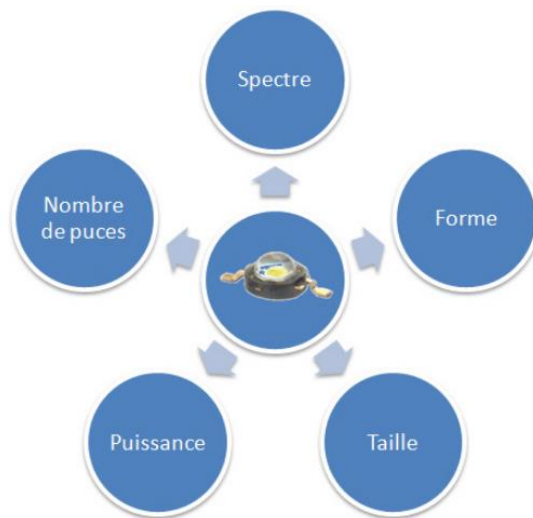


Figure 3.2: Exemples de classification.

Selon ces aspects, il existe :

- LEDs SMD (Surface Mounting Device) : faible courant (20-30 mA) ;
- LEDs blanches ;
- LEDs de couleurs ;
- LEDs UVs ;
- LEDs de puissance (LED High Power);
- LEDs organiques (OLED) ;
- LEDs multicolores ;

Le tableau 3.3 montre quelques types de LEDs selon leurs puissances.

Table 3.3: Tableau comparatif des différentes LEDs selon leurs puissances.

Puissance (W)	Puissance driver (W)	Puissance totale (W)	Flux lumineux (lm)	Efficacité lumineuse (lm/w)	IRC	Température de couleur (°K)	Durée de vie (h)
3	0,6	3.6	136	45	80-90	2 700-3 000	15 000-30 000
5	0.9	5.9	250	50			
8	1.6	9.6	470	59			
10	2	12	650	65			
12	2.4	14.4	810	68			
14.5	5.9	20.4	1055	73			

3.2.3 Caractéristiques des LEDs

L'une des premières LED rouges a été développée en 1962 à partir de GaAsP [6]. Par rapport aux sources d'éclairage classiques telles que les lampes fluorescentes et à incandescence, les LED présentent de nombreux avantages, notamment en termes d'efficacité énergétique, de densité lumineuse, de durée de vie et de fiabilité.

Bénéficiant du raffinement de l'alliage III-V et du développement des méthodes d'épitaxie, les LED ont connu une amélioration significative de leurs performances au cours des cinquante dernières années. L'efficacité des LED commerciales est passée de 0,1 lm/W à un niveau supérieur à 100 lm/W. Actuellement, les LED peuvent émettre de la lumière couvrant tout le spectre visible, de la longueur d'onde courte (c'est-à-dire le violet) à la longueur d'onde longue (c'est-à-dire le rouge). Par conséquent, les LED ont été largement utilisées dans notre vie quotidienne, notamment pour l'éclairage général, les feux de circulation et les écrans plats. La part de marché des LED dans l'éclairage commercial mondial ne cesse de croître et le revenu des ventes de LED commerciales devrait dépasser 20 milliards de dollars US dans les années

à venir. Bien que le prix des LED soit actuellement relativement plus élevé que celui des sources de lumière conventionnelles, il est prévisible que la commercialisation des LED associée à l'avancement de la technique de fabrication réduira encore leurs coûts.

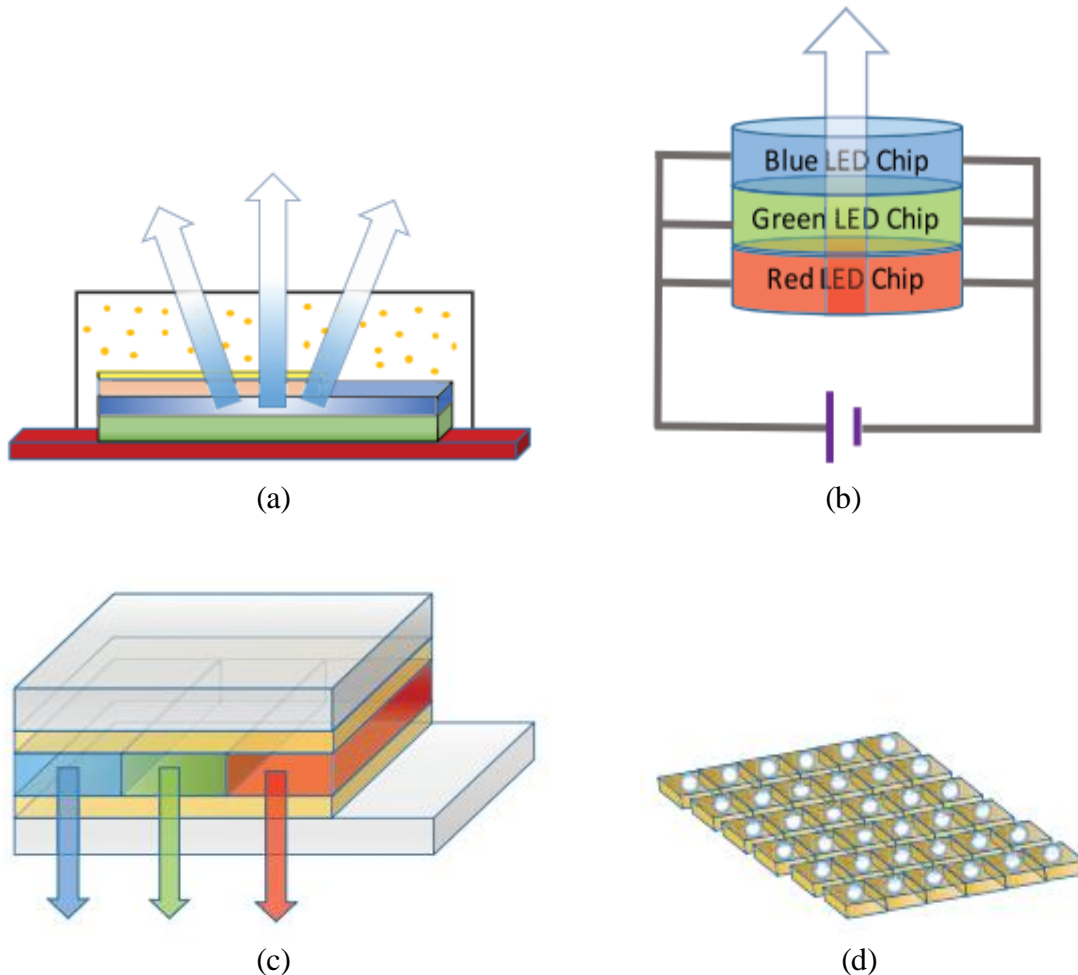


Figure 3.3: Différents types de LED. (a) pc-LED ; (b) LED multi-puces ; (c) OLED ; (d) μ LED.

Jusqu'à présent, il existe différents types de LED, tels que la LED convertie au phosphore (pc-LED), la LED multi-puces, la LED organique (OLED) et la micro LED (μ LED), comme le montre la figure 3.3 [6]. La pc-LED et la LED multi-puces sont deux types courants de LED blanches pour l'éclairage, qui utilisent deux ou plusieurs lumières de longueurs d'onde différentes pour générer la lumière blanche. Dans les boîtiers pc-LED, un ou plusieurs phosphores émettant de la lumière visible sont déposés sur une puce LED émettant de la lumière à une brève longueur d'onde. Les pc-LED utilisent une composante de la lumière à courte longueur d'onde pour pomper les phosphores et produire une lumière à longue longueur d'onde, tandis que le reste de la lumière à courte longueur d'onde s'échappe. En mélangeant ces lumières de différentes longueurs d'onde, la lumière blanche peut être

générée. Les pc-LEDs commerciales typiques utilisent un phosphore de grenat d'yttrium et d'aluminium dopé au cérium (Ce:YAG) pour produire la lumière jaune et la mélanger avec la lumière bleue émise par la puce LED à base de nitrure de gallium [51]. Grâce au développement de la technologie de fabrication moderne, l'efficacité lumineuse des pc-LED a été améliorée pour atteindre plus de 150 lm/W [6]. Cependant, la largeur de bande de modulation intrinsèque de la pc-LED est limitée à plusieurs MHz en raison de la lenteur de la relaxation du phosphore [6]. D'autre part, les LED multi-puces exploitent trois puces LED ou plus pour émettre différentes lumières monochromatiques différentes et les mélangent selon un rapport prédéfini pour produire la lumière blanche, c'est-à-dire des DEL rouge-vert-bleu (RVB). Les LED multi-puces peuvent fournir des points de couleur variables et contrôler la lumière blanche de manière dynamique. Le rendu des couleurs des LED multi-puces est excellent (indice de rendu des couleurs > 95). À l'aide de détecteurs externes, notamment des capteurs thermiques, électriques ou optiques, la grande variabilité indésirable du point de couleur peut être considérablement réduite. Bien que les LED multi-puces soient plus complexes et plus coûteuses, leur largeur de bande de modulation intrinsèque est plusieurs fois supérieure à celle des pc-LEDs [52].

La structure de base des OLED est constituée de semi-conducteurs organiques en couche mince pris en sandwich entre l'anode et la cathode. Le mécanisme de luminescence des OLEDs est différent de celui des LEDs inorganiques. Pendant le couplage de la paire électron-trou, un état moléculaire de haute énergie, appelé singlet ou triplet, est formé. L'exciton émet la lumière et sa longueur d'onde est liée au matériau de la couche émettrice plutôt qu'à la bande interdite. Les LED organiques basées sur des petites molécules ou des polymères (SMOLEDs ou PLEDs) sont généralement utilisées dans les écrans plats. Par rapport aux cristaux liquides, les OLEDs possèdent plusieurs avantages en termes de consommation d'énergie, de taux de contraste, de fréquence de rafraîchissement et de capacité à rendre des couleurs vives.

La μ LED est un type émergent de LED qui peut être utilisé dans les micro-affichages auto-émissifs, la photo-stimulation multi-site et les dispositifs hybrides inorganiques/organiques. Contrairement aux écrans à cristaux liquides, les écrans μ LED sont auto-luminescents et économes en énergie. En outre, ils peuvent supporter un affichage grand angle sans décalage ni dégradation des couleurs. Différents des matériaux organiques des OLED qui sont chimiquement instables, les μ LEDs héritent des avantages des LED inorganiques et ont une durée de vie plus longue. Habituellement, l'écran μ LED intègre des éléments LED massifs mais de petite taille. La taille de chaque élément n'est que de $\mu\text{m} \times \mu\text{m}$ ou moins. La méthode

courante de fabrication des réseaux μ LED consiste à disposer plusieurs éléments de micro-puces sur un substrat, et les éléments de μ LED sont adressés individuellement, ce qui augmente la complexité de la mise en page. Une solution alternative consiste à adresser les éléments soit ligne par ligne, soit colonne par colonne.

En raison de l'énorme différence d'indice de réfraction entre le semi-conducteur à gap étroit et le milieu environnant, qui est généralement l'air, l'efficacité d'extraction des LED traditionnelles est faible. L'amélioration de la cavité résonante a été montrée à l'origine par Schubert et al. en 1992 [67] pour augmenter l'extraction de la lumière près de la gamme de longueur d'onde IR.

Les systèmes VLC pour écrans couleur pourraient bénéficier du développement de LED à cavité résonante à haute luminosité (rc-LEDs). Les rc-LEDs produisent généralement de la lumière à 650 nm avec une petite largeur de ligne et peuvent être manipulées à des fréquences supérieures à 100 MHz [67]. Récemment, l'augmentation des spectres de photoluminescence à température ambiante d'une rc-LED en $AlInSb$ avec une gamme spectrale libre d'environ 6 THz a été démontrée [68].

Bien que les HB-LED soient plus chères que les lampes fluorescentes et à incandescence existantes, le marché devrait augmenter et les coûts diminuer dans un avenir proche. Le marché des LED sera équivalent aux industries NAND et DRAM [65]. Il est prévu que le marché des LED emballées se développe rapidement entre 2012 et 2018 [69], et que d'ici 2018, la majorité des nouveaux systèmes d'éclairage à haut rendement énergétique seront basés sur les LED, ce qui implique que les coûts des LED continueront à baisser dans les années suivantes.

Aux États-Unis, le parc installé pour la production de LED, et de toutes applications confondues, a atteint environ 105 millions d'unités, soit plus du double qu'en 2012 [66]. Les prix des fabricants d'équipement d'origine (OEM) pour les lampes et les boîtiers à LED devraient représenter un dixième des prix de 2010 en 2020, et la part de marché des LED basée sur la valeur devrait atteindre 60 % d'ici 2020 [70]. La figure 3.4 [123] est un exemple actuel de Navigant Research pour le secteur de l'éclairage commercial, qui couvre l'éclairage des bureaux, des commerces, de l'éducation et des établissements de santé, etc. Comme on peut le voir sur le graphe, une hausse significative des revenus provenant des ventes mondiales de LED commerciales est prévue jusqu'en 2025.

Marché américain de l'éclairage de haute qualité par source lumineuse, 2014-2025 (Milliards USD)

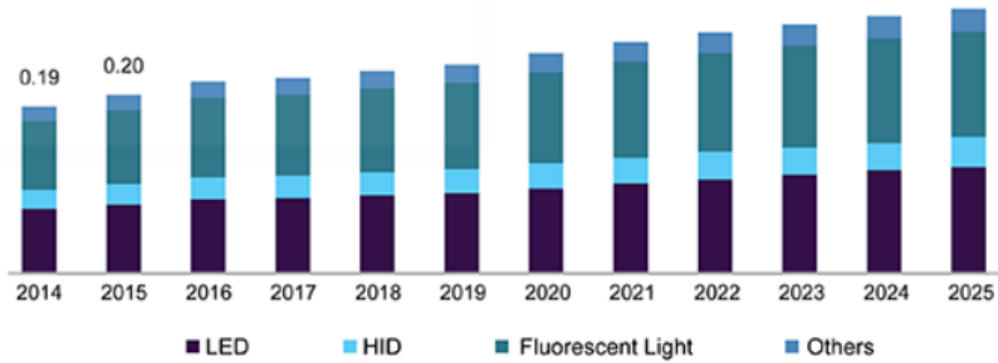


Figure 3.4: Prévisions des revenus mondiaux de l'éclairage commercial jusqu'en 2025.

1) Inconvénients:

- Contrôle de gradation (Dimming control):

Pour décrire la luminosité perçue par l'œil humain, la Commission internationale de l'éclairage (CIE) définit la fonction d'efficacité lumineuse spectrale $V(\lambda)$, qui indique que le système visuel humain est plus sensible à la lumière de longueur d'onde moyenne qu'à celle de longueur d'onde courte ou longue. La puissance lumineuse perçue est mesurée en tant que flux lumineux, qui est donné comme suit [6]

$$\Phi = K_m \int_{\lambda} P(\lambda) V(\lambda) d\lambda, \quad (3.1)$$

où K_m est une constante de 683 lm/W pour convertir le rayonnement en éclairement lumineux, et $P(\lambda)$ est la distribution de puissance spectrale. Par conséquent, l'intensité lumineuse est définie comme suit

$$I_t = \frac{d\Phi}{d\Omega}, \quad (3.2)$$

où Ω désigne l'angle spatial.

Les LED étant des dispositifs semi-conducteurs spéciaux qui émettent une lumière incohérente lorsqu'ils sont alimentés, l'information à transmettre est généralement modulée dans la puissance optique instantanée des LED. Pour les systèmes VLC intérieurs, la luminosité de la lumière des LED doit être atténuée pour faciliter l'éclairage. Le circuit d'attaque se compose normalement d'une série de transistors qui combinent le signal de gradation avec le signal de modulation polarisé pour commuter les LED.

Ces dernières années, le VLC a été utilisé principalement pour prendre en charge les transmissions à haut débit. Cependant, la qualité de l'éclairage et la consommation d'énergie, qui sont également des aspects importants des systèmes VLC, ont été largement ignorées. Les exigences en matière d'éclairage pour les scénarios intérieurs sont généralement spécifiques à l'application. Dans les chambres à coucher/salons, un éclairage aussi faible que 1% de l'éclairage maximal peut être requis pour des raisons esthétiques et de confort. Un éclairage de 300 lux (lumens par mètre carré) est préférable pour lire et écrire, tandis que 30 lux sont suffisants pour le travail sur ordinateur [53]. Dans d'autres endroits, comme les couloirs et les cages d'escalier, une gradation flexible est nécessaire, en mettant l'accent sur la durée de vie des LED et les économies d'énergie. La luminosité d'une LED est ajustée en contrôlant le courant direct, ce qui peut être divisé en gradation analogique, gradation numérique et gradation hybride. Dans la gradation analogique, l'amplitude du courant est ajustée linéairement au flux lumineux émis. La gradation numérique utilise généralement un schéma de modulation de largeur d'impulsion (PWM) dans lequel la période (T) du signal PWM est fixe et le rapport cyclique varie proportionnellement à la valeur de gradation souhaitée. La gradation hybride combine à la fois la gradation analogique et la gradation numérique pour réduire davantage les décalages de couleur perçus [54].

La norme IEEE 802.15.7 utilise à la fois la modulation on-off keying (OOK) et la modulation à position d'impulsion variable (VPPM) pour les liaisons VLC. La gradation OOK peut être mise en œuvre en ajustant l'intensité lumineuse dans les états "on" et "off", ou l'intensité lumineuse peut rester inchangée, le rapport cyclique moyen de la forme d'onde étant ajusté en insérant un temps de "compensation" dans la forme d'onde de modulation. Pendant le temps de "compensation", la source lumineuse est complètement allumée ou éteinte, ce qui permet d'ajouter une composante continue à la forme d'onde. Le VPPM modifie le rapport cyclique de chaque symbole optique en fonction du niveau de gradation souhaité. Il est similaire au 2-PPM, lorsque le rapport cyclique est de 50%. Les symboles logiques zéro et un sont modulés en largeur d'impulsion en fonction des exigences du rapport cyclique de gradation. Le rapport de largeur d'impulsion de la modulation de position d'impulsion (PPM) peut être ajusté pour produire le rapport cyclique requis pour supporter la gradation.

- Contrôle de chromaticité:

Lors de l'utilisation de LED multi-puces, la chromaticité est une question critique qui représente la qualité d'une couleur indépendamment de sa luminance. Étant donné que la perception humaine des couleurs est déterminée par trois types de cônes dans la rétine de l'œil

humain, qui sont sensibles à la lumière de longue, moyenne et courte longueur d'onde, respectivement, trois valeurs tri-stimulus (R, G, B) sont utilisées conjointement avec leurs fonctions de correspondance des couleurs ($\bar{r}(\lambda)$, $\bar{g}(\lambda)$ et $\bar{b}(\lambda)$) pour décrire toute perception des couleurs basée sur les couleurs primaires rouge/vert/bleu. Cependant, certaines parties de ces fonctions de correspondance des couleurs peuvent être négatives. Par conséquent, une transformation linéaire est effectuée pour obtenir des valeurs tri-stimulus positives alternatives (X, Y, Z) et des fonctions de correspondance des couleurs ($\bar{x}(\lambda)$, $\bar{y}(\lambda)$ et $\bar{z}(\lambda)$) exprimées comme suit

$$X = K_m \int_{\lambda} P(\lambda) \bar{x}(\lambda) d\lambda \quad (3.3)$$

$$Y = K_m \int_{\lambda} P(\lambda) \bar{y}(\lambda) d\lambda \quad (3.4)$$

$$Z = K_m \int_{\lambda} P(\lambda) \bar{z}(\lambda) d\lambda \quad (3.5)$$

Ensuite, la chromaticité de la couleur peut être représentée par deux points de coordonnées x et y dans le diagramme de l'espace couleur CIE 1931 qui sont définis comme suit

$$x = \frac{X}{X+Y+Z}, \quad (3.6)$$

$$y = \frac{Y}{X+Y+Z}, \quad (3.7)$$

- Communication sans scintillement:

Le scintillement est défini comme la variation périodique ou non périodique de la puissance de sortie (luminosité) que l'œil humain peut percevoir. L'exposition à un scintillement perceptible pendant une période prolongée peut rapidement fatiguer les yeux et dégrader la vision. Selon une analyse statistique, environ 1 personne sur 4 000 est très sensible aux lumières clignotantes qui fluctuent dans une fourchette de 3 à 70 Hz.

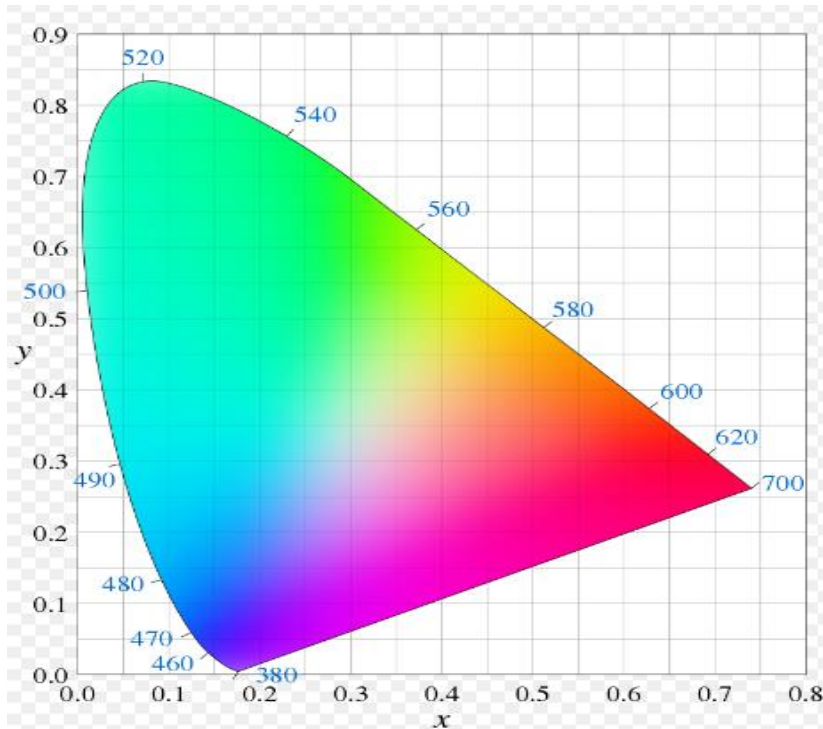


Figure 3.5: Coordonnées de couleur CIE 1931 x-y, où x et y sont les valeurs de chromaticité. La courbe extérieure est le locus spectral avec des longueurs d'onde indiquées en nm [6].

Ce que l'on sait moins, c'est que l'exposition à long terme à des scintillements plus fréquents et indésirables dans la gamme de 70 à 160 Hz peut également provoquer des malaises, des maux de tête et des troubles visuels. Lorsque les gens ne sont pas à la lumière du jour, ils sont susceptibles d'être exposés à ce type de scintillement lors du scintillement des lampes fluorescentes ou des LED. Par conséquent, des efforts considérables ont été mis en œuvre afin de développer des pilotes de LED de haute qualité et à commutation rapide afin de réduire l'effet négatif du scintillement.

De toute évidence, la technologie de réduction du scintillement est cruciale dans les systèmes VLC. Pour permettre un VLC sans scintillement, il est important de disposer d'un signal sans courant continu afin que l'intensité lumineuse moyenne ne change pas. Pour obtenir des caractéristiques exemptes de courant continu, il est possible d'utiliser des codes de modulation exemptes de courant continu. Un code de modulation simple et couramment utilisé est le code Manchester binaire, où le bit 1 est converti en symboles [+1,-1] et le bit -1 est converti en symboles [-1,+1]. La technologie d'atténuation du scintillement est divisée en deux catégories : l'atténuation du scintillement intra-trame et la suppression du scintillement inter-trame dans la norme IEEE 802.15.7 [55]. L'atténuation du scintillement intra-trame vise à éliminer le scintillement pendant la transmission d'une trame de données. Pour les modulations OOK et VPPM, cela est possible en utilisant le mode OOK atténué et le codage de ligne à longueur de

course limitée (RLL). Les codes de ligne RLL sont utilisés pour éviter les longues séries de 1 et de 0 qui pourraient causer des problèmes de scintillement et de récupération d'horloge. Divers codes de ligne RLL tels que les codes Manchester, 4B6B et 8B10B sont définis dans la norme IEEE 802.15.7 et offrent un compromis entre la surcharge de codage et la facilité de mise en œuvre. Dans la modulation CSK, ce compromis est obtenu en garantissant une puissance moyenne constante sur plusieurs sources lumineuses, ainsi qu'un embrouillage et des fréquences d'horloge optique élevées. La réduction du scintillement inter-trame s'applique à la fois à la transmission des données et au temps d'inactivité. Pendant le temps d'inactivité, il est possible d'utiliser des modèles de visibilité ou d'inactivité pour s'assurer que l'émission de lumière des émetteurs VLC a la même luminosité moyenne pendant le temps de scintillement maximum adjacent.

3.2.4 Efficacité des LED

1) Efficacité du quantificateur interne:

Ce terme fait référence à la conversion des porteurs de charge en photons à l'intérieur du dispositif. Il peut donc être exprimé comme le rapport entre le nombre de photons émis en interne et le nombre de porteurs de charge traversant la jonction p-n.

$$\eta_{\text{in}} = \frac{\text{Nombre de photons émis à l'intérieur}}{\text{Nombre de porteurs passant la jonction}} \quad (3.8)$$

L'efficacité quantique interne peut également être liée à la fraction des porteurs de charge injectés qui se recombinent de manière radiative par rapport au taux de recombinaison total, et ceci est directement lié aux durées de vie des porteurs de charge par l'équation :

$$\eta_{\text{in}} = \frac{R_r}{R_r + R_{nr}} = \frac{\tau_r}{\tau_r + \tau_{nr}} \quad (3.9)$$

où R_r est le taux de recombinaison radiative et R_{nr} représente le taux de recombinaison non radiative, tandis que τ_r et τ_{nr} représentent les durées de vie radiative et non radiative, dans cet ordre.

2) Efficacité du quantificateur externe:

Ce rendement quantique diffère du rendement quantique interne décrit ci-dessus en ce qu'il se réfère à la quantité de photons émis vers l'extérieur par le dispositif.

En tant que tel, il est défini comme le rapport entre la recombinaison radiative et la recombinaison non radiative et par l'absorption de la lumière générée par le matériau semi-conducteur.

$$\eta_{\text{ex}} = \eta_{\text{in}} \eta_{\text{t}} \quad (3.10)$$

L'efficacité optique, désignée par η_{t} est le rapport entre les photons émis vers l'extérieur par la LED et les photons émis à l'intérieur. Ce rapport est une fonction de l'optique dans et autour du dispositif. Pour une LED typique à semi-conducteur planaire, l'efficacité optique peut être aussi faible que 2%. Une expression simple pour l'estimation de l'efficacité optique est donnée par

$$\eta_{\text{t}} = \frac{1}{2} (1 - \cos \theta_c) \quad (3.11)$$

ici θ_c est l'angle critique à l'intérieur du dispositif.

La quantité de photons émis à l'extérieur par la source optique et l'efficacité quantique externe dépendent des mécanismes de perte à l'intérieur du dispositif. Ces pertes peuvent résulter d'une combinaison des facteurs suivants :

1- La réflexion interne totale des photons frappant la surface à un angle supérieur à l'angle critique (la perte de l'angle critique);

2- La perte par absorption: il s'agit de la perte qui résulte de l'absorption des photons par le matériau de la LED. Pour les LED fabriquées avec le substrat opaque GaAs, jusqu'à 85% du total des photons générés peuvent être absorbés. Pour les substrats transparents tels que le GaP avec des centres iso-électroniques, la valeur est beaucoup plus faible, environ 25% [56];

3- Perte de Fresnel: la réflexion de Fresnel, qui se produit toujours à l'interface de matériaux ayant des indices de réfraction différents, fait qu'une partie des photons générés est renvoyée dans le matériau semi-conducteur au lieu d'être rayonnée vers l'extérieur.

3) Efficacité énergétique:

Il s'agit simplement du rapport entre la puissance de sortie optique et la puissance d'entrée électrique au niveau de la LED. C'est-à-dire

$$\eta_p = \frac{\text{Nombre de photons \u00e9mis \u00e0 l'ext\u00e9rieur} * h\nu}{\text{Nombre de porteurs passant par la jonction} * q * V} \quad (3.12)$$

En supposant que la polarisation \u00e9lectrique qV est approximativement \u00e9gale \u00e0 la bande interdite d'\u00e9nergie, $h\nu$, $\eta_p \sim \eta_{ex}$.

4) Efficacit\u00e9 lumineuse:

Cette mesure est souvent utilis\u00e9e pour caract\u00e9riser les LED qui rayonnent dans le spectre visible. L'efficacit\u00e9 lumineuse normalise essentiellement l'efficacit\u00e9 en puissance d\u00e9finie ci-dessus par un facteur li\u00e9 \u00e0 la sensibilit\u00e9 de l'\u0153il. Le flux lumineux (en lumens), donn\u00e9 par l'\u00e9quation (3.13), d\u00e9crit la lumi\u00e8re totale " pond\u00e9r\u00e9e " ou mis \u00e0 l'\u00e9chelle de mani\u00e8re appropri\u00e9e pour tenir compte de la sensibilit\u00e9 variable de l'\u0153il humain aux diff\u00e9rentes longueurs d'onde de la lumi\u00e8re.

$$\text{Flux lumineux} = 683 \int V(\lambda) P_{op}(\lambda) d\lambda, \quad (3.13)$$

$V(\lambda)$ est la sensibilit\u00e9 oculaire relative illustr\u00e9e \u00e0 la figure 3.6. Sa valeur est normalis\u00e9e \u00e0 l'unit\u00e9 \u00e0 la longueur d'onde maximale de 555 nm, et $P_{op}(\lambda)$ est le spectre de puissance rayonnante de la LED.

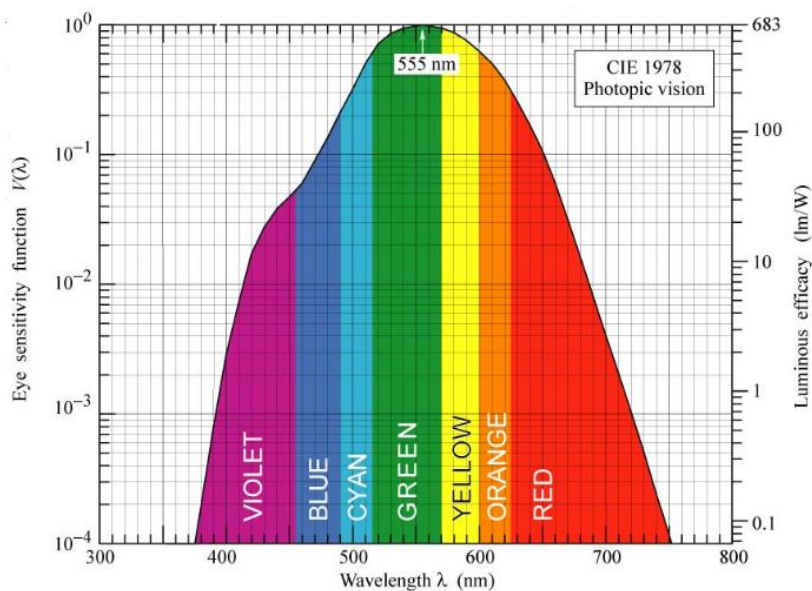


Figure 3.6: Fonction de sensibilit\u00e9 oculaire bas\u00e9e sur les donn\u00e9es CIE de 1978 [56].

L'efficacité lumineuse est donc donnée par

$$\eta_{lu} = \frac{683 \int V(\lambda) P_{op}(\lambda) d\lambda}{VI} \text{ lm/W} \quad (3.14)$$

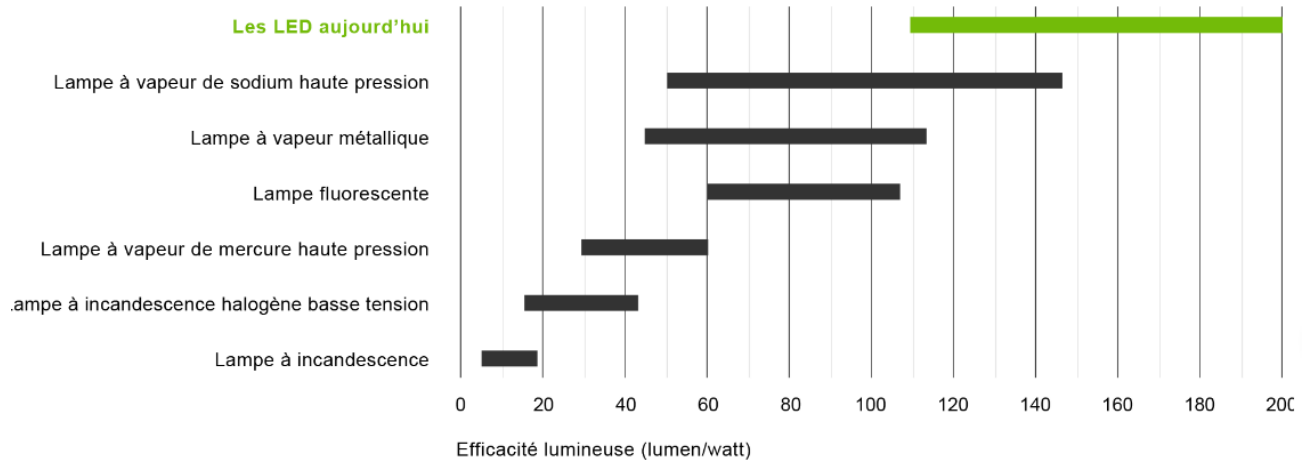


Figure 3.7: Efficacité lumineuse des LED [124].

5) Large bande de modulation:

L'amplitude de la bande passante de modulation et la réponse en fréquence d'une LED dépendent (1) du courant injecté, (2) de la capacité de jonction et (3) de la capacité parasite.

Les valeurs de capacité sont presque invariables, tandis que la réponse en fréquence augmente avec le courant [56]. Par conséquent, les effets du facteur ci-dessus peuvent être réduits en superposant une polarisation continue constante sur le signal alternatif. Si la puissance du courant continu est notée P_o et celle à la fréquence ω est notée $P(\omega)$, la puissance de sortie optique relative à une fréquence donnée est obtenue comme suit [56]

$$\frac{P(\omega)}{P_o} = \frac{1}{\sqrt{1+(\omega\tau)^2}} \quad (3.15)$$

La largeur de bande optique de 3-dB est obtenue en mettant l'équation (3.15) à 0,5, tandis que la largeur de bande électrique équivalente est obtenue en mettant la même expression à 0,707, comme le montre la figure 3.8 [56]. Il ressort de l'équation (3.15) que la largeur de bande de modulation inhérente d'une LED est essentiellement limitée par la durée de vie des porteurs minoritaires τ . Il existe deux façons de diminuer la durée de vie effective des porteurs et

d'augmenter la largeur de bande de modulation La première consiste à augmenter le niveau de dopage dans la région de recombinaison.

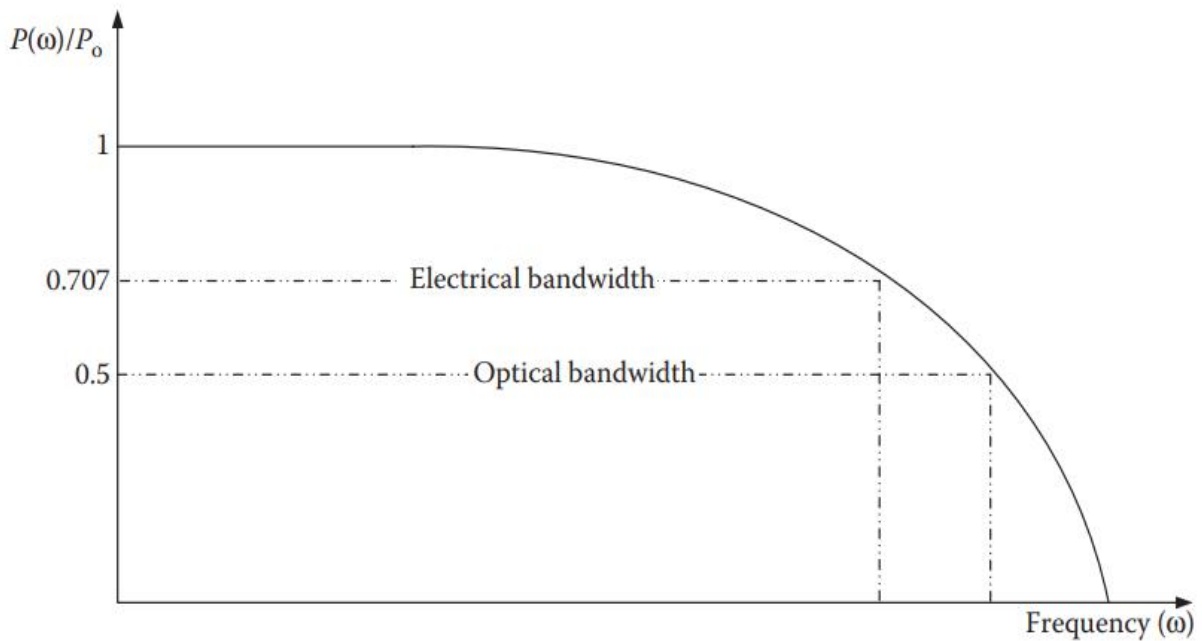


Figure 3.8 : Une illustration de la bande passante optique et électrique [56].

$$\frac{1}{\tau} = \frac{1}{\tau_r} = \frac{1}{\tau_{nr}} \quad (3.16)$$

Ainsi, l'augmentation du niveau de dopage n'augmente le rendement quantique interne que si τ_r est réduit. Cependant, à des niveaux de dopage très élevés, un nombre excessif de centres non radiatifs sont formés; par conséquent, l'augmentation de la largeur de bande de modulation due à l'augmentation des niveaux de dopage s'accompagne d'une diminution du rendement quantique La deuxième approche consiste à augmenter la densité de porteurs.

3.3 Récepteur

3.3.1 Description

La photodiode (PD) et la lentille collectrice de lumière sont les deux composants du récepteur. La conception de la lentille est déterminée par la PD choisie.

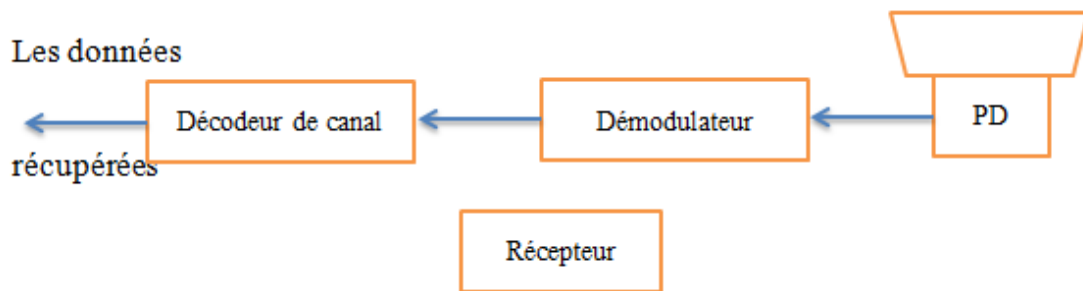


Figure 3.9 : Partie récepteur d'un système Li-Fi.

3.3.2 La photodiode

La photodiode transforme la puissance optique d'entrée en un signal électrique, qui est amplifié, démodulé et décodé par un amplificateur à transimpédance (TIA), qui est ensuite suivi d'un filtre passe-bas LPF. Pour récupérer les bits du message de l'utilisateur, un convertisseur analogique-numérique (CAN) est utilisé pour convertir le signal de courant analogique en un signal numérique.

Il existe plusieurs types de photo-détecteurs, chacun ayant ses propres caractéristiques, comme les photomultiplicateurs, les photoconducteurs, les phototransistors et les photodiodes. Les photodiodes, quant à elles, sont les photo-détecteurs les plus utilisés en raison de leur taille compacte, de leur haute sensibilité et de leur rapidité de réaction. Les types les plus courants de photodiodes utilisées comme photo-détecteurs sont les P-I-N (Positive Intrinsic Negative Diode) et les APD (Avalanche Photodiode). [57]

En raison du processus d'avalanche, une photodiode à avalanche a un gain élevé mais est également très sensible au bruit quantique. Les PD PIN sont moins coûteux et plus stables à des températures élevées et à des flux lumineux extrêmes. Une PD PIN est une excellente alternative pour une application à faible débit ; un DP à avalanche est préférable pour une application à haut débit. La capacité d'une PD est liée à son temps de réaction : plus la surface de détection est petite, plus la capacité est petite, et plus la réponse est rapide. Le flux lumineux, quant à lui, est moins essentiel et capte donc moins de signal.

Les lentilles peuvent être utilisées pour améliorer la réception du signal en permettant aux capteurs d'améliorer le flux lumineux, ce qui se traduit par (a) un débit amélioré et (b) une plage de signal étendue. La forme des lentilles doit être prise en compte lors de leur développement, car une lentille hémisphérique ne peut pas être intégrée dans des dispositifs de communication mobiles en raison de sa taille et de son volume. Le volume global de

l'objectif, ainsi que le grossissement de l'image de la source émettrice, doivent être pris en compte.

1) Le délai de réponse d'une photodiode:

Le délai de réponse est le temps requis pour arriver à 90% du courant final dans la photodiode. Ce temps est déterminé par:

- $t_{transit}$: est le temps de parcours des porteurs dans la zone de charge de l'espace;

- $t_{diffusion}$: est le temps de parcours des porteurs dans les régions neutres;

- t_{τ} : est la constante de temps du schéma équivalent (de résistance $R_S + R_C$ et de capacité $C_j + C_y$ tel que $t_{\tau} = (R_S + R_C)(C_j + C_y)$).

Ainsi le temps de réponse sera calculer par

$$\text{Temps de réponse} = \sqrt{(t_{transit})^2 + (t_{diffusion})^2 + (t_{\tau})^2} \quad (3.17)$$

2) Bruit de la photo-détection:

Les sources de bruit et la fréquence et la puissance de distorsion d'une liaison optique sans fil sont des facteurs critiques pour déterminer la performance de la liaison, comme pour presque tous les systèmes de communication, l'identification des sources de bruit à l'extrémité avant du récepteur, où le signal entrant contient le moins de puissance, est critique, Les deux principales sources de bruit à l'entrée du récepteur sont le bruit de décharge du photo-courant reçu et le bruit de l'électronique du récepteur. Le bruit de décharge est une source de bruit importante dans une liaison optique sans fil, Le bruit thermique est déterminé par une fonction de transfert du récepteur (la topologie du préamplificateur). Par conséquent, le bruit du circuit est également modélisé comme étant distribué de manière gaussienne. Les différentes sources de bruit dans les communications optiques sont examinées dans la section "Le bruit dans les systèmes VLC".

3) Techniques de la photo-détection:

La photo-détection est le processus de conversion de faisceaux optiques porteurs d'informations en un signal électrique correspondant dans le but de récupérer les informations transmises. Au niveau de l'émetteur, l'information peut être codée sur la fréquence, la phase ou l'intensité du rayonnement provenant d'une source optique. Ce rayonnement codé est ensuite transmis au récepteur via le canal en espace libre ou la fibre optique. Les dispositifs frontaux du récepteur (téléscope et filtre optique) concentrent le rayonnement filtré sur la surface photo-déetectrice dans le plan focal : IM-DD et schémas cohérents L'IM-DD est le

schéma de détection cohérent le plus simple et le plus utilisé. Il offre la possibilité de récupérer l'information complète sur les porteurs optiques, à savoir l'amplitude (constituant en phase) et la phase (constituant en quadrature) du champ électrique optique complexe et l'état de polarisation du signal. Cependant, ces récepteurs sont sensibles à la phase et à l'état de polarisation du signal optique reçu.

- Détection directe: Dans la détection directe par modulation d'intensité, l'intensité de la lumière émise par une LED, est utilisée pour transmettre l'information. En détection directe, aucun oscillateur local n'est utilisé dans le processus de détection. Pour que ce type de récepteur puisse récupérer l'information codée, il est important que l'information transmise soit associée à la variation d'intensité du champ transmis [56]. Par conséquent, ce type de détection est également appelé détection d'enveloppe.

- Détection cohérente: Dans la communication optique cohérente, le signal optique est modulé par l'information en utilisant l'amplitude, la phase et la fréquence de l'onde lumineuse. Un oscillateur optique local (OLO) est utilisé à l'extrémité réceptrice et la combinaison de l'OLO avec le signal reçu permet d'effectuer une détection optique hétérodyne ou homodyne [56]. La fréquence de l'oscillateur local ne doit pas nécessairement correspondre à la fréquence du rayonnement porteur d'informations entrant.

3.4 Liens de propagation

Selon qu'il existe ou non une ligne de visée (LOS) entre l'émetteur et le récepteur, les distances de propagation peuvent être divisées en deux catégories : liaison LOS et liaison non linéaire (NLOS). Étant donné que la puissance du trajet LOS est dominante et que la puissance des trajets réfléchis est beaucoup plus faible, un système sans fil LOS présente généralement un meilleur rendement énergétique. Cependant, la vulnérabilité du canal optique est un problème épineux. Si le chemin LOS est bloqué par des objets en mouvement, les performances du système se détériorent rapidement, ce qui peut même entraîner une interruption de la communication. Dans un système sans fil NLOS, par contre, la lumière émise par l'émetteur est réfléchi par les surfaces du plafond ou des murs d'une pièce. Par rapport aux scénarios de liaison LOS, la propagation par trajets multiples améliore la robustesse des systèmes VLC basés sur la liaison NLOS.

Même s'il existe des barrières entre l'émetteur et le récepteur, les signaux peuvent toujours être détectés par les chemins réfléchis.

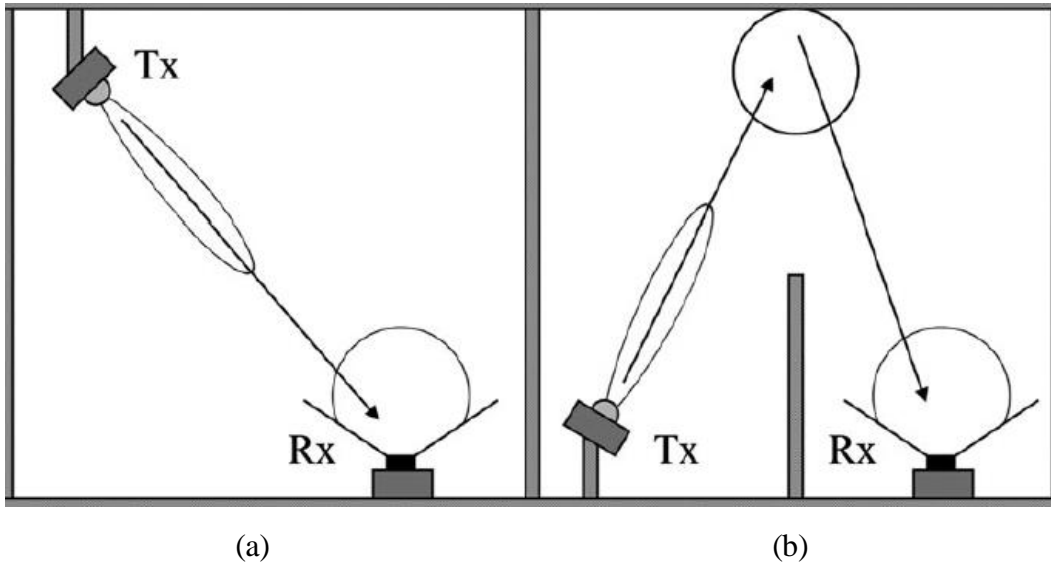


Figure 3.10: Liens de propagation. (a) LOS ; (b) NLOS.

Compte tenu de la directionnalité de l'émetteur et du récepteur, les liaisons de propagation VLC peuvent être classées en trois catégories : liaisons directionnelles, liaisons non directionnelles et liaisons hybrides. Dans la liaison directionnelle, l'émetteur et le récepteur se dirigent directement l'un vers l'autre, et le demi-angle et le champ de vision (FOV) sont étroits. Par conséquent, le système basé sur la liaison directe a un rendement élevé. Dans la liaison non directionnelle, l'émetteur et le récepteur ont un grand demi-angle pour faciliter l'utilisation. Dans la liaison hybride, l'émetteur et le récepteur ont des orientations différentes (émetteur à demi-angle étroit combiné à un récepteur à FOV large ou émetteur à demi-angle large combiné à un récepteur à FOV étroit). Les classifications de ces liaisons de propagation sont présentées à la figure 3.10 et 3.11 [6].

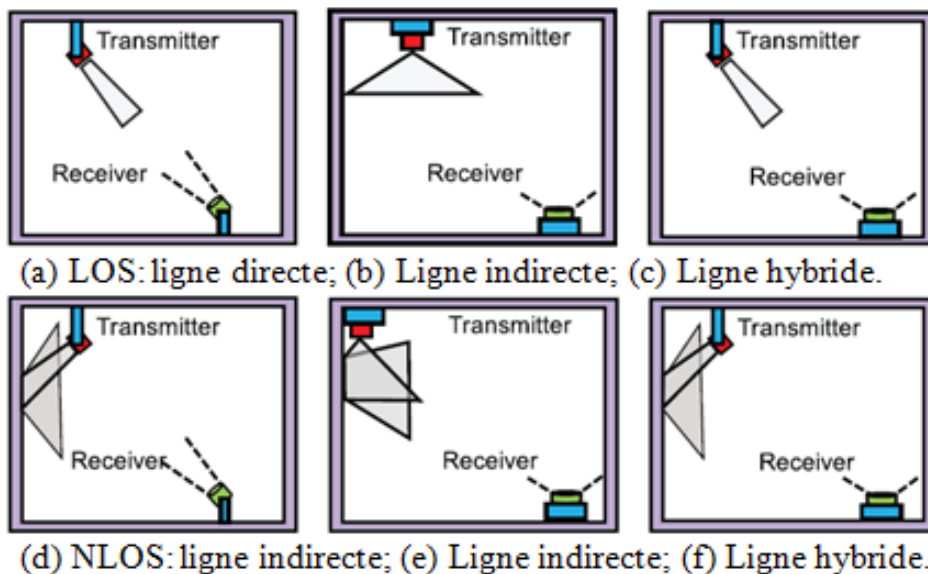


Figure 3.11: Liens de propagation. (a) LOS ; (b) NLOS.

3.4.1 Propagation directe : line of sight (LOS)

La configuration d'une liaison de communication LOS est décrite à la figure 3.10. Il existe un chemin direct sans obstacle et un alignement spatial entre le diagramme de rayonnement de l'émetteur et le diagramme de détection du récepteur.

Pour la plupart des LED, on applique la loi de Lambert généralisée, qui stipule que l'intensité de rayonnement est liée au cosinus de l'angle θ entre la lumière émise et la normale à la surface de la LED. Ainsi, l'intensité de rayonnement peut être exprimée comme suit [6].

$$R(\theta) = \frac{m+1}{2\pi} \cos^m(\theta) P_{LED} \quad (3.18)$$

Où P_{LED} est la puissance rayonnée totale donnée par

$$P_{LED} = \int_{\Lambda} P(\lambda) d\lambda \quad (3.19)$$

Où $P(\lambda)$ est la distribution spectrale de puissance et m est l'ordre d'émission lambertien, qui dépend du demi-angle à demi-éclairage de la LED $\Phi_{1/2}$.

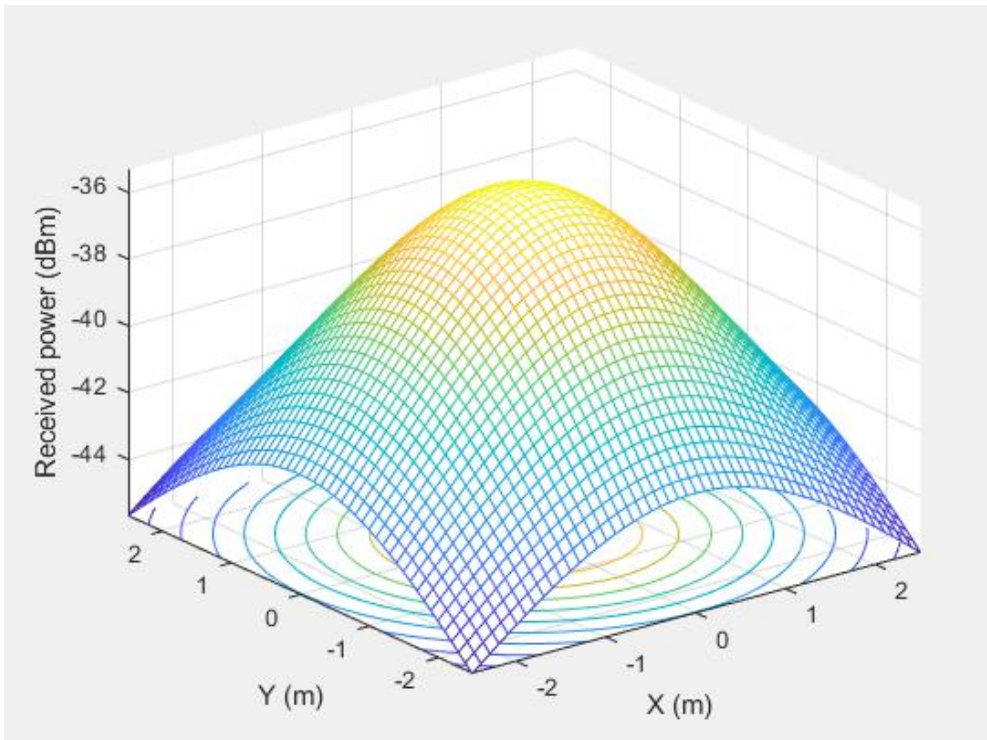


Figure 3.12: Gain de canal LOS.

3.4.2 Propagation indirecte : non line of sight (NLOS)

Deux configurations courantes d'une liaison de communication NLOS sont abordées dans la littérature : NLOS dirigée et NLOS non dirigée (diffuse). Ces deux configurations sont également illustrées à la figure 3.11. En raison d'un obstacle, par exemple un mur dans la pièce, l'émetteur et le récepteur communiquent par une seule réflexion sur le plafond ou un autre mur de la pièce. Dans la communication NLOS, le signal arrive au récepteur après un ou plusieurs rebonds sur les objets de la pièce. Les deux scénarios NLOS se distinguent par la direction de l'émetteur. Dans le premier cas, NLOS directionnel, l'émetteur a un faisceau très étroit et projette la lumière sur un seul point du plafond, qui sert de nouvel émetteur. Il relaie la lumière au récepteur en fonction de ses caractéristiques de réflexion. Le résultat est une composante de réflexion unique avec une forte intensité lumineuse. Le scénario NLOS directionnel est similaire à la diffusion ponctuelle [49]. Dans le second cas, NLOS non dirigé, l'émetteur a un large diagramme de rayonnement et irradie une grande partie de la surface réfléchissante. Dans un espace clos, la lumière rayonnée est susceptible d'arriver au récepteur après une ou plusieurs réflexions sur les surfaces, créant ainsi un éther pour le signal lumineux dans l'espace.

Dans le cas d'une liaison NLOS, le gain en courant continu (DC) est calculé en utilisant les réflexions multiples sur les surfaces d'une pièce. La réponse impulsionnelle des réflexions multiples est exprimée comme suit

$$h(t) = \sum_{k=0}^{\infty} h^k(t, P(\Lambda)) \quad (3.20)$$

Où k est le nombre de rebonds.

Les résultats de simulation des (02) transmissions LOS et NLOS dans un environnement fermé sont illustrés dans les images 3.12 et 3.13. D'après les résultats, il est possible de dire que les liaisons optiques en visibilité directe sont considérées comme non sélectives en fréquence et que l'affaiblissement sur le trajet dépend du carré de la distance entre l'émetteur et le récepteur, tandis que pour les liaisons en ligne non directionnelles liaisons à vue, la perte de chemin lumineux est plus complexe à prévoir car elle dépend de nombreux éléments tels que la taille de la pièce, les reflets du plafond, des murs, de l'environnement et des objets dans la pièce, la position et l'orientation de l'émetteur et récepteur, la taille et l'emplacement de la fenêtre et d'autres facteurs physiques dans la pièce [56].

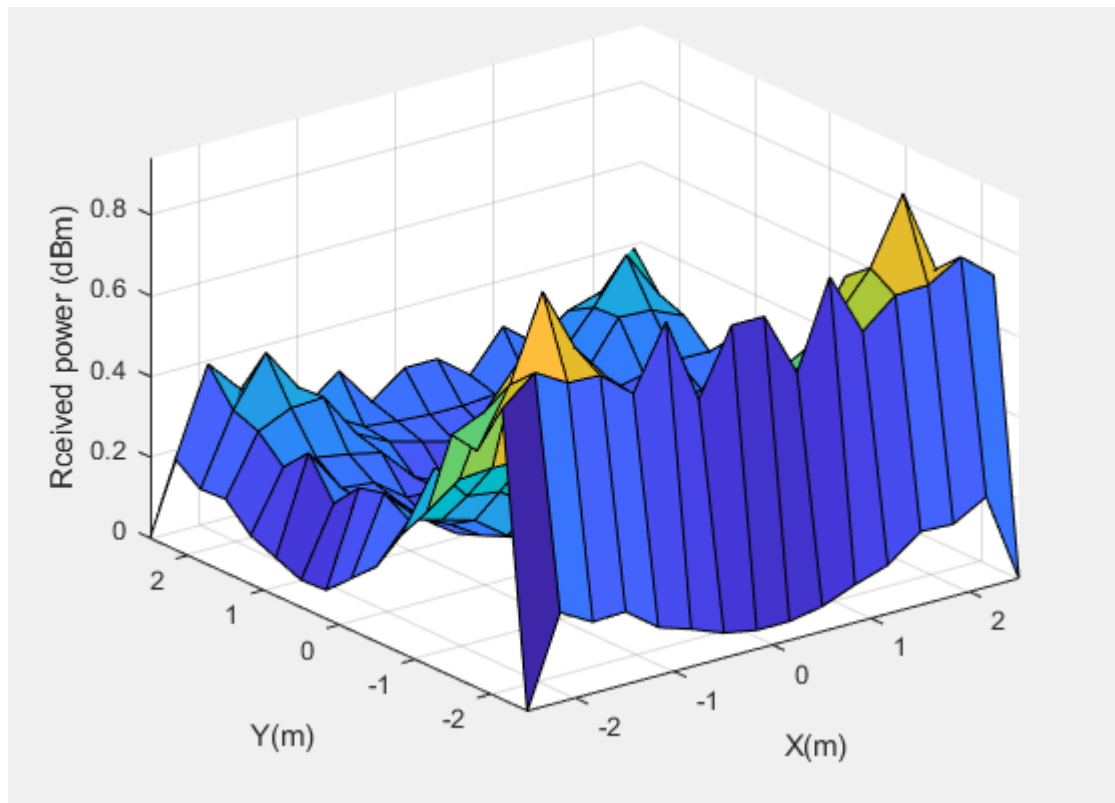


Figure 3.13: Gain de canal NLOS.

La table de simulation qui a pris tous ces facteurs sera mentionnée dans la section “Annexes” dans le 5^{ème} chapitre.

3.5 Le bruit dans les systèmes Li-Fi (light fidelity)

Il existe deux types de bruit dans les systèmes VLC : le bruit de la lumière, qui comprend le bruit quantique (ou bruit de fluctuation des photons) du signal optique lui-même, le bruit de fond du rayonnement de la lumière ambiante et le bruit des dispositifs récepteurs, qui comprend le bruit de courant d'obscurité, bruit thermique et bruit 1/f. De nombreuses formes de bruit, telles que le bruit de courant d'obscurité, le bruit quantique et le bruit de fond de rayonnement, peuvent être considérées comme du bruit de grenaille dans une connexion optique sans fil. Le bruit de courant d'obscurité, en particulier, est causé par la production aléatoire d'électrons et de trous à l'intérieur de la zone d'appauvrissement sans excitation induite par des photons, qui est indépendante du signal. Le bruit quantique est causé par le taux d'arrivée aléatoire des photons de la source optique, qui varie en fonction du signal. Le bruit de fond de rayonnement, d'autre part, est généré par la réception de photons de la lumière ambiante, qui est indépendante du signal et peut être représenté comme additif, blanc et gaussien en raison de sa haute intensité. Le rapport signal/bruit (SNR) reçu dans de

nombreuses situations d'application est limité par le bruit de fond de rayonnement, qui est nettement supérieur au bruit quantique de la source optique ainsi que d'autres sources de bruit.

3.5.1 Le bruit quantique

Le caractère discret des photons de la source optique provoque un bruit quantique ou un bruit de fluctuation des photons. Lorsque la force optique de la source lumineuse reste constante dans le temps, le nombre de photons arrivant est statistiquement constant. Cependant, dans un court intervalle de temps, le nombre de photons suit une distribution de Poisson, c'est-à-dire

$$P(n=k) = \frac{\lambda^k}{k!} e^{-\lambda} \quad k=1,2,\dots, \quad (3.21)$$

où λ est le nombre moyen de photons entrants par intervalle et n est le nombre de photons entrants dans un intervalle de temps donné.

Étant donné que la modulation d'intensité est généralement utilisée dans les systèmes VLC, le bruit quantique apparaît toujours comme un bruit de grenaille, qui a une densité spectrale de puissance unilatérale en unités A^2/Hz , comme suit

$$\sigma^2 = 2qi_{pc} \quad (3.22)$$

q est la charge électronique, i_{pc} désigne le photo-courant, et nous avons $i_{pc} = RP_{LED}$, avec R la sensibilité de la photodiode et P_{LED} est la puissance de la source lumineuse.

3.5.2 Le bruit de fond des radiations

La réception de photons de l'environnement provoque un bruit de fond de rayonnement ou un bruit de lumière ambiante. Le soleil, le ciel, les lampes à incandescence et les lampes fluorescentes sont tous des exemples de sources de lumière ambiante. En raison de sa grande intensité, le bruit de fond de rayonnement peut être représenté comme additif, blanc et gaussien. Même avec l'utilisation de filtres optiques, le SNR reçu dans le scénario de connexion NLOS avec un récepteur FOV large est limité par le bruit de rayonnement de fond qui est considérablement plus élevé que le bruit quantique de la source optique ainsi que d'autres sources de bruit.

En supposant que la radiance spectrale L_e ($W.m^{-2}.sr^{-1}.Hz^{-1}$) est indépendante de la longueur d'onde, la puissance du bruit de fond reçu peut être exprimée comme suit [6].

$$P_{bg} = L_e \Omega_s A T_0 g(\psi) B_{opt} \frac{\cos(\psi)}{\cos(\theta)} \quad (3.23)$$

Où Ω_s est la partie du FOV couverte par la source de fond au niveau du récepteur, T_0 est la transmittance de l'atmosphère, et B_{opt} est la largeur de bande du filtre optique. D'après (3.25), on constate que la performance du bruit de fond dépend fortement du champ visuel et de la largeur de bande optique du récepteur, et que sa variance est donnée par la formule suivante

$$\sigma^2 = 2q B_{pd} R P_{bg} \quad (3.24)$$

B_{pd} est la largeur de bande électrique de la photodiode.

3.5.3 Le bruit thermique

La fluctuation aléatoire des porteurs de charge (généralement des électrons) dans tout matériau conducteur à des températures supérieures au zéro absolu provoque un bruit thermique ou un bruit Jonson-Nyquist. Le bruit thermique a une densité spectrale de puissance constante ("blanc") sur une large gamme de fréquences, jusqu'au proche infrarouge. En considérant le mouvement indépendant des porteurs de charge massifs, le bruit thermique obéit à la distribution gaussienne selon le théorème central limite.

La variance du bruit thermique dans la résistance bruyante en A^2/Hz^{-1} est donnée par

$$\sigma_{thermal}^2 = \frac{4KT}{R_F} \quad (3.25)$$

où R_F est la résistance.

Le bruit thermique dans la résistance bruyante peut être modélisé comme une source de tension $V_{eq} = \sqrt{4KTR_F}$ en série ou comme une source de courant $I_{eq} = \sqrt{\frac{4KT}{R_F}}$ en parallèle avec une résistance silencieuse de résistance R_F . Dans les deux cas, les sources génèrent le bruit blanc gaussien.

3.5.4 Le bruit 1/f

Le bruit en $1/f$ est un intermédiaire entre le bruit blanc et le bruit brownien causé par le mouvement brownien, et sa densité spectrale de puissance est donnée par

$$S_{1/f}(f) = \frac{c}{f^\alpha} \quad (3.26)$$

où c est une constante et α désigne l'exposant satisfaisant $0 < \alpha < 2$.

3.5.5 Le bruit dans le courant d'obscurité

Le courant d'obscurité est un courant électrique qui se produit dans une photodiode même en l'absence de lumière incidente. Les courants de surface et de masse dans les dispositifs à jonction p-n sont générés par la production aléatoire de paires d'électrons-trous thermiquement ou par effet tunnel entre la bande de conduction et la bande de valence.

En conséquence, il est connecté à la température de la photodiode et à la tension de polarisation chargée. Le courant d'obscurité de surface et le courant de masse sont les deux types de courant d'obscurité. Le courant de surface est composé du courant de génération-combinaison de surface et du courant de shunt de fuite de surface, tandis que le courant de masse est composé du courant de diffusion de masse, du courant de génération-combinaison de masse et du courant tunnel de masse. Étant donné que le courant d'obscurité provoque des fluctuations aléatoires dans le photo-courant moyen, il apparaît généralement comme un bruit de fond avec une variance de

$$\sigma_d^2 = 2qB_p d i_d \quad (3.27)$$

où i_d est le courant d'obscurité.

3.5.6 Le bruit d'intensité

Il est produit par la variation d'amplitude du signal optique et est habituellement exprimé par le bruit d'intensité relative (RIN) donné par

$$\sigma_{in-C}^2 = C \eta_{RIN} (RMP_r)^2 B_c \quad (3.28)$$

où C est le rapport de réjection en mode commun pour le récepteur équilibré.

3.5.7 Ratio signal/bruit (SNR)

Le SNR pour les récepteurs IM-DD et cohérents est défini comme suit

$$\text{SNR}_{\text{IM-DD}} = \frac{(\text{RMP}_r)^2}{\sigma_q^2 + \sigma_{bg}^2 + \sigma_{\text{thermal}}^2 + \sigma_d^2 + \sigma_{in}^2} \quad (3.29)$$

Dans la limite quantique, le SNR est défini par

$$\text{SNR}_{\text{IM-DD}} = \frac{RP_r}{2qB} \quad (3.30)$$

Pour un récepteur cohérent avec une puissance OLO suffisamment grande, le bruit de grenaille causé par l'OLO est le terme dominant ; donc

$$\text{SNR}_{\text{IM-C}} = \frac{RMP_r^2}{2MB_c} \quad (3.31)$$

Pour un photo-détecteur PIN, $M = 1$

La figure 3.14 représente les résultats de simulation des différents bruits.

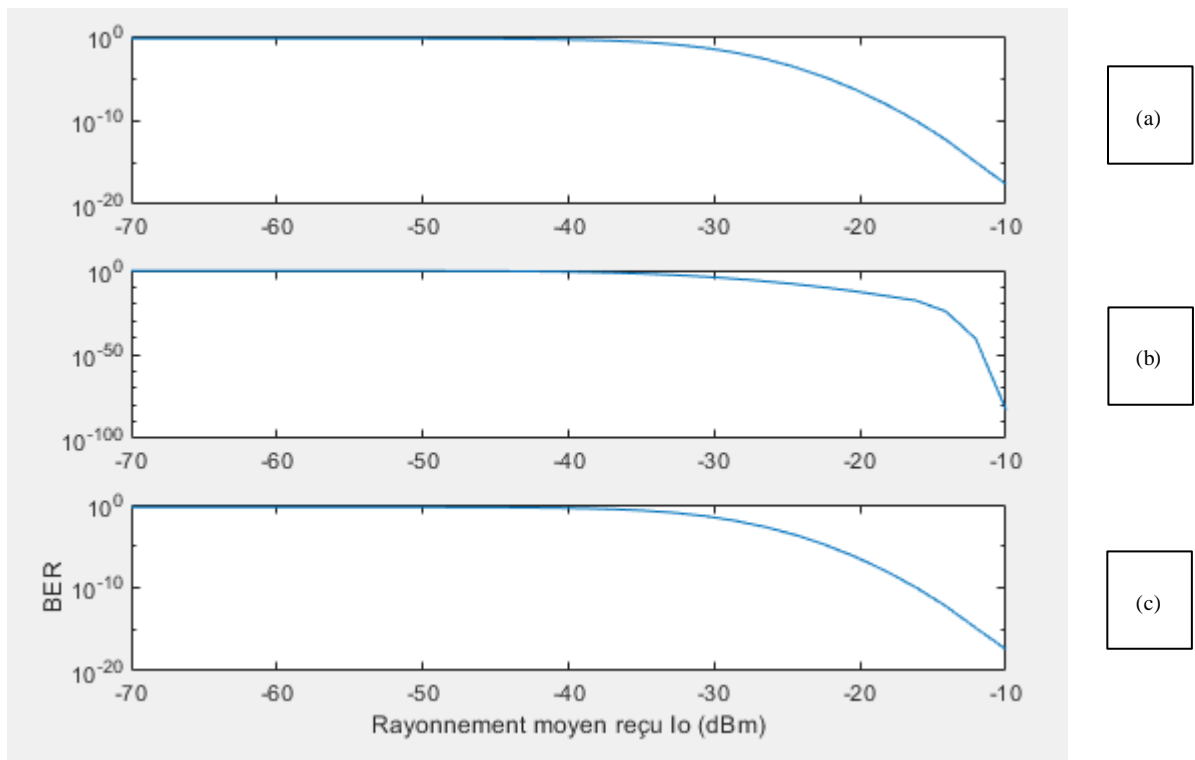


Figure 3.14: BER par rapport au rayonnement moyen reçu en faible turbulence : dans différentes conditions de limitation du bruit pour $R = 155$ Mbps et $\sigma^2 = 0,3$. (a) Thermique ; (b) Fonds des radiations ; (c) Quantique.

3.6 La modulation dans les systèmes Li-Fi (light fidelity)

Un réseau sans fil tout optique sans faille nécessiterait que les parties frontales optiques assurent une couverture omniprésente. Cela exige l'utilisation d'un nombre important de dispositifs d'éclairage équipés de Li-Fi. En raison de leur faible coût, les LED incohérentes pour l'éclairage à l'état solide sont les choix les plus probables pour les dispositifs frontaux du VLC. En raison des caractéristiques physiques de ces composants, les informations ne peuvent être codées que dans l'intensité de la lumière produite. Par conséquent, le VLC peut être mis en œuvre comme un système IM/DD, ce qui exige que le signal de modulation soit à la fois à valeur réelle et unipolaire non négatif. Cela limite l'utilisation de techniques de modulation bien étudiées et établies dans le domaine des communications RF. Des techniques telles que PWM, PPM, OOK et PAM peuvent être utilisées de manière raisonnablement simple. Cependant, lorsque les taux de modulation augmentent, ces schémas de modulation spécifiques commencent à souffrir des conséquences indésirables de l'ISI causée par le canal optique sans fil sélectif en fréquence. Par conséquent, une méthode plus robuste, telle que l'OFDM, est nécessaire. L'OFDM permet de régler la charge en bits et en puissance de diverses sous-bandes de fréquences en fonction des caractéristiques du canal de communication [49]. Il en résulte une utilisation plus efficace des ressources disponibles. La réponse en fréquence d'une LED du commerce avec une largeur de bande de modulation maximale de 3 dB de quelques dizaines de MHz présente de telles circonstances de canal [58, 59]. Parmi les autres avantages de cette technique de modulation, citons la simplicité de l'égalisation dans le domaine fréquentiel avec des égaliseurs à une seule prise et la possibilité d'éviter la distorsion à basse fréquence produite par le scintillement du rayonnement de fond et le phénomène d'oscillation du courant continu dans les circuits électriques.

Un moyen simple d'obtenir un signal OFDM à valeur réelle consiste à imposer une contrainte de symétrie hermitienne sur les sous-porteuses dans le domaine fréquentiel. Cependant, le signal résultant dans le domaine temporel reste bipolaire. Une technique permettant d'obtenir un signal unipolaire consiste à introduire une polarisation positive en courant continu. Le schéma de modulation unipolaire qui en résulte est appelé DCO-OFDM. L'ajout d'un niveau de polarisation constant entraîne une augmentation importante de la consommation de courant. Toutefois, si les sources de rayonnement solaire sont utilisées pour l'éclairage au même moment, le rayonnement solaire résultant de la polarisation DC n'est pas gaspillé car il est utilisé pour satisfaire la fonction d'éclairage. Si l'éclairage n'est pas nécessaire, comme

dans la liaison montante d'un système Li-Fi, la polarisation DC peut compromettre de manière significative l'efficacité énergétique.

C'est pourquoi les chercheurs ont consacré d'importants efforts à la conception d'un schéma de modulation OFDM qui soit uniquement unipolaire. Parmi les solutions bien connues, citons : l'OFDM optique à écrêtage asymétrique (ACO-OFDM) [49], le PAM discret multi-ton (PAM-DMT) [49], le flip-OFDM [60], l'OFDM unipolaire (U-OFDM) [61] et l'OFDM optique factorisé spectralement (SFO-OFDM) [62]. L'inconvénient global de ces techniques pourrait être une perte de 50% de l'efficacité spectrale et des débits de données.

Du point de vue des réseaux, l'OFDM offre une solution d'accès multiple simple puisque les sous-porteuses peuvent être attribuées à divers utilisateurs, ce qui donne lieu à l'accès multiple par répartition en fréquence orthogonale (OFDMA). L'OFDM a déjà été reconnu pour ses avantages et est utilisé dans les réseaux Wi-Fi IEEE 802.11. L'OFDMA est également utilisé dans la norme de communication mobile cellulaire LTE (long-term evolution) de 4e génération (4G). Par conséquent, l'utilisation de l'OFDM dans les réseaux mobiles optiques permettrait l'utilisation de protocoles de communication de niveau supérieur déjà existants, tels que IEEE 802.11 et LTE.

À un niveau de la couche physique le standard 802.15.7 offre trois types de couche pour les systèmes VLC. PHY I fonctionne de 11,67 à 266,6 kb/s, PHY II fonctionne de 1,25 à 96 Mb/s et PHY III fonctionne entre 12 et 96 Mb/s. PHY I et PHY II sont définis pour une seule source lumineuse et prennent en charge la modulation marche-arrêt (OOK) et la modulation de position d'impulsion variable (VPPM). PHY III utilise plusieurs sources optiques avec différentes fréquences (couleurs) et utilise un format de modulation particulier appelé color shift keying (CSK). Les différents schémas de modulation permettent des compromis entre les débits de données et les différentes plages de gradation [53]. Par exemple, dans des conditions de gradation, la modulation utilisant OOK fournit une plage constante et un débit de données variable en insérant un temps de compensation, tandis que la modulation utilisant VPPM fournit un débit de données constant et une plage variable en ajustant la largeur d'impulsion. Les trois PHY ont été conçus pour coexister les uns avec les autres tout en atténuant le scintillement et en prenant en charge la gradation. Chaque mode PHY contient des mécanismes pour moduler la source de lumière, un codage de ligne à longueur limitée (RLL) et un codage de canal pour la correction d'erreur directe (FEC). Les codes de ligne RLL sont utilisés pour éviter les longues séries de 1 et de 0 qui pourraient potentiellement causer des problèmes de détection de scintillement et d'horloge et de récupération de données (CDR). Les codes de ligne RLL prennent en entrée des symboles de

données aléatoires et garantissent un équilibre CC avec des 1 et des 0 égaux à la sortie pour chaque symbole. Divers codes de ligne RLL tels que Manchester, 4B6B et 8B10B sont définis dans la norme et offrent des compromis entre la surcharge de codage et la facilité de mise en œuvre. IEEE 802.15.7 prend également en charge divers schémas FEC pour fonctionner raisonnablement bien en présence de décisions difficiles qui seraient générées par le CDR. Les codes de canal prennent en charge les trames de données longues et courtes pour les applications intérieures à haut débit et à faible débit en extérieur. Pour les applications extérieures, des codes plus puissants utilisant des codes RS et CC concaténés sont développés pour surmonter la perte de trajet supplémentaire due à la distance plus longue et aux interférences potentielles introduites par les sources de bruit optique telles que la lumière du jour et l'éclairage fluorescent. Les codes Reed-Solomon (RS) et convolutifs (CC) sont préférés aux schémas de codage avancés tels que les codes de contrôle de parité à faible densité (LDPC) afin de prendre en charge des trames de données courtes, un décodage de décision difficile, une faible complexité et leur capacité à bien s'interfacer avec Codes de ligne RLL. Pour les applications intérieures, où les exigences de codage sont moins strictes pour les courtes distances, les codes RS sont utilisés pour la FEC car ils sont mieux adaptés aux implémentations à haut débit. Les codes RS s'interfacent également bien avec les codes de ligne RLL, où les erreurs détectées à partir du code de ligne RLL au niveau du récepteur pourraient être marquées comme des effacements dans le décodeur RS, offrant des améliorations de performances d'environ 1 dB. Pour PHY I, un entre-laceur entre le code RS et le code CC fournit 1 dB supplémentaire d'amélioration des performances.

Chaque mode de modulation PHY a une fréquence d'horloge optique associée qui est "divisée" par les divers schémas de codage pour obtenir les débits de données résultants finaux, comme indiqué dans le tableau 3.4. La fréquence d'horloge optique pour PHY I est choisie pour être ≤ 400 kHz pour tenir compte du fait que les LED utilisées dans des applications telles que les feux de circulation nécessitent des courants élevés pour piloter les LED et donc commutent lentement. Pour PHY II, la fréquence d'horloge optique est choisie 120 MHz pour s'adapter aux LED rapides utilisées dans les appareils mobiles et portables pour la communication. La fréquence d'horloge optique est choisie pour être ≤ 24 MHz, qui est la fréquence d'horloge maximale prise en charge par les LED d'infrastructure (blanches) actuelles utilisées dans PHY III. La norme prend également en charge l'utilisation de fréquences d'horloge différentes avec le même appareil pour la transmission et la réception de

Mode de fonctionnement de PHY I					
Modulation	Code RLL	Taux d'horloge optique	FEC		Taux de données
			Code Reed-Solomon	Code de convolution	
OOK	Manchester	200 kHz	(15,7)	1/4	11.67 kbps
			(15,11)	1/3	24.44 kbps
			(15,11)	2/3	48.89 kbps
			(15,11)	None	73.3 kbps
			None	None	100 kbps
VPPM	4B6B	400 kHz	(15,2)	None	35.56 kbps
			(15,4)	None	71.11 kbps
			(15,7)	None	124.4 kbps
			None	None	266.6 kbps
Mode de fonctionnement de PHY II					
OOK	8B10B	15 MHz	(64,32)		6 Mbps
		30 MHz	(160,128)		9.6 Mbps
		60 MHz	(64,32)		12 Mbps
		120 MHz	(160,128)		19.2 Mbps
			(64,32)		24 Mbps
VPPM	4B6B	3.75 MHz	(160,128)		38.4 Mbps
		75 MHz	(64,32)		48 Mbps
			(160,128)		76.8 Mbps
			(64,32)		96 Mbps
			None		
VPPM	4B6B	3.75 MHz	(64,32)		1.25 Mbps
		75 MHz	(160,128)		2 Mbps
			(64,32)		2.5 Mbps
			(160,128)		4 Mbps
		None		5 Mbps	
Mode de fonctionnement de PHY III					
4-CSK		12 MHz	(64, 32)		12 Mbps
8-CSK			(64, 32)		18 Mbps
4-CSK		24 MHz	(15,2)		24 Mbps
8-CSK			(15,4)		36 Mbps
16-CSK			(15,7)		48 Mbps
8-CSK			None		72 Mbps
16-CSK					96 Mbps

Table 3.4: Mode de fonctionnement au niveau de la couche physique.

données, car l'émetteur (LED) et le récepteur (PD) sont des circuits indépendants. L'infrastructure pourrait transmettre à une fréquence d'horloge inférieure en utilisant des LED plus lentes mais plus lumineuses tout en recevant à une fréquence d'horloge plus élevée à partir d'un appareil portable doté de LED plus rapides mais plus faibles.

Les techniques de modulation sont évaluées selon des critères, on cite:

- Efficacité énergétique :

La puissance optique moyenne en sortie d'un émetteur-récepteur optique sans fil est limitée afin de se conformer aux normes de sécurité des yeux et de la peau [56]. De plus, avec des équipements portables alimentés par batterie, il est préférable de maintenir la consommation

électrique la plus faible possible, ce qui limite la puissance optique d'émission. Par conséquent, l'efficacité énergétique est le facteur le plus essentiel à prendre en compte lors de l'évaluation des méthodes de modulation adaptées aux systèmes de communication sans fil optiques intérieurs. Étant donné que chacune de ces méthodes de modulation fournit une certaine puissance optique moyenne, elles sont souvent comparées en termes de puissance optique moyenne nécessaire pour obtenir une performance BER ou SNR spécifiée. La puissance moyenne requise pour atteindre un certain BER à un débit de données donné donne le rendement énergétique η_p d'un système de modulation [56].

Mathématiquement, η_p est définie comme suit [56]

$$\eta_p = \frac{E_{pulse}}{E_b} \quad (3.32)$$

où E_{pulse} est l'énergie par impulsion et E_b est l'énergie moyenne par bit.

- Efficacité de la bande passante :

Bien que les porteuses optiques soient souvent considérées en théorie comme ayant une "bande passante illimitée", les constituants opposés (surface du photo-détecteur, capacité du canal) dans le système limitent le nombre de bandes passantes pratiquement disponibles pour un système de communication sans distorsion [56].

De plus, la propagation par trajets multiples qui suit dans une liaison diffuse/une LDV non dirigée limite la largeur de bande de canal disponible [56]. L'efficacité de la largeur de bande est donc une mesure importante.

$$\eta_B = \frac{R_b}{B} \quad (3.33)$$

où R_b est le débit binaire réalisable et B est la largeur de bande de l'émetteur-récepteur IR.

- Autres critères :

Les émetteurs-récepteurs optiques sans fil destinés à des applications grand public sont susceptibles de se voir imposer des contraintes de coût strictes. Par conséquent, il est hautement souhaitable que la technique de modulation choisie soit très simple à mettre en œuvre. Obtenir une excellente efficacité de puissance et/ou de bande passante n'est pas d'une grande utilité si le schéma est si complexe à mettre en œuvre que le coût le rend irréalisable. Un autre élément à prendre en compte lors de l'évaluation des techniques de modulation est la capacité à rejeter les interférences émanant de sources artificielles de lumière ambiante la

seule méthode pour réduire le niveau de facilité de la lumière ambiante est d'utiliser un filtrage électrique passe-haut. Par conséquent, il est souhaitable que la technique de modulation choisie n'ait pas une grande partie de sa puissance située en courant continu et aux basses fréquences, ce qui réduit l'effet de l'errance de la ligne de base et permet ainsi l'emploi de fréquences de coupure supérieures. En outre, si la technique de modulation choisie doit fonctionner à des débits de données moyens à élevés sur des liaisons LOS ou diffuses non dirigées, la dispersion par trajets multiples devient une difficulté. Par conséquent, il est également souhaitable que le schéma soit résistant à l'ISI résultant de la propagation par trajets multiples.

3.7 Capacité du canal de transmission

Pour les systèmes VLC avec détection directe à modulation d'intensité (IM/DD), on considère la formule classique de capacité de canal de Shannon, c'est-à-dire

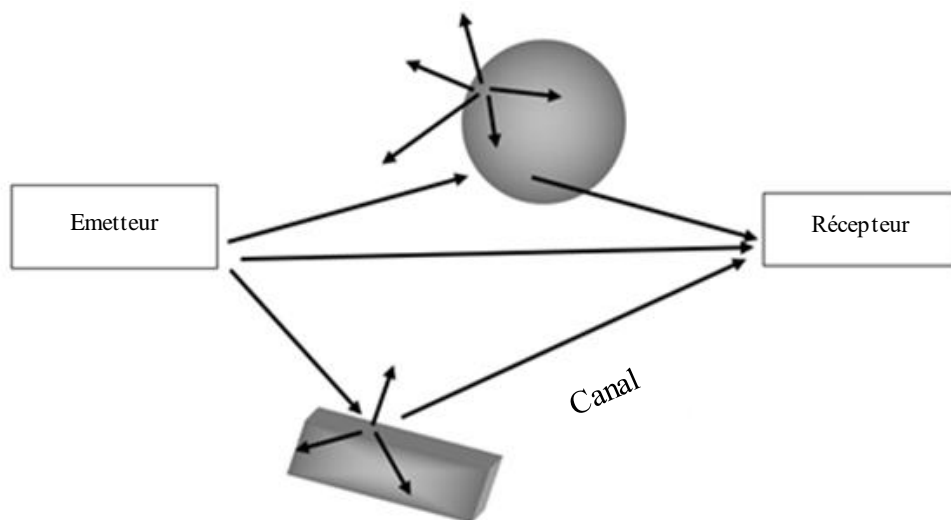


Figure 3.15: Canal de transmission Li-Fi.

Cependant, cette formule peut ne pas être adaptée aux canaux optiques sans fil réels pour les raisons suivantes :

- Dans les systèmes VLC basés sur IM/DD, l'intensité/amplitude du signal détermine la tension appliquée aux LED et la puissance optique instantanée émise. Par conséquent, le signal doit être non négatif et à valeur réelle. En outre, les DEL ont un courant direct maximal admissible, ce qui entraîne une valeur d'amplitude maximale limitée du signal. Par conséquent, le signal transmis doit être unipolaire et limité en amplitude;

- Si la puissance électrique du signal est limitée, le signal suivant une distribution gaussienne s'approcherait traditionnellement de la capacité du canal de Shannon. Cependant, les LED étant principalement utilisées pour l'éclairage, le signal est soumis à la puissance optique moyenne, et non à la puissance électrique. Si la contrainte de puissance électrique ne s'applique pas, la distribution du signal d'entrée pour approcher la capacité du canal de Shannon dans les canaux optiques sans fil ne suit pas nécessairement la distribution gaussienne.

Ces dernières années, les capacités de différents modèles de canaux optiques sans fil (canal à intensité optique en espace libre, canal de Poisson à temps discret,...) ont été étudiées. Plusieurs limites de capacité ont été dérivées sur la base de trois contraintes :

- La contrainte de non-négativité: $P(x < 0) = 0$;
- La contrainte sur la puissance de pulsion: $P(x > A) = 0$;
- La contrainte sur la puissance moyenne: $E(x) \sim P$.

3.8 Modélisation du canal de transmission

Les canaux optiques sans fil sont divisés en trois catégories : canal d'intensité optique en espace libre, canal de Poisson à temps discret et canal d'intensité en espace libre amélioré : (1) Le canal d'intensité optique en espace libre est généralement utilisé dans les communications lumineuses où le bruit présente des caractéristiques blanches et gaussiennes et est indépendant du signal [49-63]. (2) Le canal de Poisson en temps discret est un autre modèle de canal largement étudié dans les systèmes VLC [49], où la nature discrète des photons est prise en compte. Le signal de transmission est modélisé comme un processus de comptage de Poisson, où la quantité de photons d'arrivée reste statistiquement constante pendant une longue période, mais varie pendant une courte période. (3) Le canal amélioré d'intensité optique en espace libre est examiné dans [64], où la signalisation suit une distribution normale, mais sa variance dépend du signal. Dans ce modèle, le bruit quantique, le bruit de fond et le bruit thermique sont pris en compte et supposés gaussiens.

3.9 Conclusion

Le chapitre (03) explique le fonctionnement du Li-Fi et les différents composants d'un tel réseau de communication.

Le Li-Fi représente un système sans fil complet, cette technologie peut se démarquer car elle remplit une double fonction, à savoir l'éclairage et la connexion de données. On a présenté

dans ce chapitre les caractéristiques de la LED comme émetteur ; quelques types de LEDs ; et leurs efficacités, et de la photodiode comme récepteur.

La LED fonctionne sous une polarisation directe lorsqu'elle est utilisée simultanément pour l'éclairage et la communication, tandis que la photodiode est pilotée par une tension inverse.

En outre, les liaisons de propagation LOS et NLOS entre l'émetteur et le récepteur sont analysées. Ainsi, étant donné que le bruit dominant peut être différent dans divers scénarios d'application, trois canaux optiques sans fil sont cités dans la partie modélisation du canal, notamment le canal d'intensité optique en espace libre, le canal de Poisson et le canal d'intensité amélioré en espace libre.

Finalement, nous avons ajouté une partie d'initiation à la modulation que nous allons la détaillée dans le chapitre suivant, le chapitre (04).

Sécurité et modulation dans les systèmes Li-Fi

Sommaire

4.1 Introduction.....	75
4.2 Les systèmes de modulation incorporés dans la norme IEEE 802.15.7.....	76
4.3 Défi des techniques de modulation dans les systèmes Li-Fi.....	78
4.4 Techniques de modulation dans les systèmes Li-Fi.....	78
4.4.1 Signaux Optiques.....	79
4.4.2 Multi-Carrier Modulation (MCM): la modulation OFDM.....	80
4.4.3 Schémas de modulation des LED.....	81
4.4.4 Modulation à porteuse unique (SCM).....	81
4.5 La sécurité d'un système Li-Fi.....	87
4.6 Aspects physiques de systèmes Li-Fi liés à la sécurité.....	87
4.7 Les attaques informatiques dans un réseau Li-Fi.....	88
4.7.1 Modification des données.....	88
4.7.2 Le déni de service.....	89
4.7.3 Attaque par reniflement.....	90
4.8 Exigences de sécurité d'un système Li-Fi.....	90
4.9 Sécurité MAC dans la norme IEEE 802.15.7.....	91
4.9.1 Structure de la trame MAC.....	92
4.9.2 Topologies des réseaux VLC.....	93
4.10 Sécurité de la couche physique dans la norme IEEE 802.15.7.....	94
4.10.1 Fondements théorique du PLS.....	94
4.10.2 Structure de la trame PHY.....	94
4.11 Conclusion.....	95

4.1 Introduction

Nous abordons dans ce chapitre les techniques de modulation utilisées dans les systèmes Li-Fi qui permettent une communication correcte, ainsi qu'au sujet de la sécurité dans ces systèmes, des attaques informatiques qui peuvent y parvenir et des différents niveaux de sécurité.

4.2 Les systèmes de modulation incorporés dans la norme IEEE 802.15.7

En 2015, plus d'un demi-milliard de nouveaux appareils de communication ont été introduits dans les services réseau. Le trafic mondial de données mobiles devrait dépasser 30,6 exa-octets par mois (l'équivalent de 7 641 millions de DVD chaque mois) d'ici 2020, contre 3,7 exa-octets par mois en 2015 [71]. La bande passante radiofréquence existante est une ressource assez restreinte. En raison de la dépendance croissante aux services Cloud pour le stockage et le traitement, de nouvelles méthodes d'accès sont nécessaires pour prendre en charge cette augmentation massive de la demande de réseau. Le spectre de la lumière visible, d'autre part, a une bande passante de fréquence sans licence 10 000 fois plus large qui pourrait prendre en charge cette augmentation de la capacité du réseau. La méthode de communication et d'éclairage point à point à haute vitesse connue sous le nom de communication par lumière visible (VLC). Light Fidelity (Li-Fi) est une solution réseau sans fil, bidirectionnelle et multi-utilisateurs complète pour les communications en lumière visible qui peut coexister avec les technologies d'accès à long terme (LTE) et sans fil (Wi-Fi) existantes [72]. Li-Fi est une technologie de communication verte car elle utilise l'infrastructure de foudre existante. Les minuscules variations rapides d'intensité lumineuse qui sont indétectables à l'œil humain sont utilisées pour transférer des informations. Des recherches récentes ont montré des vitesses de données de 14 Gbps pour le Li-Fi utilisant trois diodes laser standard (rouge, verte et bleue) [73]. Il a également été prédit que lorsque l'ensemble du spectre visible est utilisé, un débit de données de 100 Gbps est atteignable avec Li-Fi [73]. Li-Fi a une sécurité intrinsèque et peut être utilisé dans des environnements avec des appareils électriques sensibles, tels que les hôpitaux. En outre, Li-Fi a le potentiel d'être utilisé dans une variété d'applications supplémentaires, y compris les communications sous-marines, les systèmes de transport intelligents, la localisation intérieure et l'Internet des objets (IoT) [72]. Les techniques de modulation établies pour les systèmes de communication optique sans fil (OWC) utilisant la modulation d'intensité et la détection directe (IM/DD) sont applicables aux systèmes de communication Li-Fi. Ces stratégies de modulation, cependant, peuvent ne pas être appropriées pour tous les régimes de foudre. Les émetteurs-récepteurs Li-Fi sont des appareils d'éclairage dotés de capacités de connexion de données. Par conséquent, avant d'activer le Li-Fi, l'approche de modulation IM/DD doit d'abord répondre à des conditions d'éclairage spécifiques. Les approches de modulation, par exemple, devraient offrir un éclairage à intensité variable afin que la communication soit toujours possible lorsque l'éclairage n'est pas nécessaire. En tant que périphériques frontaux de canal, le Li-Fi utilise des diodes

électroluminescentes (DEL) et des photodiodes (PD) standard. Cela limite les signaux circulant sur le canal à seulement des signaux positifs. Les méthodes SCM (modulation à porteuse unique) sont simples à appliquer en Li-Fi. Les méthodes de modulation telles que la modulation marche-arrêt (OOK), la modulation de position d'impulsion (PPM) et la modulation d'amplitude d'impulsion mariale (MPAM) sont simples à mettre en œuvre. Cependant, en raison de la nature dispersive des canaux optiques sans fil, de tels systèmes nécessitent des égaliseurs compliqués au niveau du récepteur. En conséquence, à mesure que l'efficacité spectrale (SE) de ces systèmes augmente, leurs performances diminuent. D'autre part, les schémas de modulation à porteuses multiples (MCM), tels que le multiplexage par répartition orthogonale de la fréquence (OFDM), se sont avérés être des alternatives viables pour les canaux optiques sans fil, car ils ne nécessitent qu'une seule égalisation de prise au niveau du récepteur. En adaptant la charge du système à la réponse en fréquence du canal, la charge adaptative en bits et en puissance peut optimiser les vitesses de données possibles des systèmes Li-Fi basés sur OFDM. De plus, en adaptant la charge adaptative bit/puissance pour empêcher les sous-porteuses basse fréquence, la dérive CC et les interférences basses fréquence peuvent être facilement évitées dans l'OFDM. Les techniques de modulation de couleur sont uniques aux systèmes de communication Li-Fi puisque l'information est modulée sur la base de changements de couleur immédiats. La dimension couleur donne au Li-Fi un nouveau niveau de flexibilité. La figure 4.1 illustre les différentes approches de modulation Li-Fi.

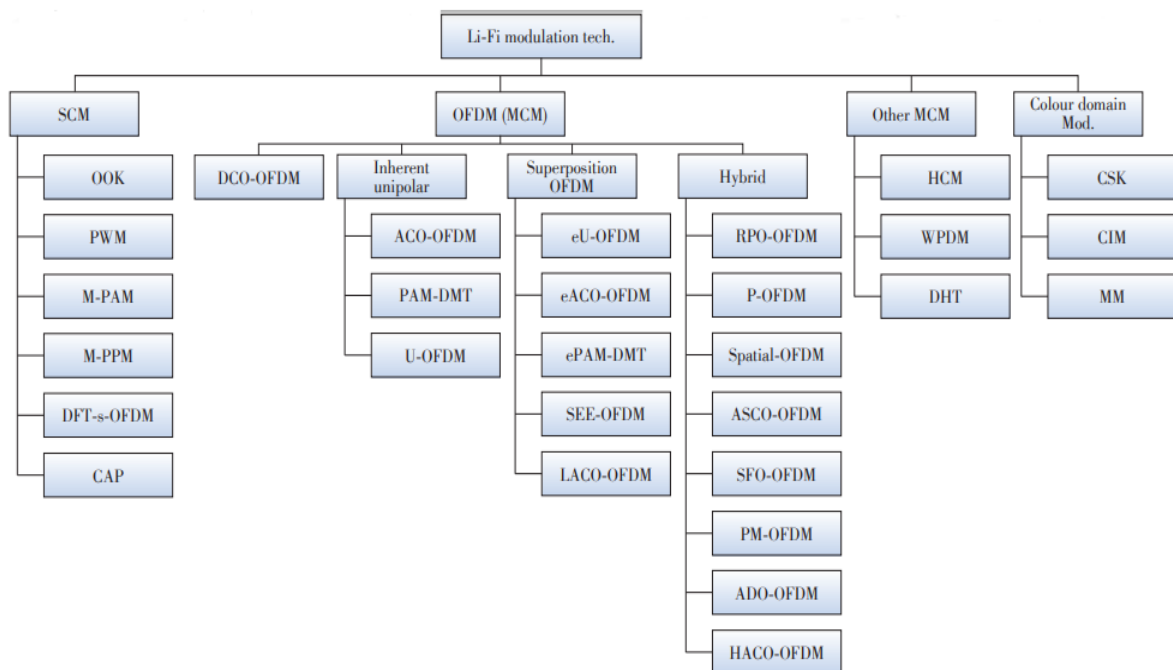


Figure 4.1: Les techniques de modulation dans les systèmes Li-Fi [126].

4.3 Défi des techniques de modulation dans les systèmes Li-Fi

Étant donné que Li-Fi est une alternative à haut débit et à faible coût en développement à la pénurie de spectre de radiofréquences (RF), il est destiné à être mis en œuvre en utilisant des LED optoélectroniques largement déployées. Étant donné que ces gadgets bon marché sont produits en série, les caractérisations appropriées font défaut. Étant donné que la lumière dans Li-Fi est contrôlée par de minuscules variations d'intensité lumineuse, la connexion de communication serait influencée par la non-linéarité de la caractéristique de tension et de luminance. Des méthodes de pré-distorsion ont été proposées comme stratégie pour minimiser la distorsion non linéaire [74]. Cependant, lorsque la température de la LED augmente, la caractéristique de tension de luminance (VL) présente des effets de mémoire. En conséquence, l'atténuation de la non-linéarité des LED reste un défi de recherche non résolu. En raison de la capacité limitée du canal de communication Li-Fi, des interférences entre symboles (ISI) se produisent à des débits de données élevés. La réponse en fréquence des LED est traitée comme un filtre passe-bas et contribue de manière significative à la sélectivité en fréquence des canaux Li-Fi.

La bande passante de modulation dans laquelle la réponse en fréquence de la plupart des LED disponibles dans le commerce peut être qualifiée de plate est d'environ 2 à 20 MHz [75], [76]. La bande passante utile du Li-Fi, en revanche, pourrait être étendue au-delà de la fréquence de coupure de 3 dB.

En conséquence, les méthodes de modulation avec une efficacité spectrale améliorée sont des composants essentiels dans la conception d'un système Li-Fi. La satisfaction des exigences d'éclairage est un élément essentiel du Li-Fi. La majorité des recherches sur les méthodes de modulation se sont concentrées sur les performances des systèmes de communication des systèmes Li-Fi. La gradation, le contrôle du niveau de lumière et le scintillement ont tous été étudiés en tant que fonctionnalités supplémentaires d'un système Li-Fi.

Les systèmes Li-Fi doivent être considérés comme un système d'éclairage avec des capacités de communication, et non l'inverse.

4.4 Techniques de modulation dans les systèmes Li-Fi

Les communications optiques sans fil utilisent une variété de schémas de modulation. La sélection d'une modulation particulière dans le contexte du VLC se fait sur la base de deux critères:

- L'exigence d'éclairage : Des activités différentes nécessitent des éclairagements variables, tels que les 30 à 100 lux requis pour les activités visuelles régulières dans les espaces publics. La relation entre la lumière mesurée et la lumière ressentie est non linéaire, comme le montre l'équation 4.1 [118]:

$$Lumière\ perçue\ (\%) = 100 * \sqrt{\frac{Lumière\ mesurée\ (\%)}{100}} \quad (4.1)$$

- Adaptation à l'effet de scintillement : Les changements de luminosité de la lumière modulée doivent être ajustés de telle sorte qu'ils ne créent pas de variations détectables par l'homme. Pour minimiser les conséquences négatives, la commutation doit être effectuée à une fréquence supérieure à 200 Hz, selon la norme IEEE 802.15.7 [77, 118].

La norme initiale IEEE 802.15.7 propose trois méthodes de modulation : OOK (on-off keying), VPPM (variable pulse position modulation) et CSK (color shift keying). Cependant, plusieurs études ont démontré un intérêt pour l'utilisation de modulations multi-porteuses telles que l'OFDM (Orthogonal Frequency-Division Multiplexing).

Les trois premières modulations sont incluses dans la couche physique (PHY) de la norme IEEE 802.15.7. PHY I et PHY II sont conçus pour une seule source lumineuse et permettent respectivement les technologies OOK et VPPM, tandis que PHY III utilise différentes sources optiques à de nombreuses fréquences (couleurs) via la modulation CSK. Les trois systèmes peuvent coexister, offrant une réduction du scintillement et une prise en charge de la gradation, ainsi que la possibilité d'arbitrer entre les vitesses de données et les plages de gradation [78, 118].

4.4.1 Signaux optiques

Contrairement à un système radiofréquence (RF), où le signal porteur de données modifie le champ électrique bipolaire à valeur complexe émis par une antenne, le signal dans un système OWC contrôle l'intensité de l'émetteur optique, il doit donc être réévalué et unipolaire non négatif. Étant donné que les diodes électroluminescentes (DEL) sont des sources lumineuses incohérentes, la collecte de la puissance du signal dans un seul mode électromagnétique et la fourniture d'un support fiable dans un environnement intérieur OWC est problématique. En conséquence, la construction d'un récepteur cohérent efficace, tel que le récepteur superhétérodyne généralement utilisé dans la transmission RF, est impossible. Dans la plupart des cas, la modulation de porteuse optique à faible coût pratique pour OWC est accomplie par IM/DD incohérent. Il n'y a pas d'informations de phase et les informations sont emballées

dans l'enveloppe du signal transmis. Un bon choix pour la transmission de données dans OWC est la modulation d'impulsions à porteuse unique. Les informations peuvent être stockées dans la durée d'impulsion, par exemple en utilisant la modulation de largeur d'impulsion (PWM) ou la modulation d'intervalle d'impulsion (PIM) [56, 72]. De plus, les informations peuvent être codées dans l'emplacement de l'impulsion, tel que MPPM [72]. Alternativement, les informations peuvent être stockées dans l'amplitude d'impulsion, comme dans M-PAM [72].

Du fait que la durée du symbole est sensiblement supérieure à l'étalement du délai RMS du canal optique sans fil, la modulation multi-porteuse telle que M-QAM O-OFDM offre une résilience ISI inhérente. De plus, O-OFDM est insensible à la distorsion basse fréquence causée par l'éclairage de fond et le dérapage CC. En conséquence, M-QAM O-OFDM a le potentiel de produire des débits de données extrêmement élevés [79, 72, 83]. Parce qu'un préfixe cyclique (CP) est couramment utilisé, la réponse en fréquence du canal peut être considérée comme un évanouissement plat sur toute la bande passante de la sous-porteuse [72].

OOK, essentiellement 2-PAM, et MPPM ont été comparés en termes de puissance électrique et optique requise dans un canal dispersif avec égalisation dans [72]. Une exigence de puissance croissante est démontrée avec l'augmentation de l'étalement du délai de canal RMS ou, de manière équivalente, du débit de données.

4.4.2 Modulation multi-porteuse (MCM) : la modulation OFDM

Malgré ses avantages, la modulation OOK avec codage Manchester souffre également de limitations. Tout d'abord, si l'on veut augmenter le débit, la seule solution consiste à augmenter la fréquence d'horloge f_c et donc à réduire la durée symbole. En plus de la limitation de bande passante LED déjà évoquée, d'autres problèmes apparaîtront dans ce cas. En particulier, à un certain point, généralement à partir de débits de données autour de 10 Mbps, la durée de symbole tombera en dessous de l'étalement du retard du canal. En d'autres termes, le système deviendra très sensible aux interférences inter-symboles (ISI), à moins que des techniques d'égalisation complexes ne soient utilisées [84]. Cependant, il existe une limitation encore plus cruciale. Étant donné que les données sont contenues sur une seule porteuse, les interférences externes sur cette porteuse peuvent avoir un impact considérable sur les performances de transmission du système car elles ne peuvent pas être filtrées sans altérer le signal de données lui-même.

Pour surmonter ces problèmes, des modulations à porteuses multiples (MCM) telles que l'OFDM peuvent être utilisées. Dans OFDM, le flux de données est parallélisé et envoyé via des sous-porteuses orthogonales. Chaque sous-flux peut être modulé à l'aide d'une modulation d'ordre élevé telle que la modulation par déplacement de phase (PSK) ou la modulation d'amplitude en quadrature (QAM). Cela permet un débit de données élevé tout en maintenant une durée de symbole plus longue que celle du SCM ce qui limite l'impact ISI. De plus, les interférences externes à bande étroite n'affecteront très probablement qu'un nombre limité de sous-porteuses tandis que les autres sous-porteuses resteront inchangées, ce qui à son tour conduit à de meilleures performances de taux d'erreur.

4.4.3 Schémas de modulation à base de LED

Tous les schémas de modulation susmentionnés sont des techniques de modulation en bande de base. Les LED avec des caractéristiques multicolores peuvent offrir d'autres possibilités de modulation et de détection du signal, ce qui offre un nouveau degré de liberté dans le système [79]. La norme IEEE 802.15.7 recommande la manipulation par décalage de couleur (CSK) comme technique de modulation pour VLC dans laquelle les signaux sont codés en intensités RVB. CSK dépend des performances des LED en raison du flux lumineux permanent et n'a pas de réponse de scintillement sur toutes les fréquences. Dans IEEE 802.15.7, une capacité de constellation allant jusqu'à 16-CSK a été proposée sur la base de LED tricolores. Pour améliorer la capacité de communication sans perte des caractéristiques d'éclairage (gradation et séquence de couleurs spécifiques). [80]

4.4.4 Modulation à porteuse unique (SCM)

1) Méthode de modulation et de gradation OOK :

La modulation OOK est le schéma de modulation le plus simple pour VLC, où les voyants sont allumés ou éteints en fonction des bits de données étant 1 ou 0. Bien que la modulation soit logiquement OOK, OOK « éteint » ne signifie pas nécessairement que la lumière est complètement éteinte ; au contraire, l'intensité de la lumière peut simplement être réduite tant que l'on peut distinguer clairement les niveaux « on » et « arrêt ». Le schéma fonctionnel de l'émetteur en mode OOK de la figure 4.3 montre les bits des couches supérieures entrant dans la FEC avant d'être codés Manchester RLL. Le codage Manchester intègre l'horloge dans les données en représentant un zéro logique comme un symbole OOK « 01 » et un un logique comme un symbole OOK « 10 », fournissant un code équilibré DC. [55]

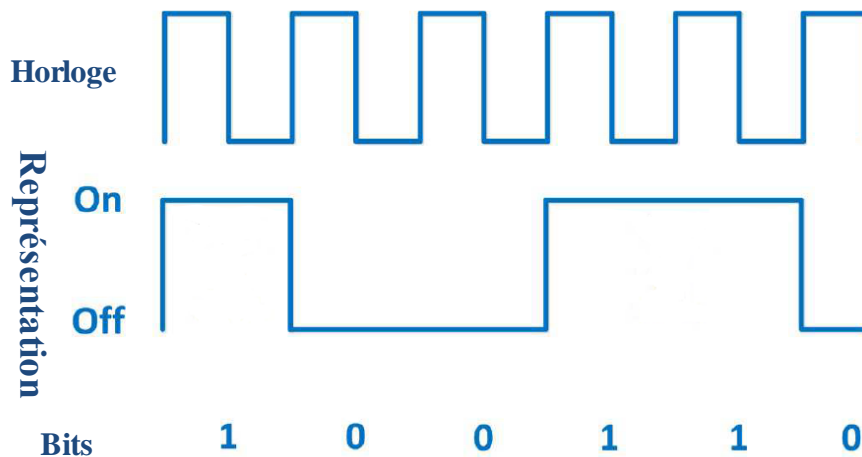


Figure 4.2: Codage des données selon OOK.

La gradation OOK peut être obtenue en redéfinissant les niveaux "on" ou "off" du symbole OOK pour avoir une intensité plus faible, ou les niveaux peuvent rester les mêmes et le cycle de service moyen de la forme d'onde peut être modifié par l'insertion de "compensation" dans la forme d'onde de modulation. Le temps de compensation est réalisé en allumant ou éteignant complètement la source lumineuse pendant la durée requise pour fournir une gradation. Cela permet d'ajouter une composante continue, qui détermine l'intensité lumineuse, à la forme d'onde contrôlant la source lumineuse. Par exemple, si la luminosité des données est de A pour cent avec la période T_1 et que les symboles de compensation ont une luminosité moyenne de B pour cent avec la période T_2 , la luminosité moyenne résultante N (pourcentage) peut être donnée par

$$N = \frac{AT_1 + BT_2}{T_1 + T_2} \quad (4.2)$$

Les deux méthodes ont un impact différent sur les performances. La première méthode, redéfinissant les niveaux « on » et « arrêt » de l'OOK, donne un débit binaire constant lorsque la lumière diminue, ce qui signifie que la plage doit diminuer, mais elle risque également un changement de couleur en raison de la sous-utilisation des LED. D'autre part, l'insertion d'un temps de compensation se traduit par un débit binaire inférieur à mesure que la lumière diminue, ce qui implique un débit binaire réduit à portée constante. Cependant, il y a également eu des travaux connexes utilisant des techniques de compression pour réduire la réduction du débit binaire [81].

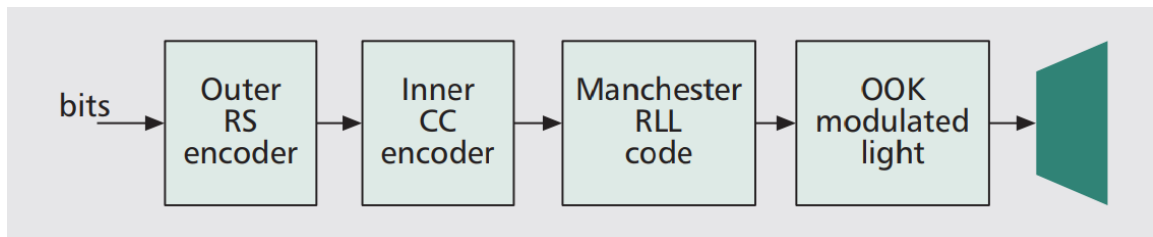


Figure 4.3: Schéma fonctionnel d'un émetteur OOK. La figure montre que les bits envoyés par les couches supérieures sont codés pour la protection contre les erreurs et pour assurer l'équilibre du courant continu [55].

Les éléments de la trame de gradation OOK sont présentés à la figure 4.4. La structure de la trame se compose d'un préambule pour la synchronisation, d'un en-tête PHY qui fournit des détails sur la trame tels que la longueur de la trame, la modulation et le codage, et la trame de données utiles. Lorsqu'un temps de compensation est ajouté, il est possible que le récepteur perde la synchronisation pendant de longs temps de compensation, car l'horloge du récepteur est généralement récupérée à partir des données. Par conséquent, dans la structure de trame de gradation OOK, la trame de données est divisée en sous-trames, et chaque sous-trame peut être précédée d'un champ de resynchronisation (resynchronisation) utilisant un modèle de séquence de transition maximum 1010... qui aide à réajuster l'horloge de données après le temps de compensation. La trame de données est fragmentée en sous-trames de la longueur appropriée après que le FCS a été calculé et que la FEC a été appliquée. Un exemple de gradation OOK pour augmenter la luminosité en ajoutant des symboles de compensation est illustré à la Fig. 4.4. La luminosité moyenne (AB) de N pour cent est obtenue en ajustant la luminosité des données et des symboles de compensation. Lorsque la modulation OOK est utilisée pour la communication de données, les données ont intrinsèquement un cycle de service de 50 pour cent en raison du codage Manchester RLL. Afin d'ajuster le cycle de service dans le cadre, les symboles de compensation de la durée et de la luminosité appropriées (tels que définis dans l'équation (4.2) doivent être appliqués pour maintenir l'AB de N pour cent. En dehors de la trame de communication de données, des modèles inactifs de N pour cent de luminosité moyenne sont envoyés pour garantir que la luminosité moyenne nette de la source d'éclairage reste cohérente. [55]

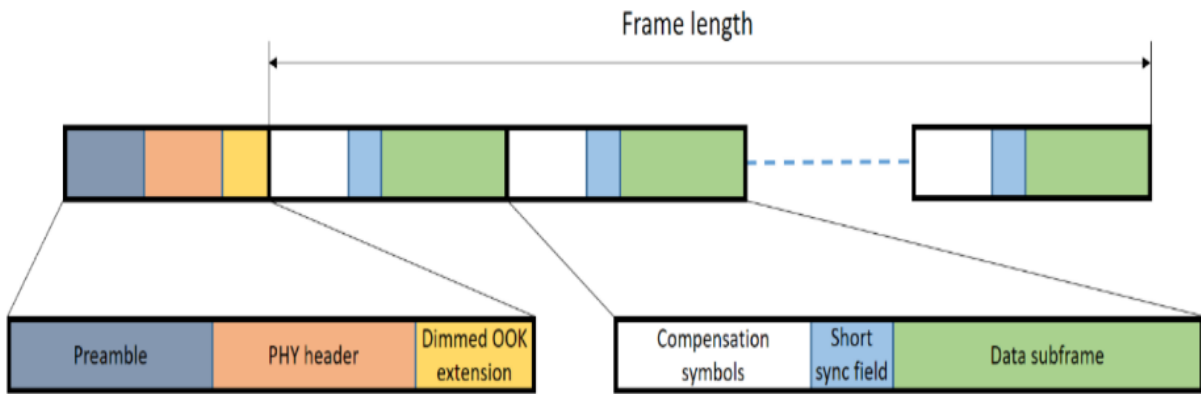


Figure 4.4: Structure de gradation OOK. La figure montre la structure de trame pour la gradation OOK, où des symboles de compensation sont ajoutés à temps pour maintenir le niveau de visibilité souhaité, et des champs de synchronisation courts sont utilisés pour resynchroniser le récepteur avant les sous-trames de données [93].

Une séquence de contrôle de trame protège le champ de données, qui a une longueur variable. La spécification IEEE 802.15.7 évalue l'utilisation de trames courtes pour les applications extérieures, tandis que les trames de données longues sont prises en compte pour les applications intérieures à haut débit. La charge utile des applications PHY I peut atteindre 1023 octets. Lors de l'utilisation des débits de 11.67, 24.44 ou 48.89 kb/s, le champ de données se termine par une séquence de 6 bits de zéro [106].

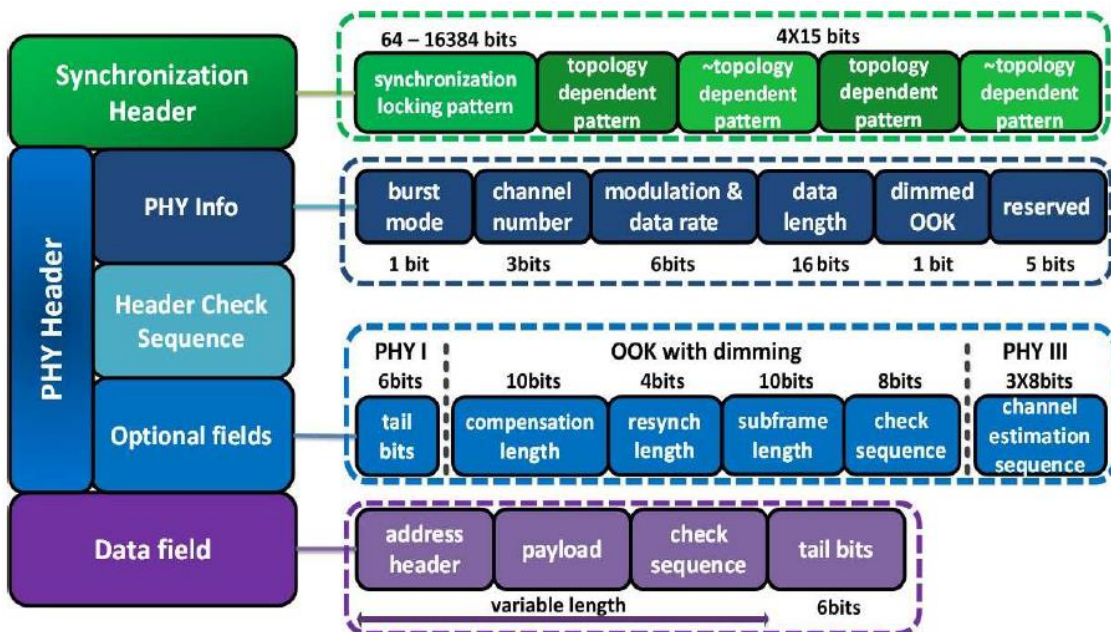


Figure 4.5: La structure de la trame de données de la norme IEEE 802.15.7 [106].

- Codage Manchester :

Le codage Manchester est un code de transition instantanée créé par l'Université de Manchester dans lequel chaque bit comprend au moins une transition qui se produit au milieu du bit. La période du signal d'horloge peut être extraite d'une trame de données à l'aide de cette caractéristique. Le code Manchester a une composante DC nulle. Dans le codage Manchester, un « 1 » binaire est représenté par une transition du haut vers le bas, et un « 0 » binaire est représenté par une transition du bas vers le haut, comme le montre la figure 4.6. Le codage Manchester prend le double de la bande passante en bande de base en tant que NRZ car chaque bit est étendu dans une paire codée de 2 bits [106].

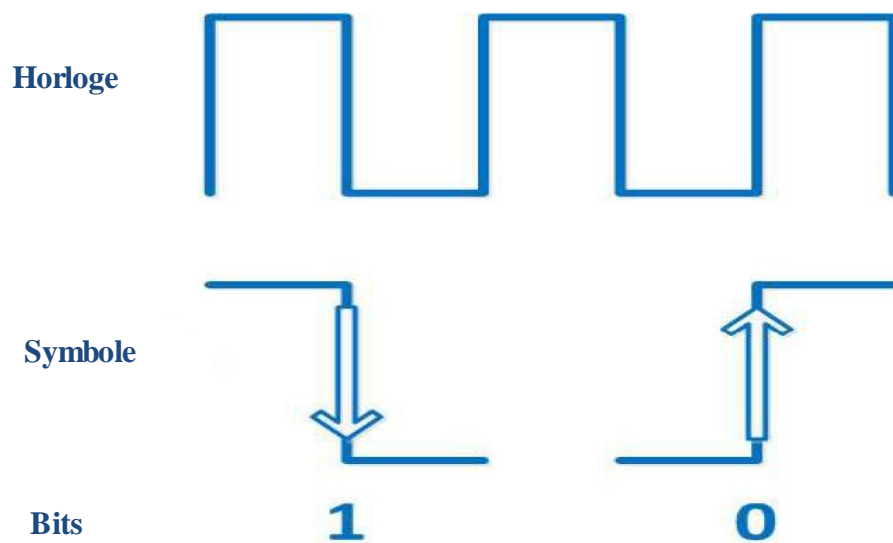


Figure 4.6: Encodage des données selon le codage Manchester.

Selon la norme IEEE 802.15.7, le code Manchester est particulièrement adapté aux applications extérieures à faible débit telles que la communication avec les véhicules. La norme définit cinq vitesses de données allant de 11,67 kb/s à 100 kb/s. Une autre raison pour laquelle le code Manchester a été choisi par la norme IEEE 802.15.7 est ses performances de scintillement. Dans le code Manchester, le scintillement est évité en garantissant la même luminosité pour les bits « 1 » et « 0 », puisque la période de largeur d'impulsion positive est égale à la période de largeur d'impulsion négative [106].

2) Méthode de modulation et de gradation VPPM :

L'utilisation de techniques de modulation telles que la modulation de position d'impulsion (PPM) pour le support de gradation a été proposée pour VLC [82]. La modulation de position

d'impulsion variable (VPPM) modifie le rapport cyclique de chaque symbole optique pour coder les bits. Le terme variable en VPPM représente le changement du cycle de service (largeur d'impulsion) en réponse au niveau de gradation demandé. Les symboles optiques VPPM se distinguent par la position de l'impulsion. Les symboles logiques 0 et logique 1 sont modulés en largeur d'impulsion en fonction de l'exigence du cycle de service de gradation. Le schéma fonctionnel de l'émetteur en mode VPPM est illustré à la figure 4.7. L'entrée est envoyée via un encodeur RS FEC pour la protection contre les erreurs, suivi d'un code RLL 4B6B pour l'équilibre CC et l'atténuation du scintillement. Le codage 4B6B prend un symbole aléatoire de 4 bits et le transforme en un code de 6 bits équilibré en courant continu. Les comptes de 1 et 0 dans chaque symbole codé VPPM sont toujours égaux à 3. Étant donné que le débit binaire est constant quel que soit le niveau de gradation demandé, lorsque la lumière est tamisée, la plage diminue avec le niveau de gradation. Les caractéristiques du code RLL 4B6B sont :

- Toujours 50 % de cycle de service pendant un symbole codé
- Code de limitation de longueur de course équilibré CC
- Capacité de détection d'erreurs
- Longueur de course limitée à quatre
- Récupération d'horloge raisonnable

L'intensité lumineuse du préambule et de l'en-tête peut être ajustée en insérant des symboles de compensation de la longueur et de l'intensité appropriées avant le cadre. L'AB de N pour cent est obtenu en ajustant la luminosité des données et des symboles de compensation. Lorsque la modulation VPPM est utilisée pour la communication de données, les données ont intrinsèquement le cycle de service requis et, par conséquent, l'exigence de temps de compensation dans la trame de données est atténuée. Cependant, le préambule et l'en-tête sont toujours à un rapport cyclique de 50 %, car ils ne connaissent pas la modulation VPPM. Par conséquent, un certain ajustement du temps de compensation peut être nécessaire pour maintenir la luminosité moyenne de N pour cent cohérente. Cependant, il peut être difficile d'obtenir des cycles de service arbitraires en utilisant VPPM pour prendre en charge de grandes plages de gradation. Par conséquent, les symboles VPPM sont également multiplexés dans le temps avec différents niveaux de gradation dans le cadre afin d'atteindre une résolution élevée jusqu'à 0,1 %. [55]

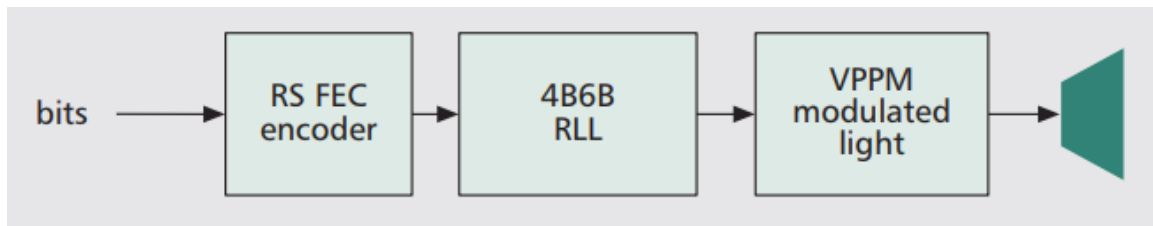


Figure 4.7: Schéma fonctionnel de l'émetteur VPPM. La figure montre que les bits envoyés par les couches supérieures sont codés pour la protection contre les erreurs et pour assurer l'équilibre du courant continu [55].

4.5 La sécurité d'un système Li-Fi

La sécurité d'un système de transmission par lumière visible représente un grand défi de nos jours. Tout d'abord, la nécessité de préserver la confidentialité des informations afin que seules les personnes autorisées y aient accès, et de protéger les informations transmises sur le réseau, ce qui peut aller jusqu'à la sauvegarde de fichiers ou de mots de passe stockés sur des ordinateurs connectés en ligne, ainsi que l'accès aux systèmes et applications informatiques. Ce problème peut être résolu en obligeant les utilisateurs à utiliser des clés pour accéder à leurs postes de travail, à sécuriser les documents critiques par mot de passe et à signer numériquement leurs e-mails. Le deuxième défi de sécurité est la protection des infrastructures. Les objectifs sont de protéger contre les attaques sur la configuration des périphériques réseau, le vol de ressources réseau et par conséquent le brouillage malveillant des nœuds ou des connexions avec des données fallacieuses qui empêchent la transmission de messages légitimes [5].

4.6 Aspects physiques de systèmes Li-Fi liés à la sécurité

La technologie VLC est considérée comme plus sûre «de par sa conception» que les techniques radios traditionnelles. En effet, la directivité et l'imperméabilité élevée aux obstacles des signaux optiques dans VLC sont considérées comme un moyen plus sûr (par rapport à RF) de transmettre des données dans un environnement intérieur, rendant le signal difficile à intercepter de l'extérieur. «Ce que vous voyez est ce que vous envoyez». Il convient de noter les différences fondamentales entre les systèmes sans fil RF et VLC :

- VLC utilise des sources lumineuses du commerce qui éclairent simultanément l'environnement. Dans les systèmes d'infrastructure, un éclairage standard avec des alimentations modifiées est utilisé, et pour l'équipement de l'utilisateur final, un écran de smartphone standard et un capteur de caméra ou une simple photodiode peuvent être utilisés pour la transmission de données.

- La modulation de phase n'est pas utilisée dans les systèmes VLC — la bande de fréquence de la lumière visible se situe dans la plage de 430 à 770 THz, et la longueur d'onde correspondante est de 390 à 700 nm, ce qui est trop court pour coder des informations dans la phase des signaux (à moins avec la technologie actuelle).
- Les LED ont une zone de fonctionnement linéaire limitée pour les conversions électro-optiques, et le signal de courant modulant doit respecter des contraintes d'amplitude strictes afin d'éviter les effets non linéaires indésirables. Par conséquent, la modulation d'intensité (IM) est utilisée et le canal de transmission VLC est généralement modélisé avec des contraintes d'amplitude sur l'entrée du canal (plutôt que la contrainte de puissance moyenne conventionnelle utilisée pour RF).
- La notion de sécurité importante est que l'entropie du canal dans les systèmes VLC est plus faible que dans les systèmes RF, car les informations de phase sont manquantes.
- Dans les systèmes VLC, la composante de signal en ligne de vue (LOS) est dominante sur la composante sans ligne de vue (NLOS) contrairement à RF. Par conséquent, la réflexion du signal conduisant à des effets de trajets multiples est beaucoup moins importante en VLC.
- La polarisation de la lumière peut être utilisée à la fois comme support d'information supplémentaire et comme mesure d'amélioration de la sécurité. Comme avec d'autres composants du spectre électromagnétique, la polarisation de la lumière est modifiée lors de la réflexion, mais contrairement aux signaux Wi-Fi (par exemple), les réflexions sont moins dominantes car la communication LOS est principalement utilisée.
- Le canal VLC n'est pas réciproque (contrairement aux applications typiques du Wi-Fi et de certains autres systèmes RF) car la LED de transmission et le capteur de réception sont situés dans différentes positions physiques. [85]

4.7 Les attaques informatiques dans un réseau Li-Fi

4.7.1 Modification des données

La modification de messages désigne une attaque dans laquelle un agresseur effectue des ajouts ou des suppressions dans le contenu de la communication du réseau.

Par exemple, un message qui dit "Autoriser B à lire" peut être modifié à "Autoriser C à lire".

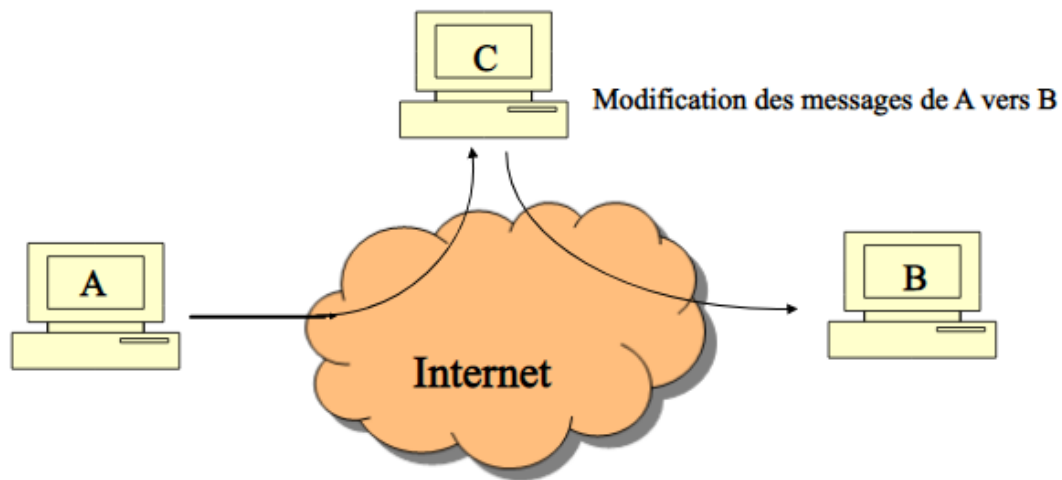


Figure 4.8 : Une attaque par modification de données [127].

4.7.2 Le déni de service

Une cyber-attaque sur un ordinateur ou un site web avec l'intention de refuser des services aux utilisateurs visés. Le but est de perturber le fonctionnement du réseau d'une organisation en refusant l'accès à ses utilisateurs. Le déni de service est souvent obtenu en inondant l'ordinateur ou la ressource visée de demandes excessives, ce qui provoque une surcharge des systèmes et empêche l'exécution de certaines ou de toutes les demandes valables.

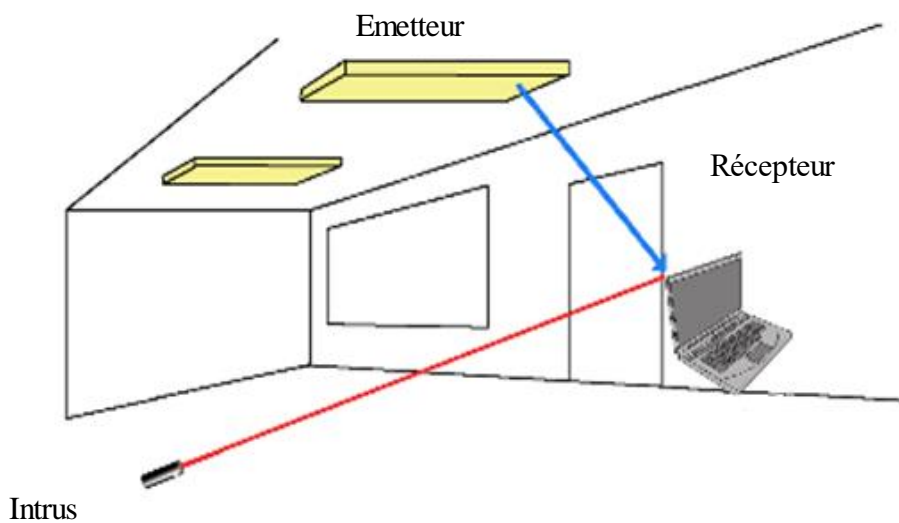


Figure 4.9 : Une attaque DoS.

La figure 4.9 montre un scénario dans lequel un attaquant a utilisé un laser pour "aveugler" le récepteur (ordinateur).

4.7.3 Attaque par reniflement

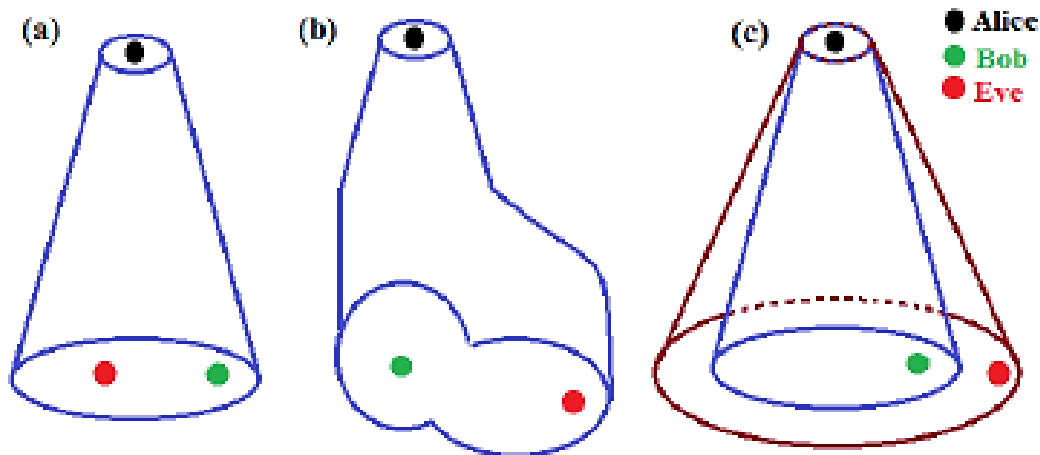


Figure 4.10 : Attaque par reniflement [85].

La figure 4.10 montre trois scénarios de l'attaque reniflement (sniffing):

- a) Alice en tant qu'émetteur envoyant les données à un récepteur (Bob). La zone vers le récepteur est structurée par le Lambertien et la composante LOS. Comme tout autre récepteur situé sous la zone d'illumination d'Alice, Eve peut recevoir le signal et renifler les messages.
- b) Eve ou un agresseur devrait se trouver en dehors de la zone de communication, cette condition peut également faire en sorte qu'Eve renifle l'information. Alors que l'emplacement de l'attaquant est en dehors de la zone couverte par l'émission d'Alice représentée sur la figure 4.10.c.

4.8 Exigences de sécurité d'un système Li-Fi

Les exigences de sécurité pour Li-Fi sont conformes aux exigences de sécurité générales pour tous les réseaux de communication de données sans fil (et dans une certaine mesure également câblés). Ils visent à protéger les transmissions VLC contre des attaques telles que l'écoute clandestine, le déni de service (DoS) ou le brouillage, l'attaque de compromission de nœud, etc. Ces exigences sont définies comme suit :

- La confidentialité limite l'accès aux données aux seuls destinataires prévus et empêche la divulgation d'informations à des entités secondaires.

- L'intégrité garantit l'exactitude des informations transmises, tandis que l'authenticité confirme l'identité d'un nœud de réseau. Habituellement, l'authentification et l'intégrité peuvent être remplies simultanément.
- La disponibilité implique que les utilisateurs sont capables d'accéder au réseau sans fil n'importe quand et n'importe où sur demande.

Pour que le système VLC remplisse les exigences ci-dessus, nous devons commencer par deux propriétés fondamentales des systèmes VLC :

1. La nature de diffusion des communications VLC rend difficile la protection des données transmises contre les spectateurs, par conséquent la confidentialité peut être potentiellement compromise.
2. La superposition de signaux peut entraîner le chevauchement de plusieurs signaux au niveau du récepteur, ce qui peut compromettre l'intégrité, l'authenticité et la disponibilité.

Comme tous les réseaux filaires et sans fil, les systèmes VLC adoptent également la pile de protocoles OSI qui se compose de la couche physique (PHY), de la couche d'accès au support (MAC), de la couche réseau, etc. Les propriétés physiques spécifiques des supports de communication légers ne se reflètent que dans les deux couches inférieures PHY et MAC. [85]

4.9 Sécurité MAC dans la norme IEEE 802.15.7

La norme IEEE 802.15.7 définit les mécanismes de sécurité pour le MAC qui peuvent être demandés par les niveaux de protocole supérieurs. La norme suppose que la confidentialité et l'intégrité de la transmission des données doivent être assurées par des méthodes cryptographiques, tandis que leur mise en œuvre ne doit pas être inutilement compliquée, et en particulier ne doit pas consommer excessivement de ressources telles que la puissance de calcul, le stockage et l'énergie disponible. Cette exigence vient des applications VLC dans PAN (réseaux personnels) et BAN (réseaux corporels) où les ressources informatiques sont considérablement limitées. Cependant, les réseaux VLC trouvent également leur utilisation en tant que technologie LAN (ou en tant qu'augmentation LAN), d'où les solutions de sécurité actuellement présentes dans la norme peuvent s'avérer trop faibles.

La sécurité au niveau MAC dans la norme IEEE 802.15.7 est basée sur la cryptographie à clé symétrique. Les méthodes de génération et de gestion des clés dépassent le cadre de la norme. La protection des trames au niveau MAC est gérée comme suit : (1) pour la communication d'égal à égal, une « clé de liaison » utilisée uniquement par les pairs est utilisée ; (2) pour la

communication entre un groupe d'appareils, une « clé de groupe » partagée est utilisée. Cette solution permet une certaine flexibilité et un compromis spécifique à l'application entre les coûts de stockage et de maintenance des clés par rapport à la protection cryptographique fournie. Le cryptage est basé sur l'AES 128 bits en mode CBC-MAC. De plus, un compteur d'images clés est utilisé pour forcer l'initialisation des clés et empêcher les attaques par rejeu. Le chiffrement de trame est fourni pour les données, la charge utile de balise et la charge utile de commande.

La norme définit huit niveaux de sécurité allant de zéro au chiffrement plus protection d'intégrité :

- Niveau 0 / "Aucun" - pas de cryptage et pas d'intégrité ;
- Niveaux 1, 2, 3 - pas de cryptage, intégrité uniquement fournie par les algorithmes de contrôle d'intégrité du message (MIC) ;
- Niveau 4 – cryptage uniquement ;
- Niveaux 5, 6, 7 - cryptage et MIC ;

La norme introduit les risques suivants :

- Il existe un risque important que dans les applications pratiques, la sécurité soit désactivée par défaut ou ne soit pas implémentée du tout (les mesures de sécurité sont facultatives).
- Certains des champs d'en-tête MAC ne sont pas cryptés. Cela peut conduire à des types d'attaques déjà décrits et mis en œuvre pour les réseaux Wi-Fi (802.11).
- La norme ne définit pas la protection du matériel de chiffrement ou la distribution des clés (comme, par exemple, dans la pile de protocoles IEEE 802.15.4).
- Si une clé de groupe est utilisée, la protection n'est fournie que contre les appareils externes et non contre les internes malveillants potentiels.

4.9.1 Structure de la trame MAC

Chaque trame MAC, comme le montre la figure 4.11, est constituée des composants de base suivants [118]:

- Un contrôle de trame, un numéro de séquence, des informations d'adresse et des informations de sécurité sont tous inclus dans un en-tête MAC (MHR – MAC Header).
- Une unité de données de service MAC (MSDU – MAC Service Data Unit) de longueur variable contenant des informations spécifiques à la trame. Il n'y a pas de charge utile dans les trames d'accusé de réception.

- Séquence de contrôle de trame (FCS - Frame Control Sequence) dans un champ de pied de page MAC (MFR - MAC Footer). [86, 118]

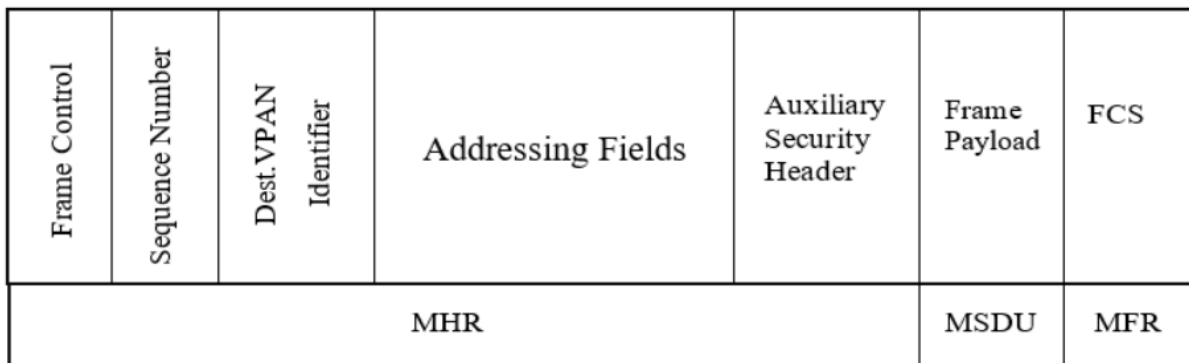


Figure 4.11: Le schéma de la trame MAC [118].

4.9.2 Topologies des réseaux VLC

La norme VPAN IEEE 802.15.7 autorise trois topologies : pair-à-pair, étoile et mode de diffusion (Figure 4.12).

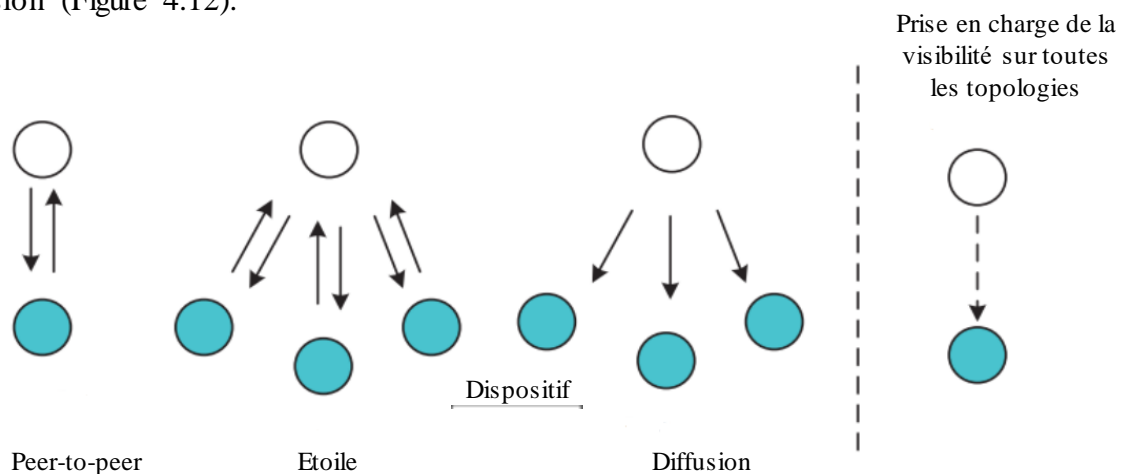


Figure 4.12 : Les topologies MAC prises en charge par la norme IEEE 802.15.7 [118].

- Topologie pair-à-pair : Les échanges peuvent avoir lieu directement entre deux appareils sans qu'il soit nécessaire de recourir à un coordinateur de réseau.
- Topologie en étoile : Tous les transferts de données sont gérés par un coordinateur de réseau.
- Topologie en mode diffusion : En mode diffusion, un appareil peut envoyer un signal à d'autres appareils sans créer de réseau. La communication est unidirectionnelle et l'adresse de destination n'est pas nécessaire. [87, 118]

4.10 Sécurité de la couche physique dans VLC

4.10.1 Fondements théoriques du PLS

La sécurité de la couche physique dans l'approche théorique de l'information est le domaine de recherche lié à la sécurité le plus développé dans VLC et comprend des sujets tels que les zones de communication de confiance, la génération de bruit artificiel, les techniques de formation de faisceau et la génération de clé secrète basée sur PHY.

Les mesures de sécurité « conventionnelles » mises en œuvre à partir du MAC reposent sur un cryptage de bout en bout, une authentification cryptographique forte, une protection par mot de passe et des mécanismes de contrôle d'accès pour garantir les exigences de la CIAA. Ces mesures reposent sur des algorithmes cryptographiques forts : symétriques (ex. AES) pour le chiffrement de bout en bout et asymétriques (clé publique-privée, par exemple. RSA) pour l'authentification, l'établissement et la transmission de clés symétriques.

Les schémas cryptographiques peuvent être considérés comme sûrs tant que la puissance de calcul des espions et des attaquants reste inférieure à certaines limites. Par exemple, il est supposé que les espions ne disposent pas d'une puissance de calcul suffisante pour effectuer, dans un délai raisonnable, une attaque par force brute sur le mot de passe, ou factoriser la clé privée pour obtenir et déchiffrer le message chiffré. Comme l'ont montré les expériences précédentes avec les WLAN, cette hypothèse n'est pas toujours valable. On ne peut pas non plus ignorer la possibilité d'un défaut dans la mise en œuvre de l'algorithme cryptographique ou la possibilité d'une attaque par canal secondaire qui conduira à une compromission de clé. PLS est un complément intéressant à la protection basée sur la cryptographie, car il introduit une couche de secret supplémentaire qui est prouvée inviolable quelle que soit la puissance de calcul des attaquants. Le PLS est également une option intéressante pour les solutions de confidentialité autonomes légères pour les systèmes qui sont limités en matériel et/ou en énergie, par exemple dans les applications IoT.

4.10.2 Structure de la trame PHY

La structure de la trame PHY, illustrée à la Figure 4.13, est constituée de trois composants principaux [87, 118] :

Preamble	PHY header	HCS (CRC)	Optional fields	PSDU
SHR	PHR			PHY payload

Figure 4.13 : Le schéma de la trame physique (PHY) [118].

- L'en-tête de synchronisation (SHR - Synchronization Header) est le préambule qui est utilisé pour acquérir la synchronisation de l'horloge.
- Un en-tête PHY, un champ HCS (Header Check Sequence) et des champs facultatifs constituent le bloc PHR. L'en-tête PHY fournit des paramètres décrivant comment les données doivent être transférées, le composant HCS permet de vérifier les erreurs et les champs facultatifs permettent de fournir des informations plus particulières [118].
- La charge utile de la trame est stockée dans l'unité de données de service PHY (PSDU - PHY Service Data Unit). [88, 118]

4.11 Conclusion

On a présenté dans ce chapitre les techniques de modulation dans les systèmes Li-Fi. Ces techniques devraient satisfaire aux exigences d'éclairage et de communication. Les techniques de modulation à porteuse unique offrent une solution simple pour les canaux Li-Fi plats en fréquence. Des débits de données faibles à moyens peuvent être atteints en utilisant des techniques de modulation mono-porteuse. Les techniques de modulation multi-porteuse offrent une solution à haut débit de données qui peut adapter les performances du système à la réponse en fréquence du canal. De nombreuses variantes de techniques de modulation OFDM optique ont été proposées dans les recherches publiées pour satisfaire certaines exigences d'illumination et/ou de communication.

On a également parlé de la sécurité de la couche physique et MAC dans les systèmes Li-Fi. La sécurité au niveau de la couche physique peut compléter les approches de sécurité basées sur la cryptographie de la couche MAC. Les techniques PLS sont manifestement impénétrables, indépendamment des capacités informatiques de l'espion. La PLS est également une option de sécurité intéressante pour les appareils légers dont la puissance de calcul et l'énergie sont limitées. La PLS pour les systèmes sans fil en est actuellement aux premiers stades de développement. Le VLC semble être une plate-forme intéressante pour son

lancement. On a également cité quelques attaques sur le réseau Li-Fi dont on a proposé une solution dans le chapitre (05).

Sommaire

5.1 Problématique.....	97
5.2 Introduction.....	98
5.3 Méthodes de codage et du contrôle d'erreurs.....	99
5.4 Construire le corps F.....	100
5.4.1 Rappels sur les corps.....	100
5.4.2 Corps de Galois.....	101
5.5 Les codes correcteurs de Reed Solomon.....	103
5.5.1 Définitions.....	103
5.5.2 Encodage des codes Reed Solomon.....	104
5.5.3 Décodage des codes Reed Solomon.....	107
5.6 Berlekamp-Massey.....	109
5.6.1 Définitions.....	109
5.6.2 Algorithme de Berlekamp-Massey.....	110
5.6.3 Algorithme modifié : Berlekamp Massey-XOR.....	111
5.6.4 Encodage selon Berlekamp Massey-XOR.....	113
5.6.5 Décodage selon Berlekamp Massey-XOR.....	115
5.6.6 La correction d'erreurs selon Berlekamp Massey-XOR.....	115
5.6.7 Démonstrations.....	115
5.6.8 Complexité linéaire des LFSRs.....	118
5.7 Environnement de simulation.....	119
5.8 Applications et Résultats.....	120
5.9 Conclusion.....	126

5.1 Problématique

Le LiFi ou Li-Fi vient des termes “light fidelity”, une technologie sans fil qui faisait encore partie de la science-fiction il y a quelques années, et comme la plupart des réseaux sans fil le sujet de la sécurité et de prévention contre les attaques informatiques est primordial.

Nous ne pouvons pas supposer que le Li-Fi est sécurisé par conception simplement parce que la lumière ne traverse pas la plupart des murs et que la composante LOS est dominante dans la transmission. Des attaques telles que l'écoute des systèmes VLC depuis l'extérieur d'une pièce est possible, par exemple via un trou de serrure ou une fenêtre.

La problématique que nous posons dans ce mémoire est comment envoyer un message de manière confidentielle à travers le signal du Li-Fi et corriger les erreurs de transmissions tout en garantissant un aspect sécuritaire.

5.2 Introduction

La détection et la correction d'erreurs sont des approches de la théorie de l'information et du codage ayant des applications dans les télécommunications, qui permettent la transmission fiable de données numériques par des systèmes de communication instables. De nombreux canaux de communication sont sensibles au bruit de canal, qui peut introduire des erreurs pendant la transmission de la source au récepteur. Les techniques de détection des erreurs sont utilisées pour découvrir ces erreurs, tandis que la réparation des erreurs est utilisée dans de nombreuses circonstances pour recréer les données originales.

De ce fait, on aura deux étapes :

- Détection des erreurs dues au bruit ou à d'autres détériorations pendant la transmission de l'émetteur au récepteur ;
- La correction d'erreurs qui consiste à reconstruire les données d'origine sans erreur.

Toutes les méthodes de détection et de réparation des erreurs ajoutent des données supplémentaires (redondance) à un message, que les récepteurs peuvent utiliser pour vérifier la cohérence du message et récupérer les données corrompues. Les systèmes de détection et de correction des erreurs peuvent être systématiques ou non systématiques. Dans un système systématique, l'expéditeur envoie les données originales, puis ajoute aux bits de données un nombre prédéterminé de bits de contrôle (ou données de parité) dérivés des bits de données par un algorithme déterministe. Si une simple détection des erreurs est nécessaire, un récepteur peut appliquer la même procédure aux bits de données reçus et comparer la sortie aux bits de contrôle reçus ; si les valeurs ne correspondent pas, une erreur s'est produite pendant la transmission. Dans un système de codage non systématique, le message original est transformé en un message codé contenant les mêmes informations et comportant au moins autant de bits que le message original. Pour obtenir des performances de contrôle d'erreur efficaces, le schéma doit être sélectionné sur la base des caractéristiques du canal de communication. Deux modèles de canal typiques sont les modèles sans mémoire, dans lesquels les erreurs se produisent de manière aléatoire et avec une certaine probabilité, et les modèles dynamiques, dans lesquels les erreurs se produisent principalement en rafales. En

conséquence, les codes de détection et de correction d'erreurs sont classés comme détection et correction d'erreurs aléatoires ou détection et correction d'erreurs en rafales.

Certains codes peuvent également être appropriés pour une combinaison de défauts aléatoires et en rafale. [89]

5.3 Méthodes de codage et du contrôle d'erreurs

En général, la communication est définie comme une application de transmission et de réception de données d'un endroit à un autre sur une longue distance. Si nous modifions la référence, cela peut également inclure la transmission et la réception de données au même endroit mais à un moment différent, ce qui signifie le stockage et la récupération des données. Par conséquent, le stockage est une composante de la communication. Nous rencontrons des problèmes dans n'importe quelle application système, que ce soit dans la communication ou le stockage. Les erreurs de transmission sont principalement causées par le bruit, les interférences électromagnétiques, la diaphonie, les limitations de bande passante, etc. Des erreurs de stockage peuvent survenir à la suite d'une augmentation du flux magnétique, comme dans le cas d'un disque magnétique, ou à la suite de changements de bits parasites causés par des interférences électromagnétiques, comme dans le cas de la DRAM (Dynamic Random Access Memory, un type de mémoire généralement utilisé pour les données ou le code de programme). Par conséquent, traiter ces problèmes au fur et à mesure qu'ils surviennent est une préoccupation. La première étape consiste à identifier le problème. Et, une fois le problème identifié, deux options s'offrent à pour continuer.

- Demande de répétition automatique (ARQ)

Dans cette technique, le récepteur détecte d'abord l'erreur puis envoie un signal à l'émetteur pour retransmettre le signal. Cela peut se faire de deux manières (i) en mode de transmission continue (ii) en attente d'accusé de réception (un message envoyé par le récepteur pour indiquer qu'il a correctement reçu une trame de données). En mode de transmission continue, les données sont envoyées par l'émetteur en continu. Chaque fois que le récepteur trouve une erreur, il envoie une demande de retransmission. Cependant, la retransmission peut être soit de type répétition sélective, soit retour en arrière de N pas. Comme son nom l'indique, en répétition sélective, les unités de données contenant des erreurs ne sont que retransmises. Pendant le retour de type N, la retransmission de la dernière unité de données N se produit. Ensuite, en attente du mode acquittement, un acquittement est envoyé par le récepteur après

qu'il a correctement reçu chaque message. Par conséquent, lorsqu'elle n'est pas envoyée, la retransmission est initiée par l'émetteur.

- Correction d'erreur directe (FEC)

Dans cette approche, l'erreur est à la fois détectée et corrigée du côté récepteur. Pour permettre au récepteur de détecter et de corriger les données, des informations redondantes sont envoyées avec les informations réelles par l'émetteur. Après avoir été initiées aux deux approches ; il faut choisir si l'approche doit être utilisée. La demande de répétition automatique est plus facile, mais si l'erreur se produit très fréquemment, la retransmission à cette fréquence réduira particulièrement le taux effectif de transmission de données. Cependant, dans certains cas, la retransmission peut ne pas nous être possible. Dans ces cas, la correction d'erreur directe serait plus appropriée. Comme la correction d'erreur directe implique des informations supplémentaires pendant la transmission avec les données réelles. Il réduit également le débit de données effectif qui est indépendant du taux d'erreur. Par conséquent, si l'erreur se produit moins fréquemment, l'approche de demande automatique est suivie en gardant à l'esprit que la retransmission est faisable. Parmi les différents FEC, nous citerons le code Reed Solomon. Il s'agit de codes correcteurs d'erreurs par blocs avec un grand champ d'applications dans le domaine des communications numériques. Ces codes sont utilisés pour corriger les erreurs dans les appareils tels que CD, DVD, communication sans fil, etc. [90]

5.4 Construire le corps F

5.4.1 Rappels sur les corps

Dans cette section, on définira les notions algébriques de base, nécessaires à rappeler pour la compréhension du chapitre.

- Notion de groupe : un groupe est un triplé (G, \times, I) , où G est un ensemble d'éléments, \times est une opération binaire sur G , et $1 \in G$ dénote l'identité. G doit avoir les caractéristiques suivantes :
 1. \times est fermé. Pour tout $a, b \in G$, on a : $a \times b \in G$.
 2. \times est associatif. Pour tout $a, b, c \in G$, on a : $(a \times b) \times c = a \times (b \times c)$.
 3. Pour tout $a \in G$, on a : $a \times 1 = 1 \times a = a$.
 4. Pour chaque $a \in G$, il existe un élément $a^{-1} \in G$ tel que $a \times a^{-1} = a^{-1} \times a = 1$ (a^{-1} est appelé l'inverse de a).

- Notion de corps : un corps est défini comme un tuple $(F, +, \times, 0, 1)$, où F est l'ensemble des éléments, $+$ est l'opérateur d'addition, \times est l'opérateur de multiplication, $0 \in F$ est l'identité additive, et $1 \in F$ est l'identité multiplicative. F doit avoir les caractéristiques suivantes :
 1. $(F, +, 0)$ est un groupe.
 2. \times est associatif et distributif sur $+$.
 3. $(F \setminus \{0\}, \times, 1)$ est un groupe.

Il convient de noter que nous utilisons fréquemment l'expression "le corps F " pour indiquer "le corps dont l'ensemble est F , en utilisant les opérateurs habituels pour cet ensemble".

Les corps avec lesquels nous travaillons fréquemment comprennent les nombres réels, complexes et rationnels. L'ensemble des nombres entiers n'est pas un corps. Il satisfait aux deux premières propriétés, mais pas à la troisième, car tous les entiers n'ont pas d'inverses multiplicatifs. Un ensemble comme les entiers qui satisfait aux deux premières propriétés des corps est appelé "anneau" [116].

5.4.2 Corps de Galois

Nous abordons maintenant la question de la construction du corps F d'où sont tirés les coefficients de $f(x)$ le polynôme de rétroaction autrement dit le polynôme localisateur d'erreurs. Un résultat fondamental de la théorie des nombres est que si p est premier, alors l'ensemble des entiers modulo p (noté Z_p) est un corps. Ainsi, s'il existe un nombre premier p de chiffres possibles, nous pouvons utiliser Z_p comme corps. Cependant, cela est vrai si et seulement si p est premier.

Malheureusement, dans les applications informatiques, nous sommes susceptibles de vouloir des chiffres que nous pouvons coder avec $m > 1$ bits ; par exemple, des caractères de 8 bits. Cela signifie que nous avons un nombre non premier 2^m de chiffres possibles.

Heureusement, il est possible de prouver que pour tout nombre premier p et tout nombre naturel m , il existe un corps fini comportant p^m nombres. Il existe un moyen de générer un tel corps. On l'appelle un corps de Galois, et on peut montrer que tout corps fini de taille p^m est isomorphe à un corps de Galois [116].

Les corps de Galois sont construits à l'aide de $Z_p[x]$, l'ensemble des polynômes à coefficients dans Z_p .

Nous avons l'habitude de traiter des polynômes à coefficients réels (polynômes dans $\mathbb{R}[x]$), aussi l'arithmétique des polynômes dans $\mathbb{Z}_p[x]$ peut sembler contre-intuitive. Prenons $F = \mathbb{Z}_2$, par exemple.

Un petit rappel sur le fonctionnement de l'arithmétique modulo 2 :

$$0 + 0 = 0$$

$$0 + 1 = 1$$

$$1 + 0 = 1$$

$$1 + 1 = 0$$

Prenons comme exemple $a, b \in \mathbb{Z}_2[x]$, $a(x) = x^2 + x$, $b(x) = x$. L'addition sera :

$$a(x) = 1x^2 + 1x$$

$$b(x) = 0x^2 + 1x$$

$$a(x) + b(x) = 1x^2 + 0x = x^2$$

Ce qui donne un résultat différent, si $a(x), b(x) \in \mathbb{R}[x]$, dans ce cas, nous aurions eu $a(x) + b(x) = (x^2 + x) + (x) = x^2 + 2x$.

Nous pouvons effectuer toutes les opérations fondamentales sur les "corps de Galois". L'addition dans un corps fini $\text{GF}(2)$ correspond à une addition modulo 2, donc l'addition de tous les éléments d'un "corps de Galois" formé à partir du champ de base sera égale à une addition modulo 2 (XOR). La soustraction exécutera la même opération que l'addition, à savoir la fonction logique "XOR". La multiplication et la division seront des opérations modulo "taille du corps", et donc mod (2^m-1) [117].

Pour créer le corps requis, on utilise le polynôme primitif de GF. L'élément en tant que racine du polynôme de base peut être utilisé pour construire tous les éléments non nuls du corps. Chaque m peut avoir plusieurs polynômes primitifs $p(x)$ [117].

Rappel sur les polynômes primitifs :

Un polynôme primitif permet de créer le "corps de Galois" souhaité. L'élément α qui est la racine du polynôme de base peut être utilisé pour construire tous les éléments non nuls du corps. Chaque m a peut-être de nombreux polynômes primitifs $p(x)$, le tableau (Table 5.1) ci-dessous n'inclut que les polynômes ayant le moins d'éléments [117].

La table 5.1 présente les polynômes primitifs pour les principaux "corps de Galois" :

Table 5.1: Polynômes primitifs dans $GF(2^m)$ [117].

m	p(x)	m	p(x)
3	$1+x+x^3$	14	$1+x+x^6+x^{10}+x^{14}$
4	$1+x+x^4$	15	$1+x+x^{15}$
5	$1+x^2+x^5$	16	$1+x+x^3+x^{12}+x^{16}$
6	$1+x+x^6$	17	$1+x^3+x^{17}$
7	$1+x^3+x^7$	18	$1+x^7+x^{18}$
8	$1+x^2+x^3+x^4+x^8$	19	$1+x+x^2+x^5+x^{19}$
9	$1+x^4+x^9$	20	$1+x^3+x^{20}$
10	$1+x^3+x^{10}$	21	$1+x^2+x^{21}$
11	$1+x^2+x^{11}$	22	$1+x+x^{22}$
12	$1+x+x^4+x^4+x^{12}$	23	$1+x^5+x^{23}$
13	$1+x+x^3+x^4+x^{13}$	24	$1+x+x^2+x^7+x^{24}$

Remarque : Il reste d'autres propriétés sur les polynômes dans GF que nous n'avons pas citées, l'essentiel est de savoir que les coefficients des polynômes (localisateur et évaluateur d'erreurs) appartiennent à $\mathbb{Z}/_2\mathbb{Z}$.

5.5 Les codes correcteurs de Reed Solomon

5.5.1 Définitions

L'essai explore l'exemple d'un canal discret pour mettre en évidence les défis posés par la théorie du codage et les problèmes auxquels elle est confrontée. Les données à envoyer peuvent être représentées comme une suite x de symboles tirés d'un ensemble limité (il s'agit le plus souvent de bits 0 et 1). [99]

L'objectif d'un code correctif est d'assurer la livraison fiable d'un message.

- Un alphabet: un ensemble fini non vide et ses constituants sont appelés lettres ou symboles ;
- Un mot de code : est un ensemble de valeurs dans un alphabet qui correspond à un ensemble de lettres ;
- Un signal d'horloge est un signal électrique qui oscille et régule de manière rythmique les actions d'un circuit. Sa période est appelée cycle d'horloge. [100]

À chaque cycle d'horloge, les sorties des bascules peuvent être utilisées pour exécuter des calculs. L'horloge assure que les données sont valides pour le prochain cycle

d'horloge, c'est-à-dire que les calculs sont terminés et que les résultats sont stabilisés. Par conséquent, le temps de cycle est fonction de la durée maximale autorisée pour chaque calcul [100] ;

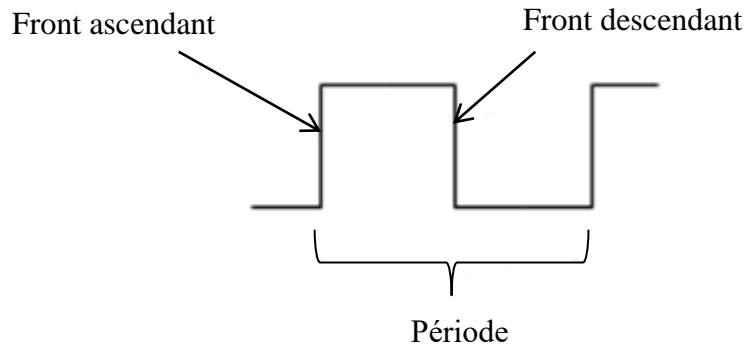


Figure 5.1: Un cycle d'horloge.

- Redondance : En théorie de l'information, la redondance est définie comme le nombre de bits requis pour transmettre un message moins le nombre de bits correspondant aux informations réellement incluses dans ce message [101] ;
- Un additionneur de degrés : Un additionneur est un circuit logique utilisé pour effectuer l'addition. Ce circuit est largement utilisé dans les ordinateurs pour les calculs arithmétiques, mais il est également utilisé dans le processeur pour calculer les adresses et les index de base de données [103].
- Un canal discret : est un canal de communication qui permet de transmettre un nombre fini de symboles [105].

5.5.2 Encodage des codes Reed Solomon

Les codes de correction d'erreur de Reed Solomon (RS) fonctionnent sur un ensemble de données qui est représenté comme un ensemble d'éléments d'un corps finis appelés symboles. Les problèmes de symboles multiples peuvent être identifiés et résolus à l'aide des codes RS. Noté RS (N,K), où N est le nombre de bits dans le mot de code, et K est le nombre de bits dans le mot d'information et d'une autre manière c'est le nombre de symboles d'erreurs que le code RS peut corriger. Nous spécifions deux variables, m qui détermine la longueur des symboles et t limite le nombre maximum de symboles pouvant être rectifiés pour chaque couple RS (N,K) [91].

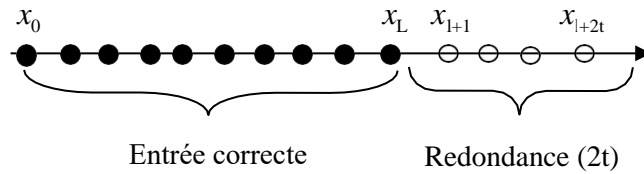


Figure 5.2: Un mot de code de Reed Solomon

L'encodage et le décodage Reed Solomon peuvent être effectués dans un logiciel ou sur du matériel spécialisé.

1) Arithmétique dans le corps de Galois : Les calculs des codes de Reed Solomon sont fondées sur une branche des mathématiques connue sous le nom de "corps de Galois" ou "corps fini". Ce corps peut effectuer des opérations arithmétiques (+, -, x, /, etc.). Ces opérations arithmétiques doivent être effectuées par un encodeur ou décodeur Reed Solomon. Pour construire le générateur polynomial, certaines fonctionnalités matérielles ou logicielles sont requises. [92] [94]

2) Polynôme générateur : Un mot de code de Reed Solomon produit par un polynôme particulier. Ce polynôme générateur divise parfaitement tous les mots de code légaux. La forme globale de ce polynôme est $g(x) = (x - \alpha)(x - \alpha^2) \dots (x - \alpha^{2t})$, * est l'opérateur de multiplication. L'encodage est aussi simple, il suffit alors de multiplier le message par le polynôme générateur $g(x)$ pour obtenir le mot de code $c(x) = i(x) * g(x)$, où α est une racine primitive du corps $GF(2^8)$.

3) Générateur de parité : Dans un mot de code Reed Solomon systématique, les $2t$ symboles de parité sont donnés par le polynôme de contrôle $p(x) = i(x) * X^{N-K} \text{ mod } g(x)$, avec $2t = N - K$ (N : le nombre de bits du mot de code et K : le nombre de bits du mot d'information).

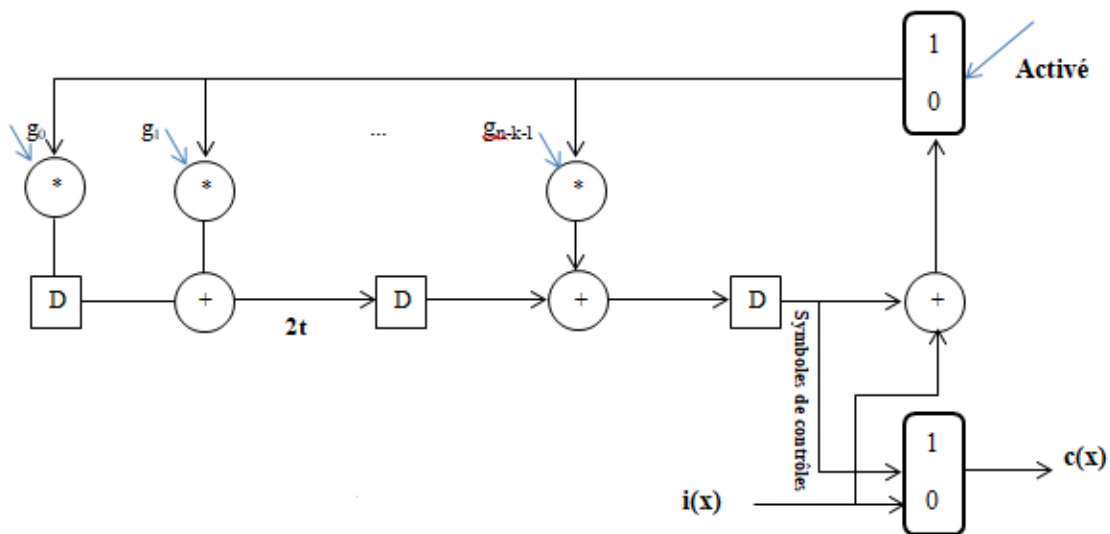


Figure 5.3: Schéma détaillé d'un encodeur Reed Solomon. \oplus : Additionneur de degré (Addition dans GF), \otimes : Multiplication dans GF, \boxed{D} : Un registre à m bits. Les g_i représentent les coefficients du polynôme générateur. $i(x)$ représente le mot d'information.

D'après l'architecture du codeur, chaque nombre est associé à une entrée du polynôme $g(x)$ (les g_i dans la figure 5.3), le mot d'information $i(x)$ est également spécifié dans le codeur. On applique une addition logique après une multiplication dans GF entre les coefficients du polynôme générateur $g(x)$ et les m bits stockés dans l'additionneur D qui définissent la longueur des symboles. Le mot de code $c(x)$ au niveau du codeur Reed Solomon sera formé à partir d'une multiplication entre le mot d'informations $i(x)$ et le polynôme générateur $g(x)$. Après viendra le calcul des symboles de contrôle ou symbole de parité (2t). Ce processus se poursuit jusqu'à ce que tous les k symboles (éléments) de $i(x)$ aient été entrés dans le codeur. [91]

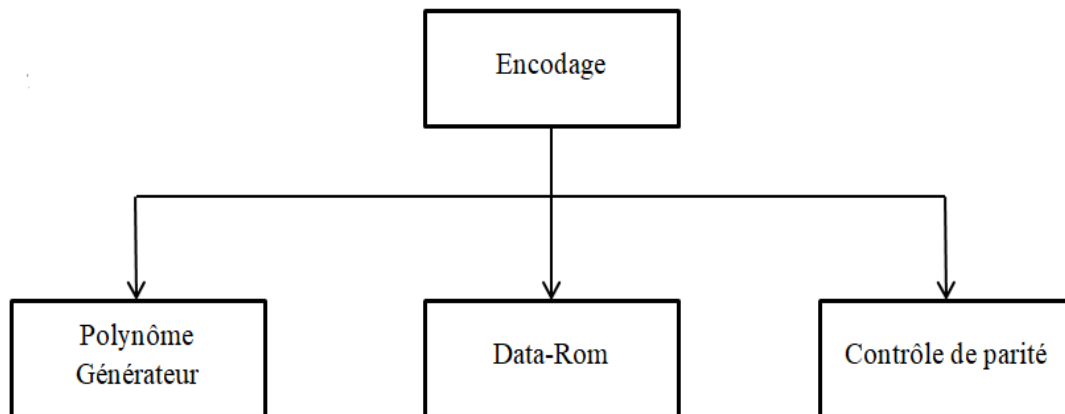


Figure 5.4: Diagramme d'un encodeur Reed Solomon.

À ce stade, la logique de contrôle de sortie n'autorise que le chemin du fichier d'entrée, tandis que le chemin d'égalité reste désactivé [92]. Avec les coordonnées de sortie d'environ un cycle d'horloge, le codeur émet la dernière trame de données avec la $(k + 1)^{\text{th}}$ horloge. De plus, la logique de contrôle de rétroaction alimente la sortie de l'additionneur dans le bus pendant les k premiers cycles d'horloge. Une période d'au moins n-k cycles d'horloge de l'horloge après l'entrée de la dernière trame dans le codeur, c'est-à-dire au k^{th} cycle d'horloge [91].

De manière générale, un codeur RS permet de calculer le polynôme d'information $i(x)$ de degré $(K-1)$ et le polynôme générateur $g(x)$ de degré $(N-K)$ pour avoir le mot de code $c(x)$ de degré $(N-1)$, qui est ensuite décodé par le décodeur RS.

5.5.3 Décodage des codes Reed Solomon

Le principe de base du décodeur Reed Solomon consiste à identifier une séquence incorrecte de quelques termes, qui, ajoutée aux données entrantes, donne un mot de code valide. Pour déchiffrer ces codes, de nombreux procédés doivent être mis en œuvre [93]. Figure 5.5. En raison de la quantité limitée de symboles que le codage Reed Solomon peut corriger, il donne de mauvais résultats avec un bruit impulsif de longue durée ou un bruit aléatoire normal. La complexité linéaire de l'encodage des codes RS est $O(n \log n)$, pour le décodage elle est $O(n \log^2 n)$. Ceci nous a poussé à proposer un autre algorithme de correction d'erreurs tout en gardant la notion de codes RS [91, 92].

Le décodeur RS peut détecter la position et la longueur de jusqu'à t erreurs (ou $2t$ suppressions) et les corriger [91].

Étapes pour décoder le code RS :

- (1) Déterminer le générateur de syndrome ;
- (2) Utilisez l'algorithme de Berlekamp ou l'algorithme d'Euclide pour former le polynôme d'erreur;
- (3) Trouvez les racines de ce polynôme; généralement, cela se fait à l'aide de l'algorithme de recherche de Chien ;
- (4) Donner la position des erreurs par l'algorithme de Forney ou tout autre algorithme de calcul matriciel;
- (5) Corriger les symboles erronés en ajoutant le polynôme évaluateur d'erreurs au mot d'information, après on inverse tous les bits erronés un par un avec l'opération XOR pour avoir le mot de départ [94].

La table 5.2 décrit les variables et leur rôle dans le décodage des codes RS, utilisées dans la figure 5.5.

Table 5.2: Variables de décodage des codes RS.

Variable	Rôle
$r(x)$	Le mot de code reçu
$S(x)$	Syndromes
$\omega(x)$	Polynôme évaluateur d'erreur
$\omega(\alpha_i)$	Polynôme évaluateur d'erreur évalué pour tous les éléments inclus dans $GF(2^m)$
$\sigma(x)$	Polynôme de localisation d'erreurs
$\sigma(\alpha_i)$	Polynôme de localisation d'erreurs évalué pour tous les éléments inclus dans $GF(2^m)$

$\sigma'(\alpha_i)$	Dérivé de l'erreur polynôme de localisation évalué pour tous les éléments dans GF (2^m)
$c(x)$	Le mot de code corrigé

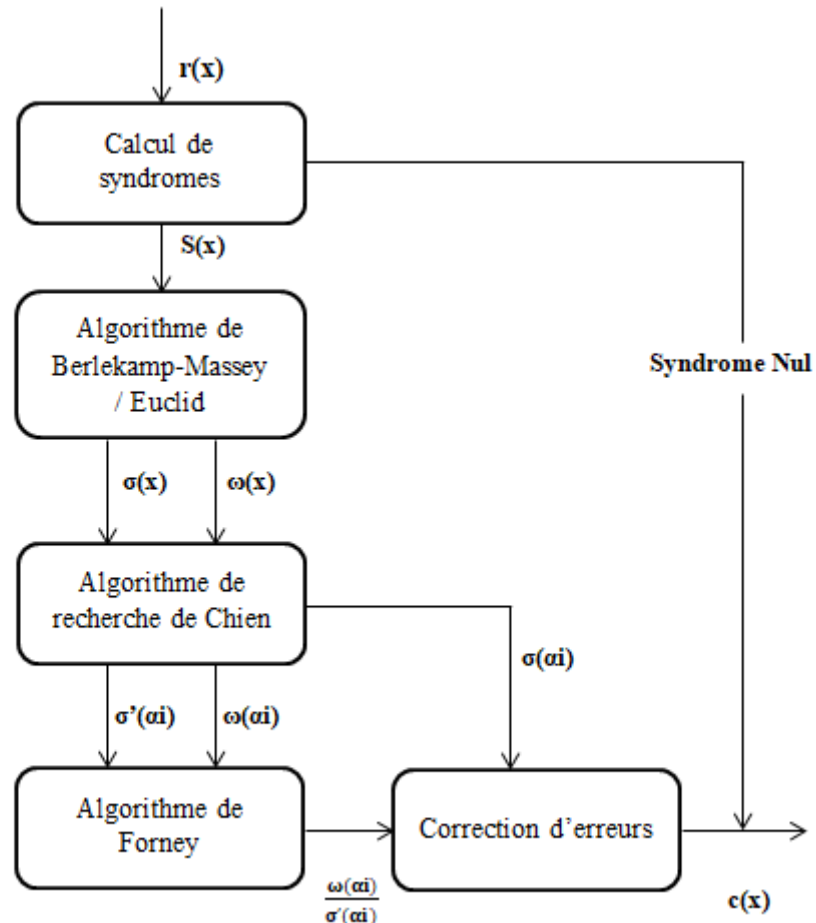


Figure 5.5: Diagramme d'un décodeur Reed Solomon.

Exemple 1: Le tableau suivant montre le résultat affiché par MATLAB pour l'algorithme de Reed Solomon, je n'ai pas mentionné toutes les opérations ; pour plus d'informations sur les équations de calculs se référer à [117] et [119].

On considère le code RS(15,11) :

La capacité de correction d'erreurs de ce système : $N-K = 2t \rightarrow 15-11 = 4 \rightarrow t = \frac{N-K}{2} = 2$.

Le nombre de bits par symbole : $N = 2^m - 1 \rightarrow 2^m = 16 \rightarrow m = \frac{\ln(16)}{\ln(2)} = 4 \rightarrow \text{GF}(2^4)$.

Résultat affiché par MATLAB

```
>> rs_test
Construction de GF(2^4)
```


Le polynôme primitif (table 5.1):

1 1 0 0 1

Element primitif (capacité de correction d'erreurs): 2

GF construit!

Calcul du polynôme générateur de RS

Construction du code N=15 K=11 R=4 sur GF(16)

g(x): 7 8 12 13 1

*****ENCODAGE*****

Les données aléatoires à encoder (11 symboles): 9 4 10 11 11 7 1 3 14
2 13

Le mot de code codé (15 symboles):

1 6 7 12 13 2 14 3 1 7 11 11 10 4 9

*****DONNEES ERRONEES*****

Vecteur d'erreurs aléatoire (max 2 erreurs):

0 0 0 0 0 0 2 0 0 0 0 0 0 0 9

Détection d'une erreur 2 à la position 6

Détection d'une erreur 9 à la position 14

Nombre d'erreurs réelles: 2

Mot de code avec erreurs:

1 6 7 12 13 2 12 3 1 7 11 11 10 4 0

*****DECODAGE*****

Utiliser l'algorithme de BM pour calculer le polynôme localisateur d'erreurs f(x)

f(x): 1 5 6

Le vecteur de syndrome: 6 2 13 0

Le décodeur indique la présence d'une erreur

Le décodeur indique que nous avons des données correctes..

Données récupérées:

9 4 10 11 11 7 1 3 14 2 13

Erreurs dans les données récupérées: oui ou non

NON: 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0

*****DECODAGE PARFAIT*****

Le temps écoulé pour le décodage 2.259680e-02 secondes

>>

5.6 Berlekamp-Massey

5.6.1 Définitions

- Un registre à décalage à rétroaction linéaire (LFSR) est un dispositif électrique ou logiciel qui crée une série de bits pouvant être considérée comme une séquence

linéaire récurrente sur le corps fini F_2 à deux composantes (0 et 1). Cette notion a été élargie pour inclure tous corps fini. C'est un registre à décalage à rétroaction linéaire, ce qui signifie que le bit entrant est le résultat d'une opération OU exclusif (ou XOR) entre plusieurs bits du registre, cette opération servant également d'addition sur le corps fini F_2 . Les LFSR sont utilisés en cryptographie pour générer des séquences de nombres pseudo-aléatoires. La fonction de rétroaction est ensuite sélectionnée pour produire la plus longue durée possible [102]. A partir de cette définition on peut définir le polynôme de rétroaction qui permet de localiser les erreurs de transmissions, qui de plus est le polynôme de degré minimal du LFSR possible qui génère le message, la forme du polynôme de rétroaction appelé aussi polynôme localisateur d'erreurs est détaillée dans la partie démonstrations.

- **Définition 6.1.1** Soit $(S_n)_{n \geq 0}$ la suite binaire à envoyer. Pour chaque (S_n) on définit le polynôme $S(x)$ appelé polynôme de rétroaction de la forme :

$$S(x) = 1 + s_1x + \dots + s_nx^n \quad (6.1)$$

- **Définition 6.1.2** A partir de l'équation (6.1) on définit le polynôme localisateur comme suit:

$$f(x) = \prod_{i=1}^L (1 + c_i x) \quad (6.2)$$

Avec :

c_1, c_2, \dots, c_L : les coefficients du polynôme $f(x)$, appelés coefficients de rétroaction, qui sont des éléments de F_2 , et sont des binaires ;

5.6.2 Algorithme de Berlekamp-Massey

Berlekamp-Massey est une variante des codes correctifs de Reed Solomon, qui consistent d'une part à construire un LFSR de longueur $L \cdot N$ pour tout N , et un polynôme de sortie f_N qui permet de générer les N premiers bits de séquences [95].

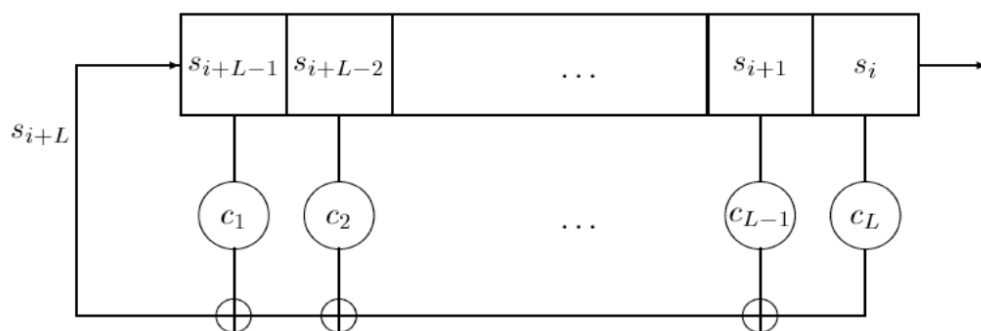


Figure 5.6: Un LFSR de longueur L.

Les séquences envoyées (codées) doivent être un multiple d'un polynôme $S(x)$, appelé polynôme générateur, connu à l'avance de l'émetteur et du récepteur. On peut montrer que pour $N = 2L$, l'algorithme retourne le polynôme de retour du LFSR de départ.

Algorithme 1 Berlekamp-Massey

Entrée: $s_0; s_1; \dots; s_{N-1}$

Sortie: LFSR de taille $n = N/2$

$f(x) = 1 + c_1x + c_2x^2 + \dots + c_nx^n$

Initialisation: $f(x)=1; m=-1; L=0; g(x)=1;$

For $N = 0$ to $n-1$

calculer $d = s_N + \sum_{i=1}^L C_i S_{N-i} \text{ mod } 2$

If $d = 1$ do

$t(x) = f(x)$

$f(x) = f(x) + g(x) * x^{N-m}$

If $2L \leq N$ then $L=N+1-L, m = N, g(x)=t(x)$

Comme on a déjà mentionné précédemment, l'objectif de Berlekamp-Massey est de trouver le niveau minimal d'erreurs (L) et $f(x)$ qui conduit à tous les syndromes $S_n + C^1 S_{n-1} + \dots + C^L S_{n-L}$, à chaque itération, l'algorithme calcule la valeur d. Si $d = 0$, cela signifie que $f(x)$ et L sont corrects, nous incrémentons m et continuons. Si $d \neq 0$, l'algorithme continue de s'exécuter et recalcule à chaque fois $f(x)$ jusqu'à $d=0$. [95]. L'algorithme doit également diminuer le nombre d'erreurs (L) si nécessaire. Si "L" est égal au numéro d'erreur courant, l'écart au cours du processus d'itération devient nul avant que n ne devienne supérieur ou égal à 2L. Ou, l'algorithme mettra à jour la valeur de L et $g(x)$, diminuera L et mettra " $m = 1$ ". « $L = (N+1-L)$ » indique le nombre de syndromes valides à calculer et corriger ensuite les erreurs, et gère également le cas où L diminue de plus de 1 [95].

5.6.3 Algorithme modifié : Berlekamp Massey-XOR

L'idée de proposer cet algorithme est d'assurer une confidentialité de données et une authentification des personnes autorisées à accéder au réseau. Nous avons modifié l'algorithme de Berlekamp-Massey et proposé par la suite une méthode pour encoder, décoder et corriger les erreurs de transmission des données envoyées à travers le Li-Fi.

La modification apportée consiste à ajouter une variable k qui sert à décoder le message envoyé via le signal lumineux. Cette variable est sélectionnée par l'utilisateur parmi les nombres premiers et doit être différente de 1.

Algorithme II Berlekamp-Massey Modifié (BM-XOR)

Entrée: $s_0; s_1; \dots; s_{N-1}$
Sortie: LFSR of length $n = N/2$
 $f(x) = 1 + c_1x + c_2x^2 + \dots + c_nx^n$
Initialisation: $f(x)=1; m=-1; L=0; g(x)=1;$
For $N=0$ to $n-1$
If $N=n$, stop, sinon calculer
 $d' = s_N + \sum_{i=1}^L C_i s_{N-i} \text{ mod } k;$
If $d' = 0$ do $n=n+1$
If $d' \neq 0$ do
 $f(x) = f(x) + g(x) * x^{N-m}$
 $g(x)=t(x)$
If $2L \leq N$ then
 $L=N+1-L, m = N,$
 $t(x) = f(x)$

A chaque itération, l'algorithme calcule la valeur de d' , à la fin de déroulement de l'algorithme, nous considérerons la suite des différentes valeurs de « d' » comme la clé de chiffrement et de déchiffrement pour chaque message. La clé est générée à partir du message envoyé et de la valeur de k , et sera de la même taille que celui-ci, chaque message aura sa propre clé, on ne peut pas avoir deux messages différents avec la même clé.

Nous avons proposé également une première architecture de notre système illustrée dans la figure 5.7 :

- Sur la figure le récepteur est représenté par le smartphone parce que la lumière résultante du smartphone tend vers une lumière d'une ampoule LED.
- La block Chain (base de données) permet de stocker les différentes informations et de les transmettre, et contient l'ensemble des échanges entre ses utilisateurs depuis sa création.

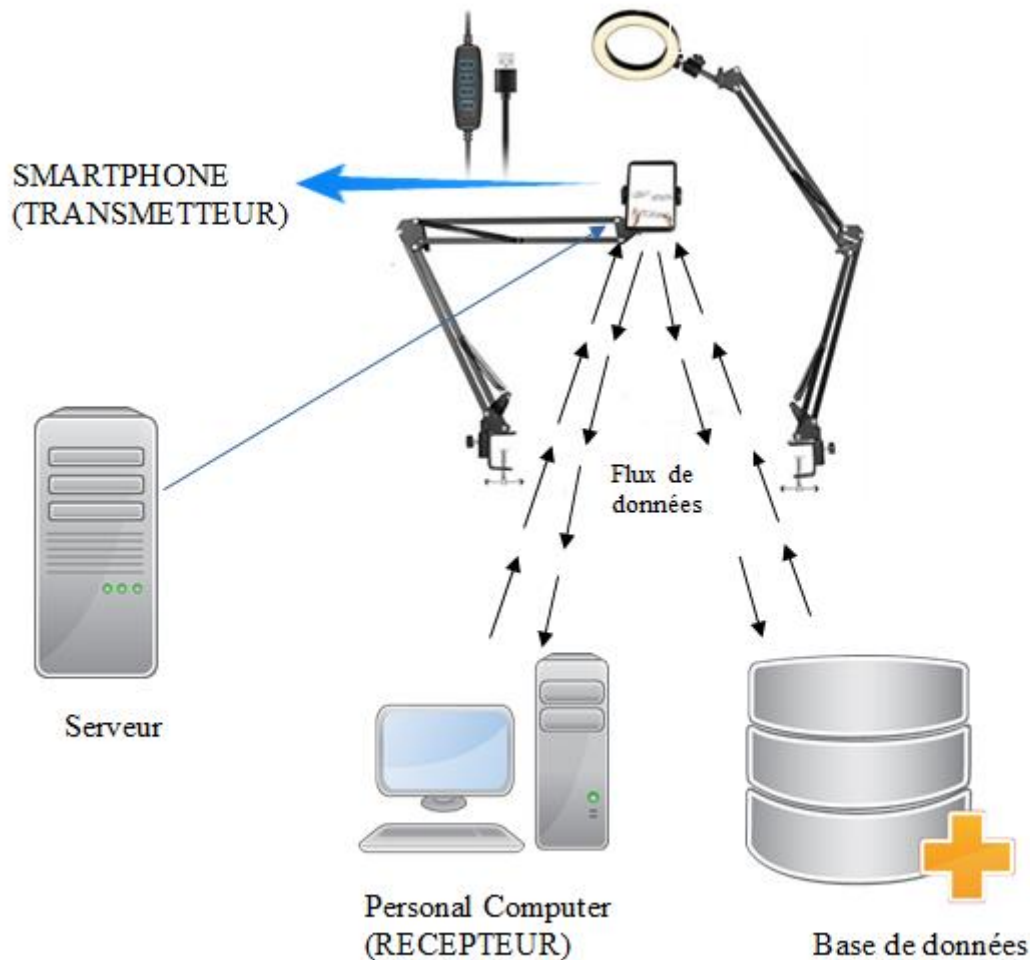


Figure 5.7: Une communication Li-Fi.

5.6.4 Encodage selon Berlekamp Massey-XOR

L'encodage se fait au niveau de l'émetteur, nous encodons l'information envoyée à travers le signal pour empêcher tout utilisateur non autorisé à accéder aux données confidentielles.

Comme nous l'avons déjà mentionné, l'objectif de notre étude est de modifier l'algorithme de Berlekamp-Massey (BM) pour encoder et décoder un message, et de proposer un algorithme pour corriger les erreurs de transmissions. Nous allons appliquer l'algorithme de Berlekamp-Massey XOR (BM-XOR) sur un exemple (Table 5.3).

Nous déroulons BM-XOR pour avoir la valeur de d' , la suite des différentes valeurs de d' constitue la clé de chiffrement et de déchiffrement.

Exemple 2: Application de l'algorithme de BM-XOR à la suite binaire 's' de longueur 5.

Soit la séquence $s = 11001$ et $k = 3$.

Table 5.3: Exemple de BM-XOR.

N	S _N	D	L	f(X)	M	g(X)
			0	1	-1	1
0	1	1	1	1 + X	0	1
1	1	2	1	1 + X	0	1
2	0	1	2	1 + X + X ²	2	1+X
3	0	1	2	1	2	1+X
4	1	1	3	1 + X ² + X ³	2	1

Le polynôme $1 + X^2 + X^3$ est le LFSR (polynôme de rétroaction) de longueur 3 qui génère la suite donnée.

Pour encoder notre message nous allons appliquer un XOR (ou logique) entre les éléments du tableau comme suit : $s \oplus f(X) \oplus d'$ (3 bits) $\oplus k$: $[1\ 1\ 0\ 0\ 1] \oplus [1\ 0\ 1\ 1\ 0] \oplus [1\ 0\ 1\ 0\ 1] \oplus [1\ 1\ 0\ 0\ 0] = [0\ 0\ 0\ 1\ 0] \rightarrow p(x)$.

Les éléments du tableau sont convertis en binaire :

- « s » est le message à envoyer en binaire : 11001 sur 5 bits, tous ce qui va suivre va être converti en binaire sur 5 bits aussi et ça selon la taille du message à envoyer.
- « f(x) » est le polynôme de rétroaction qu'on va écrire en binaire comme suit : $f(x) = 1 + X^2 + X^3 \rightarrow 10110$.
- « k » est un nombre premier différent de 1 : $k = 3 \rightarrow 11000$.
- « d' » est la clé de chiffrement : la complexité est à ce niveau, avec BM-XOR on peut avoir des valeurs de d' qui ne sont pas en binaire (0 et 1), ce qu'on va faire dans ce cas-là, est de convertir que les valeurs qui sont différentes de 0 et de 1 : $d' = 12111 = 10101$. Comme indiqué, on a convertit le (2) sur trois bits ce qui donne (010), les autres bits de 1 sont présents il suffit juste de prendre en considération la taille du message (5 bits).

On peut montrer que pour k (décimal) = d' (en binaire) c'est-à-dire si $k=5$ on chiffre d' sur 5 bits l'algorithme reste juste.

5.6.5 Décodage selon Berlekamp Massey-XOR

Le décodage se fait au niveau du récepteur, pour décoder un message, une fois de plus nous allons appliquer un XOR entre le message codé $p(x)$ et d' et k comme suit : $p(x) \oplus d'$ (3 bits) $\oplus k : [0\ 0\ 0\ 1\ 0] \oplus [1\ 0\ 1\ 0\ 1] \oplus [1\ 1\ 0\ 0\ 0] = [0\ 1\ 1\ 1\ 1] \rightarrow p'(x)$.

On gardera le même raisonnement que le codage pour la valeur de d' .

Comme indiqué le message déchiffré $p'(x)$ contient des erreurs, nous procéderons cette fois à la correction d'erreurs.

5.6.6 La correction d'erreurs selon Berlekamp Massey-XOR

La communication à travers un réseau Li-Fi entre un émetteur et un récepteur engendre des erreurs de transmissions, l'avantage de notre algorithme (BM-XOR) est d'avoir une communication sécurisée au niveau du réseau Li-Fi, il permet à la fois de chiffrer un message de le déchiffrer et de corriger les erreurs de transmissions qui sont produites. Un autre avantage de l'algorithme BM-XOR est l'absence de redondances dans le message transmis à travers le signal, contrairement à Reed Solomon.

La correction d'erreurs se fait au niveau du récepteur également et se fera en appliquant un XOR entre le message décodé $p'(x)$ et le polynôme de rétroaction $f(x)$ comme suit:

$$s = p'(x) \oplus f(x) = [0\ 1\ 1\ 1\ 1] \oplus [1\ 0\ 1\ 1\ 0] = [1\ 1\ 0\ 0\ 1]$$

5.6.7 Démonstration

Nous allons maintenant résoudre les polynômes du localisateur d'erreur et de l'évaluateur d'erreur. Une fois que nous aurons ces polynômes, nous pourrions trouver les emplacements d'erreur et les grandeurs d'erreur.

Dans ce qui suit nous considérons l'ensemble F_2 dont la somme de tous les éléments est une addition modulo 2.

Définition 6.1. Soit d la distance entre chaque symbole de la série (S_n) et les coefficients de rétroaction (C_i) tel que:

$$d = S_N + \sum_{i=1}^L C_i S_{N-i} \text{ mod } 2 \quad (6.3)$$

Avec :

L : le nombre d'erreurs ;

Sachant que C_i et S_N sont binaires :

- Si $d = 0$ c-à-dire qu'il n'y a pas de distance entre C_i et S_N . Il existe au moins un $C_i = S_N$.
- Si $d = 1$ c-à-dire qu'il y a une distance entre C_i et S_N . Il existe au moins un $C_i \neq S_N$.

Proposition 6.2. A partir de l'équation (6.3) on a alors (6.4) :

Soit :

$$d' = S_N + \sum_{i=1}^L C_i S_{N-i} \text{ mod } k \quad (6.4)$$

La distance entre S_N et C_i deux éléments de $\text{GF}(2)$.

Avec :

- S_N : les bits correspondants au message ;
- C_i : les coefficients de rétroaction ;
- L : le nombre d'erreurs ;
- k : un nombre premier différent de 1.

Ce qu'on veut démontrer :

- Si $d' = 0 \implies \exists$ au moins un $C_i = S_N$;
- Si $d' \neq 0 \implies \exists$ au moins un $C_i \neq S_N$ et $f(x) = 1 + c_1x^1 + \dots + c_nx^n$;

Preuve.

- Si $d' = 0 \implies \exists$ au moins un $C_i = S_N$:

$$d' = 0 \Leftrightarrow S_N + [C_1 S_{N-1} + C_2 S_{N-2} + \dots + C_L S_{N-L}] \text{ mod } k = 0$$

$$\Leftrightarrow S_N = 0 \text{ et } \sum_{i=1}^L C_i S_{N-i} \text{ mod } k = 0$$

$$\text{Si } C_i = S_N \Leftrightarrow \sum_{i=1}^L C_i S_{N-i} = 0 \quad \forall k \rightarrow \text{Vérfifié !}$$

- Si $d' \neq 0 \implies \exists$ au moins un $C_i \neq S_N$ et $f(x) = 1 + c_1x^1 + \dots + c_nx^n$;
- $\Leftrightarrow \exists S_N = 0$ et $\sum_{i=1}^L C_i S_{N-i} \text{ mod } k \geq 1$ ou $\exists S_N = 1$ et $\sum_{i=1}^L C_i S_{N-i} \text{ mod } k = 0$

Si $L = 0$:

- N pair ($N = 2p$ avec p un nombre entier) :

$$\Leftrightarrow [C_1 S_{2p-1} + C_2 S_{2p-2} + \dots + C_0 S_{2p}] \text{ mod } k$$

$$\Leftrightarrow p = 0 : [C_1 S_{0-1} + C_2 S_{0-2} + \dots + C_0 S_0] \text{ mod } k = 1 \rightarrow \text{Vérfifié ! } \forall k \quad \exists C_i = S_N \text{ ou } C_i \neq S_N$$

$$\Leftrightarrow p = 1 : [C_1 S_{2-1} + C_2 S_{2-2} + \dots + C_0 S_{2-0}] \text{ mod } k$$

$$C_1 S_1 + C_2 S_0 + C_0 S_2 \text{ mod } k$$

$$S_0 = 0 \text{ et } S_1 = S_2 = 1 \quad C_0 = C_1 = C_2 = 1 \rightarrow C_1 S_1 + C_2 S_0 + C_0 S_2 \text{ mod } k = 2 \forall k$$

$$\Leftrightarrow \exists S_N = 0 \text{ et } \sum_{i=1}^L C_i S_{N-i} \text{ mod } k \geq 1$$

$$S_0 = 0 \text{ et } S_1 = 1 \text{ et } S_2 = 0 \quad C_0 = 1 \text{ et } C_1 = 0 \text{ et } C_2 = 1 \rightarrow C_1 S_1 + C_2 S_0 + C_0 S_2 \text{ mod } k = 0 \forall k$$

$$\Leftrightarrow \exists S_N = 1 \text{ et } \sum_{i=1}^L C_i S_{N-i} \text{ mod } k = 0$$

$$S_N = 1 \text{ et } C_i = 0 \text{ et } C_0 = 1 \rightarrow C_1 S_1 + C_2 S_0 + C_0 S_2 \text{ mod } k = 1 \forall k$$

➤ N impair (N = 2p+1 avec p un nombre entier) :

$$\Leftrightarrow [C_1 S_{2p+1-1} + C_2 S_{2p+1-2} + \dots + C_0 S_{2p+1}] \text{ mod } k$$

$$\Leftrightarrow p = 0 : C_1 S_0 + C_0 S_1 \text{ mod } k$$

$$\rightarrow S_0 = S_1 = 1 \quad C_0 = C_1 = 1$$

$$\rightarrow 1 + 1 \text{ mod } k \geq 1$$

$$\rightarrow S_0 = 1 \quad S_1 = 0 \quad C_0 = C_1 = 1$$

$$\rightarrow 1 + 0 \text{ mod } k \geq 1$$

$$\Leftrightarrow \exists S_N = 0 \text{ et } \sum_{i=1}^L C_i S_{N-i} \text{ mod } k \geq 1$$

$$\Leftrightarrow p = 1 : [C_1 S_2 + C_2 S_1 + C_0 S_3] \text{ mod } k$$

$$S_1 = S_2 = 1 \text{ et } C_0 = C_1 = C_2 = 1 \rightarrow 3 \text{ mod } k = 3 \forall k \neq 3$$

$$S_1 = 0 \text{ et } S_2 = S_3 = 1 \text{ et } C_0 = 1 \text{ et } C_1 = 0 \text{ et } C_2 = 1 \rightarrow 1 \text{ mod } k = 1 \forall k$$

$$\Leftrightarrow \exists S_N = 0 \text{ et } \sum_{i=1}^L C_i S_{N-i} \text{ mod } k \geq 1$$

$$S_1 = S_3 = 0 \text{ et } S_2 = 1 \text{ et } C_0 = 1 \text{ et } C_1 = 0 \text{ et } C_2 = 1 \rightarrow 0 \text{ mod } k = 0 \forall k$$

$$\Leftrightarrow \exists S_N = 1 \text{ et } \sum_{i=1}^L C_i S_{N-i} \text{ mod } k = 0$$

Vérifié !

Si L ≥ 1 :

➤ N pair (N = 2p avec p un nombre entier) :

$$\Leftrightarrow S_{2p} + [C_1 S_{2p-1} + C_2 S_{2p-2} + \dots + C_L S_{2p-L}] \text{ mod } k$$

$$\Leftrightarrow p = 2 : S_4 + [C_1 S_3 + C_2 S_2 + C_3 S_1 + C_4 S_0] \text{ mod } k$$

Son polynôme de rétroaction s'écrit de la manière :

$$f(x) = 1 + C_1 x + C_2 x^2 + C_3 x^3 + C_4 x^4$$

Qui doit vérifier que :

$$\sum_{i=1}^L C_i S_{N-i} = 0$$

C-à-dire :

$$C_1 S_3 + C_2 S_2 + C_3 S_1 + C_4 S_0 = 0$$

Ce qui est vrai pour quelque soit $C_i = 0$ ou $C_i = 1$ et $S_N = 0$ ou $S_N = 1$

De la même manière on vérifie pour N impair.

Corollaire 6.3. L'arithmétique mod 2 est valable pour mod k, en prenant en compte que les bits « 0 » et « 1 ».

$$0 + 0 = 0$$

$$0 + 1 = 1$$

$$1 + 0 = 1$$

$$1 + 1 = 0$$

Définition 6.4. Pour vérifier l'efficacité de l'algorithme modifié, on applique la propriété suivante :

$$\sum_{i=1}^L C_i S_{N-i} = 0 \quad (6.5)$$

Considérant l'ensemble $F_2 = \{0,1\}$. On peut démontrer par récurrence la relation (6.5).

Conclusion: Nous avons amélioré un algorithme de détection d'erreurs pour pouvoir chiffrer et déchiffrer sans erreur un message envoyé à travers le signal lumineux du Li-Fi. L'algorithme permet de trouver un polynôme de rétroaction $f(x)$ appelé aussi polynôme localisateur d'erreurs qui a pour rôle de déterminer les erreurs de transmissions qui se sont produites, on aura également une succession de valeurs de 'd' pour chaque message envoyé, qu'on va considérer la clé de notre algorithme. A partir de ce polynôme, on effectuera le chiffrement et le déchiffrement ainsi que la correction d'erreurs commises lors de l'envoi d'un message.

5.6.8 Complexité linéaire des LFSRs

Définition 6.5. L'état initial du registre est déterminé par les bits (s_0, \dots, s_{L-1}) qui dictent la séquence $(s_n)_{n \geq 0}$ générée par le LFSR appelée séquence de récurrence linéaire d'ordre L.

Nous associons à chaque suite $(s_n)_{n \geq 0}$ la série s définie par :

$$s(x) = \sum_{n \geq 0} s_n x^n \quad (6.6)$$

Son polynôme de rétroaction f est le polynôme de $F_2[x]$:

$$f(x) = 1 + c_1 x + c_2 x^2 + \dots + c_L x^L \quad (6.7)$$

Proposition 6.6. Un LFSR avec le polynôme de rétroaction $f(x) = 1 + c_1 x + c_2 x^2 + \dots + c_L x^L$ si et seulement si son expansion en série formelle $s(x) = \sum_{n \geq 0} s_n x^n$ produisant la séquence $(s_n)_{n \geq 0}$ s'écrit comme suit :

$$s(x) = \frac{g(x)}{f(x)} \quad (6.8)$$

Définition 6.7. Soit $(s_n)_{n \geq 0}$ une séquence de rétroaction linéaire binaire d'ordre L . Pour tous polynôme de rétroaction minimal et unitaire $f_0 \in F_2[x]$ il existe un $g_0 \in F_2[x]$ existe tel que $\deg(g_0) < \deg(f_0)$ et vérifiant :

$$s(x) = \frac{g_0(x)}{f_0(x)} \quad (6.9)$$

Conclusion : Le degré de f_0 est donc égal à la complexité linéaire du LFSR produisant la séquence $(s_n)_{n \geq 0}$, notée $O(s)$. En résumé, la complexité linéaire d'un LFSR permettant de produire une séquence $(s_n)_{n \geq 0}$ est égale à la longueur du plus petit LFSR capable de créer $(s_n)_{n \geq 0}$.

Exemple 3: En revenant à notre premier exemple (Exemple 2), nous avons trouvé $f(x)$

$$1+x^2+x^3, \text{ avec } s(x) = \frac{1}{1+x^2+x^3}.$$

Nous avons donc $f_0(x) = 1+x^2+x^3$, et $(s_n)_{n \geq 0}$ est générée par le LFSR de taille 3. Dans ce cas-là $O(s) = 3$.

5.7 Environnement de simulation

Les résultats ont été obtenus par le logiciel MATLAB 2021b. MATLAB[®] est un environnement de programmation créé exclusivement pour les ingénieurs et les scientifiques afin d'étudier et de construire des systèmes et des technologies qui changeront le monde. Le

langage MATLAB, un langage matriciel qui permet la représentation la plus naturelle des mathématiques informatiques, est au cœur de MATLAB [96].

5.8 Application et résultats

On étudie la modulation on-off keying (OOK) qui représente un schéma plus simple pour les systèmes de modulation intensive à détection directe. Dans cette modulation, les données sont représentées par l'activation et la désactivation de la LED. En termes simples, le voyant "état ON" représente le "1" logique et le voyant "état OFF" représente le "0" logique.

Dans la norme Li-Fi, OOK utilise des codes Manchester pour représenter les informations numériques sous la forme de 1 et de 0.

Les figures (5.8) et (5.9) représentent le résultat Matlab de OOK lors de l'envoi du message binaire $m=11001$. Ici, l'encodage est effectué en utilisant le concept de transition de bord où de bas en haut représente la logique '1' et la transition de haut en bas représente la logique '0'. (Figure 5.9)

La technique de modulation OOK sous gradation permet d'obtenir un débit de données variable et une plage constante. Ceci est réalisé en insérant un temps de compensation. (Figure 5.8).

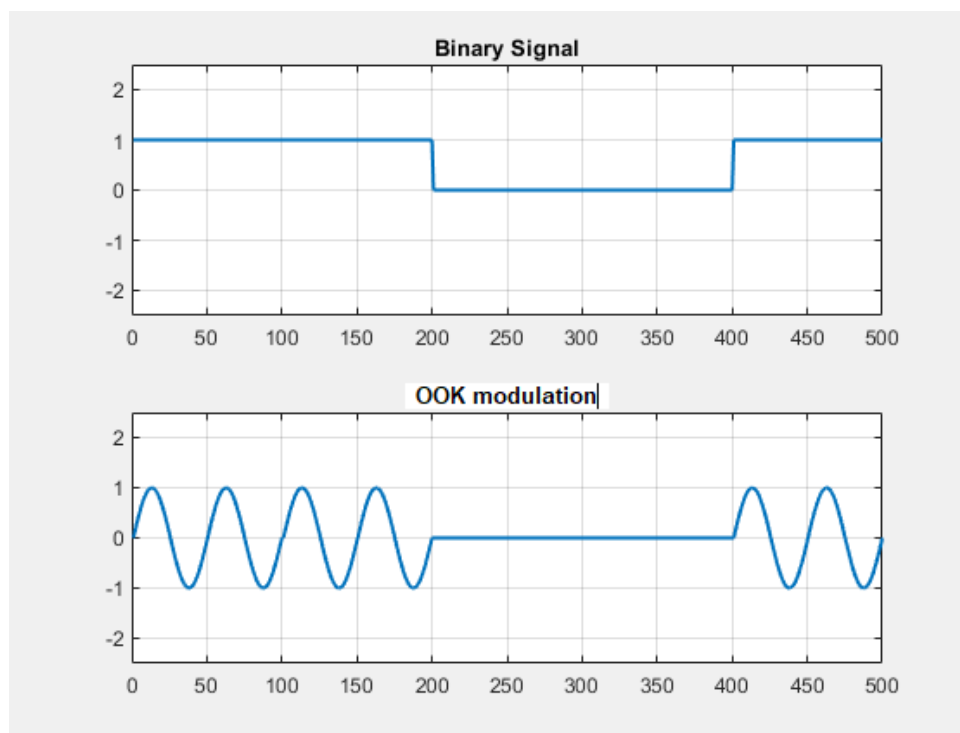


Figure 5.8: Modulation OOK pour la suite binaire [1 1 0 0 1].

La modulation OOK utilise deux types de codage. Les bits sont transmis selon le codage Manchester et le codage NRZ. Dans cette thèse nous avons utilisé le codage Manchester car il présente beaucoup plus d'avantages que NRZ.

Le codage Manchester a une bonne adaptation au support à bande passante large ainsi qu'une facilité de synchronisation d'horloge, contrairement au codage NRZ (Non Return to Zero), dont on constate une mauvaise adaptation au support (c'est-à-dire que le spectre est centré sur la fréquence nulle), et aussi une difficulté de synchronisation d'horloge.

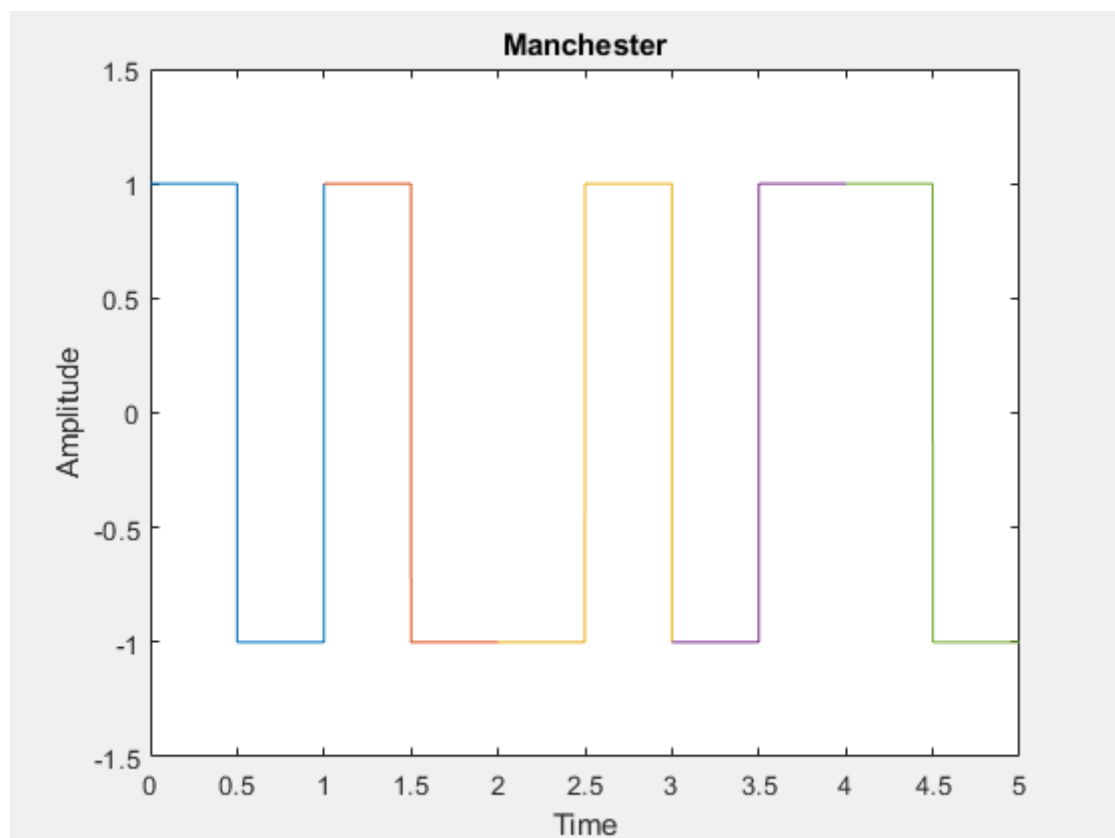


Figure 5.9 : Codage Manchester pour la suite binaire [1 1 0 0 1].

Les figures qui suivent montrent les résultats de simulation par MATLAB de BM-XOR et Reed Solomon.

Le bruit fait référence à tout ce qui interfère avec le processus de communication entre un l'émetteur et le récepteur. Il est également appelé interférence [104].

Les images de la figure 5.10 représentent la résistance au bruit lors d'une communication sur un réseau Li-Fi. Nous remarquons que l'existence de bruit est assez régulière pour le BM modifié (BM-XOR) contrairement au bruit de la figure (figure 5.10 (b)). Cela représente un avantage pour adopter l'algorithme BM modifié.

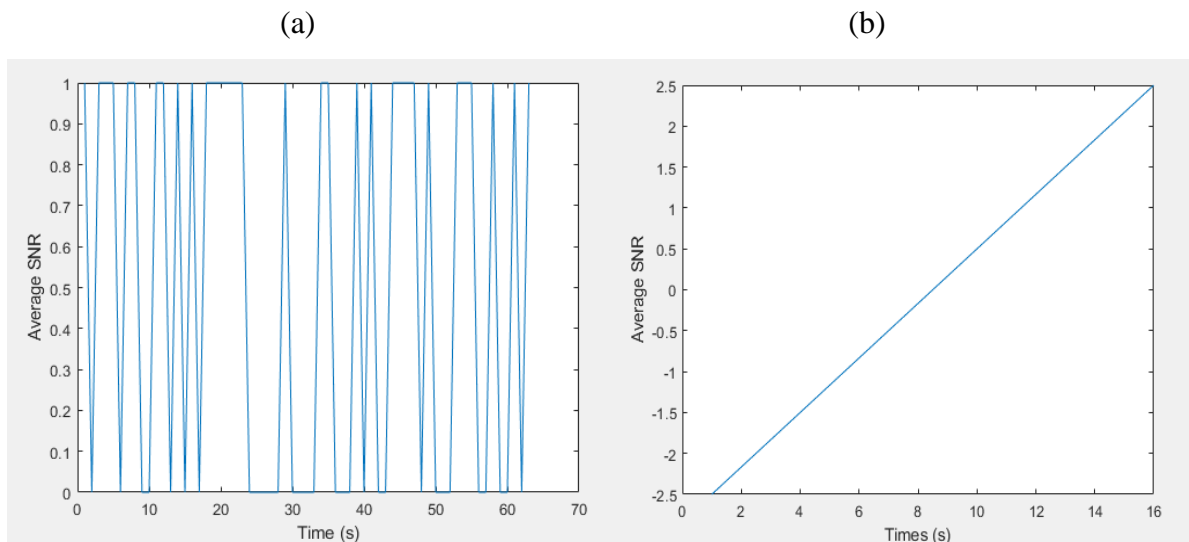


Figure 5.10: Mesure du bruit dans un réseau Li-Fi selon BM.

Les résultats de la simulation BER de RS(15,7) et RS(15,11) dans le canal AWGN sont illustrés à la figure 5.11 (a et b). À partir de la simulation, nous constatons combien de E_b/N_0 est nécessaire pour le BER souhaité. A chaque fois que le E_b/N_0 augmente on aura un taux d'erreur binaire qui diminue.

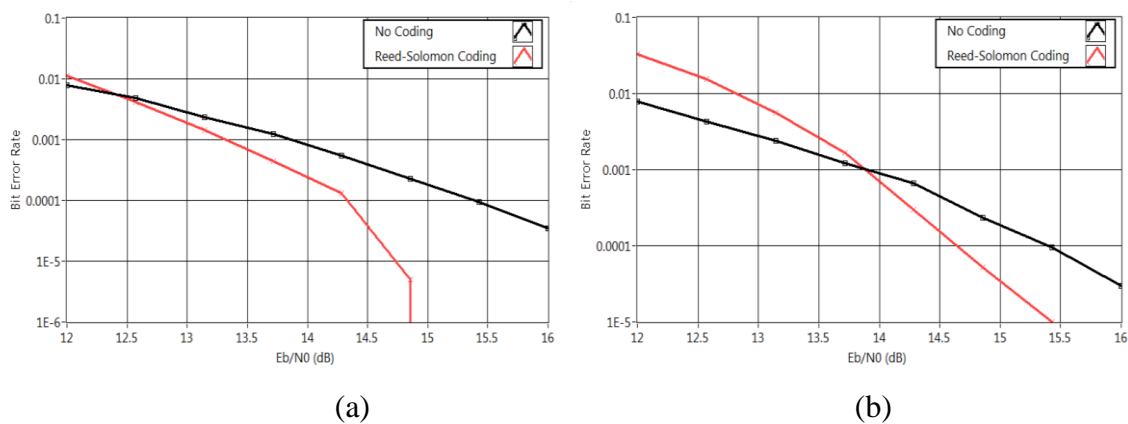


Figure 5.11: Performance des codes RS : (a) : RS(15,11) ; (b) : RS(15,7).

De même pour les résultats de la simulation BER des codes RS: (15,11), (31,27), (63,59) et (127,123).

Les codes de correction d'erreurs Reed Solomon deviennent plus efficaces à mesure que la taille du code augmente, car l'impact du bruit diminue avec la taille du code plus grande. De plus, pour des mots de code plus grands, la durée du bruit doit représenter une proportion relativement faible, et le bruit reçu doit être moyenné sur une longue période de temps. Pour les gros blocs, les codes Reed Solomon sont privilégiés.

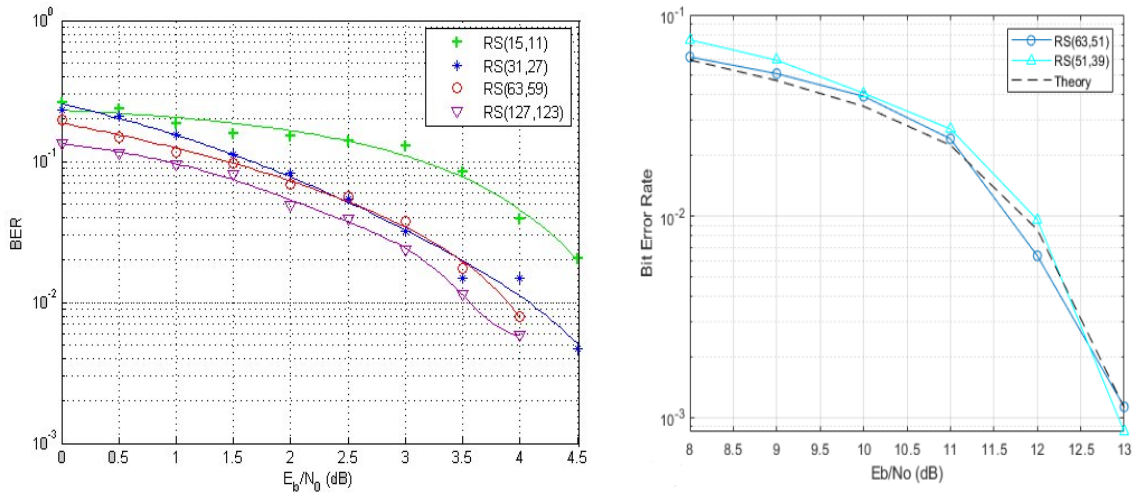


Figure 5.12: Performance du code Reed Solomon (1).

Cela indique que le mot de code idéal de grande taille représente un pas en avant en termes de performances. D'un autre côté, un mot de code de très grande taille compliquera la mise en œuvre de la transmission. On indique également lors de la simulation le type de modulation souhaité, pour notre cas nous avons utilisé la modulation OOK.

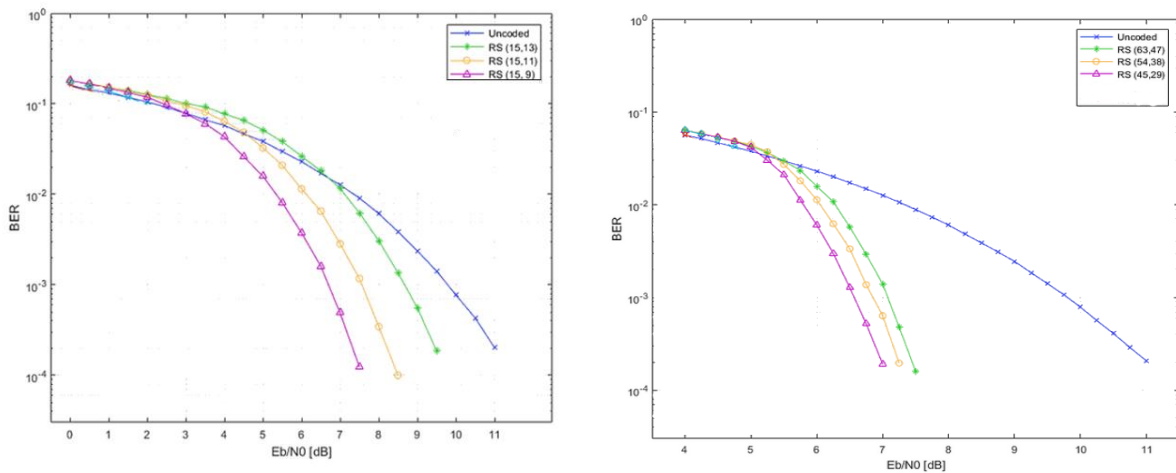


Figure 5.13: Performance du code Reed Solomon (2) [114].

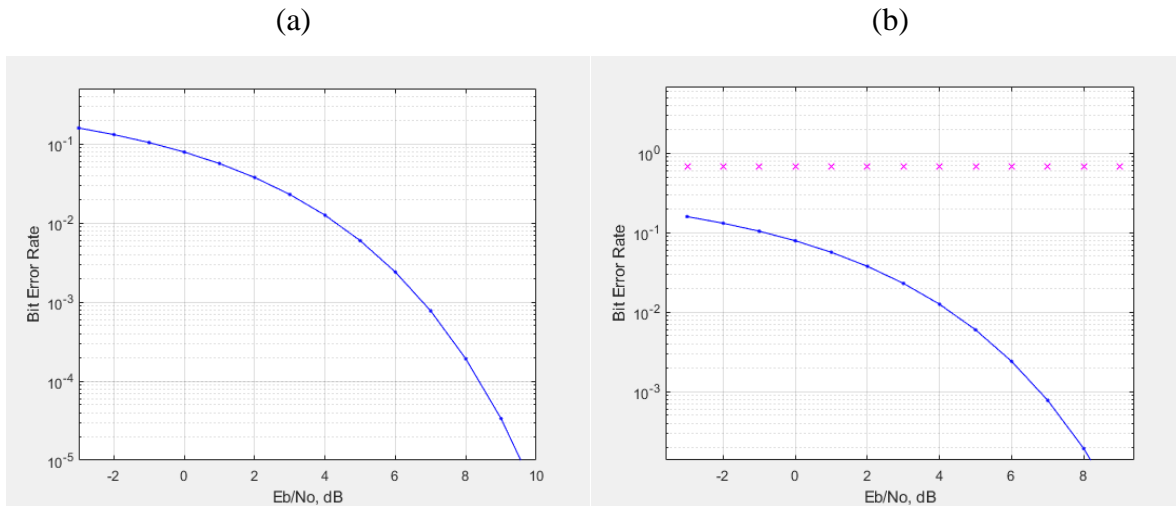


Figure 5.14: Performance du code BM-XOR. (a) BM-XOR(15 ,13) ; (b) BM-XOR(63,47) et BM-XOR(15,11).

Nous avons attribué à notre algorithme le nom de BM-XOR, comme il se base en grande partie sur l'opération arithmétique OU logique (XOR).

Revenant sur l'algorithme Reed Solomon, nous avons déjà mentionné que le RS se base sur 2 variables, on note RS(N,K) où :

N est le nombre de bits du mot de code qui représente le message reçu avec erreur;

K est le nombre de bits du mot d'information qui représente le message reçu sans erreur;

Pour ces deux paramètres, on définira deux autres variables :

m qui définit la longueur des symboles avec $2^m - 1 = N$;

t est le nombre maximum de symboles corrigibles $2t = N - K$;

Maintenant nous allons appliquer sur le code (63,47) l'algorithme RS et BM-XOR pour savoir quel est le nombre maximum de symboles corrigibles :

Reed Solomon:

$$N = 63 \rightarrow 2^m - 1 = 63 \rightarrow 2^m = 64 \rightarrow m = \frac{\ln(64)}{\ln(2)} = 6;$$

$$N - K = 16 = 2t \rightarrow t = 8 \text{ avec redondance ;}$$

BM-XOR:

Comme on a 63 octets pour le mot de code et 47 octets pour le mot d'informations, donc selon BM-XOR on peut choisir jusqu'à 2^6 octets pour le mot de code et d'informations respectivement.

$$2t = 6 \rightarrow t = 3 \text{ sans redondance ;}$$

$$2^m - 1 = 6 \rightarrow m = \frac{\ln(7)}{\ln(2)} \sim 3 ;$$

L'avantage de l'algorithme BM-XOR est l'inexistence des redondances que peut générer RS, on peut choisir des codes allant jusqu'à $2^b = N$ et/ou K .

La figure 5.14 est une simulation de taux d'erreur sur les bits (BER) vs E_b/N_0 , selon le BM-XOR nous avons un taux d'erreurs beaucoup plus faible que le taux d'erreurs de RS, voir constant pour certains codes (63,47), ceci présente un avantage de plus pour l'utilisation de BM-XOR.

En manipulant les codes de RS, plus t est élevé (k faible) meilleures sont les performances de codage en termes de BER au prix d'une redondance croissante. De plus, en comparant avec les autres résultats, il peut être mis en évidence un aspect théorique très important des codes RS, à savoir qu'un m plus élevé pour des valeurs presque correspondantes de R_c produit des tendances plus inclinées (c'est-à-dire de meilleures performances d'erreur). Cependant, étant donné qu'il peut être démontré que la complexité du décodeur augmente de façon exponentielle avec m , une conception et une utilisation pratiques de codes RS (par exemple sur les MCU (multipoint control unit)) doivent limiter cette valeur. D'une autre partie, cette variation de complexité en fonction de la valeur de m représente un inconvénient pour le RS, tandis qu'on distingue une complexité constante dans le cas de BM-XOR, de même les codes RS sont mieux adaptés dans des calculs assez performants et qui nécessitent beaucoup de temps d'exécution. D'où l'algorithme de BM-XOR reste le meilleur choix côté complexité et temps d'exécution. [107-108]

Exemple 4: RS (255,223) avec des symboles de 8 bits est un code Reed Solomon courant. Chaque mot de code comporte 255 octets de code, 223 octets de données et 32 octets de parité pour ce code.

$$n = 255, k = 223, s = 8, t = 16$$

Le décodeur peut rectifier automatiquement toute erreur jusqu'à 16 symboles dans le mot de code : c'est-à-dire que des erreurs jusqu'à 16 octets n'importe où dans le mot de code peuvent être réparées.

La longueur maximale du mot de code (n) pour un code de Reed Solomon, étant donné une taille de symbole s , est $n = 2s - 1$.

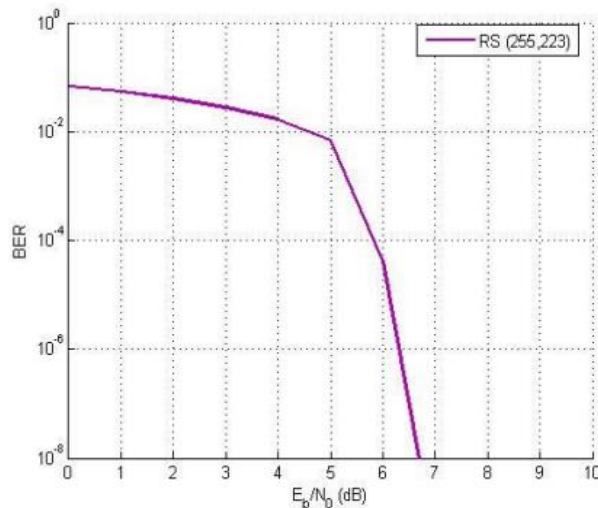


Figure 5.15: Performances BER du code standard RS de la NASA (255 223) avec $d_{min}=33$ [115].

5.9 Conclusion

Nous avons présenté dans ce chapitre un algorithme de détection et de correction des erreurs de transmissions. L'idée citée est d'utiliser l'algorithme de Berlekamp-Massey pour la génération de clés pseudo-aléatoires, dont l'algorithme a été modifié en ajoutant un degré de sécurité. Ces clés pseudo-aléatoires dépendront de la valeur de k , qui représente un nombre premier différent de 1 et choisi par l'expéditeur d'un message, cette valeur est utilisée par la suite pour coder et décoder le message. Nous pourrions améliorer l'algorithme de telle sorte que la valeur de k varie à chaque communication et création de clé, garantissant que la méthode ne sera jamais interrompue sur le réseau car notre notion dépend de la valeur de k . La clé de chiffrement sera la suite de valeurs de « d » obtenues lors de déroulement de l'algorithme.

L'expéditeur et le destinataire utiliseront le même protocole pour coder et décoder le message pendant la transmission.

Bien que les systèmes Li-Fi soient plus sécurisés que les systèmes RF, notre approche est présentée comme une réalisation de sécurité pour ce système, et permet d'échanger des informations en toute sécurité sur le réseau et de protéger les utilisateurs, tant que chaque message a sa propre clé, le partage de ces clés secrètes se fera de manière sécurisée. Notre approche présente une solution pertinente pour l'attaque man in the middle (homme au milieu).

En termes de complexité, notre méthode a une complexité de $O(L^2)$ à la fois pour l'encodage et le décodage. Un autre avantage de cette technique est que même si l'intrus connaît l'algorithme de cryptage, il sera incapable de décoder un message puisqu'il lui manque la valeur de k requise pour coder et décoder le message. Selon nos estimations, même si la méthode est modifiée, l'aspect correcteur d'erreurs restera inchangé.

La technique suggérée répond aux lacunes des différentes approches actuelles basées sur la génération de clés secrètes, dont la plus importante est l'exigence de transmettre la clé partagée. Cela doit être fait avec une extrême prudence pour éviter de révéler la clé à des utilisateurs indésirables. Il peut également y avoir un problème avec le nombre de clés utilisées. Lorsque le nombre de clés est grand, il peut être difficile de toutes les suivre.

Notre algorithme assure aussi la correction d'erreurs lors d'une transmission d'un message. La base était le Reed Solomon un code correcteur utilisé au niveau de la couche physique d'une trame OOK d'un dispositif Li-Fi, nous avons considéré l'algorithme Berlekamp-Massey et l'avons modifié pour générer une clé que nous utiliserons par la suite pour le codage, décodage et correction d'un message transmis à travers le réseau Li-Fi. Nous avons mentionné dans ce chapitre les étapes pour le décodage des codes Reed Solomon dont le but est de trouver les erreurs et de les corriger, notre algorithme permet de trouver un polynôme d'erreurs ainsi que le nombre d'erreurs de telle sorte que par la suite on fera une correction de ces erreurs à partir des résultats de Berlekamp Massey-XOR.

Nous avons présenté dans la section "Annexes" les différents algorithmes en MATLAB qui nous ont permis d'avoir les figures de ce manuscrit.

Conclusion générale et perspectives

Sommaire

6.1 Conclusion générale.....	128
6.2 Perspectives et challenges.....	130

6.1 Conclusion générale

Les technologies de communication par la lumière visible, qui sont en cours de développement, ont le potentiel de pallier certains de ces inconvénients et de générer de nouvelles opportunités. La base technologique sur laquelle reposent ces nouveaux modes de communication, tels que les LED, est en pleine évolution. Cela permettra d'obtenir de bonnes performances techniques et énergétiques, ainsi qu'un déploiement de contenu à faible coût. De nombreuses applications sont envisageables, allant de la connectivité Li-Fi d'ordinateur à ordinateur à la géolocalisation et à la communication entre voitures. Cependant, la lumière visible est plus adaptée à l'OWC intérieur que la bande IR populaire, qui est mieux adaptée à la communication longue distance. Les LED sont la source lumineuse la plus avantageuse qui peut être incluse dans VLC en raison de leur capacité de commutation élevée ainsi que d'autres qualités essentielles telles que l'efficacité énergétique et une durée de vie plus longue. À l'heure actuelle, une variété de LED sont accessibles, chacune avec son propre ensemble de fonctionnalités et de propriétés. Les ampoules LED peuvent être utilisées dans plusieurs applications d'éclairage en fonction de leurs caractéristiques. La croissance potentielle du marché de la technologie d'éclairage LED devrait être très élevée au cours des prochaines années, ce qui représente un point fort en faveur de l'intégration de cette technologie d'éclairage dans VLC.

Le déploiement et la démocratisation du Li-Fi seront un enjeu important ; ses nombreux avantages en feront une technologie d'avenir, mais ses inconvénients l'empêcheront de remplacer complètement les systèmes de communication basés sur les ondes radio. Son rôle sera de choisir parmi différentes technologies radio pour des applications spécifiques.

Avec la propagation du virus COVID-19, le monde est en alerte maximale. Dans les hôpitaux, les patients des unités de soins intensifs doivent être étroitement surveillés en tout temps et nécessitent un équipement spécial pour maintenir des fonctions corporelles normales. Le problème est de savoir comment surveiller chaque patient tout en assurant la confidentialité de ses informations. Ce concept est actuellement testé par OledComm en partenariat avec un hôpital du sud de la France. Nous pourrions également voir une utilisation de ce réseau dans les usines de fabrication, où les réseaux câblés sont désormais préférés aux réseaux sans fil.

La LED est un émetteur naturel et peut facilement diffuser des informations, qui peuvent être intégrées dans des affichages à LED et des écrans dans différents espaces publics, tels que les halls d'attente dans les aéroports et les gares, et envoyées aux passagers. Si un capteur d'image dans une caméra est utilisé comme détecteur de signal, la communication optique de la caméra (OCC) pourrait recevoir les informations de diffusion. Dans les centres commerciaux et les points de vente, les informations sur les marchandises et les publicités peuvent être diffusées aux clients via des LED d'éclairage ou des panneaux de signalisation. Les expositions, les galeries et les musées sont également des endroits idéaux pour utiliser les LED pour une diffusion d'informations transparente.

Dans ce travail, nous nous sommes intéressés à la sécurité au niveau de la couche physique et de la couche MAC basée sur la modulation du signal, et de comment pouvoir s'identifier de manière sécurisée; envoyer nos données sur le web sans qu'elles soient volées ou réutiliser de manière maladroite, et en gardant les objectifs déjà définis dans un réseau Li-Fi:

- **Portée:** La distance moyenne entre un plafond, où un émetteur VLC serait placé, et un bureau, où un récepteur VLC serait placé, est de 2,15 mètres. Ainsi, la plage devrait être autour de cette valeur pour le réalisme de la configuration expérimentale;
- **Débit élevé:** En France, un débit élevé est défini comme supérieur à 100 Mb/s. Il est choisi comme une valeur qui permet des applications domestiques telles que le streaming vidéo 4K ou le cloud computing;
- **Accès multi-utilisateurs:** la petite cellule doit pouvoir desservir indépendamment plusieurs récepteurs. En effet, un système VLC serait utilisé dans des situations intérieures avec des exigences de bande passante élevées en raison d'un grand nombre d'IoT ou de plusieurs utilisateurs exigeant des vitesses de données élevées. En tant que telle, la cellule doit être capable de diviser son débit en plusieurs récepteurs. Dans le même temps, pour qu'un accès multi-utilisateurs ait du sens, la zone de couverture doit être suffisamment grande pour contenir au moins 4 utilisateurs;

- Facilité de mise en œuvre: Le fait que les systèmes VLC puissent utiliser l'infrastructure déjà existante d'éclairage LED est un avantage. Ainsi, la complexité du système doit être limitée pour conserver cet avantage.

Notre première contribution était de revoir la notion de bruit dans le système Li-Fi, de pouvoir avoir une communication sans bruit à travers le signal.

La deuxième contribution est de modifier l'algorithme de Berlekamp-Massey qui est une variante de Reed-Solomon; des codes correcteurs d'erreurs pour corriger les erreurs de transmissions commises lors d'une communication à travers le réseau. On a proposé un nouveau mécanisme basé sur le chiffrement/déchiffrement et correction d'erreurs à la fois, la clé avec laquelle on chiffre notre message va être générée par l'algorithme de Berlekamp-Massey.

6.2 Perspectives et challenges

De nos jours, la course n'est pas de connecter tous les humains à Internet, mais tout sera connecté sans fil au réseau. La nécessité de connecter la télévision, le système d'éclairage, les ventilateurs, la climatisation, le réfrigérateur, le four à micro-ondes, etc. avec le réseau est apparue la nécessité de développer des réseaux de communication sans fil à courte portée et sans licence dans lesquels nous pourrions transmettre des informations hétérogènes à n'importe quel endroit et à toute heure. VLC est en phase de développement et, pour une éventuelle adoption commerciale, des recherches dans l'avenir vont se baser plus à améliorer certains points :

- Bande passante de modulation: La capacité limitée du canal de modulation des LED, qui est généralement de quelques mégahertz, est l'un des principaux problèmes des communications VLC. Le débit de données possible est limité par la faible bande passante. Il existe de nombreuses techniques permettant d'augmenter la largeur de bande autorisée pour les communications par LED à lumière blanche, notamment le filtrage bleu, qui consiste à bloquer le composant émetteur de lumière jaune du récepteur avec un filtre bleu, ce qui augmente la largeur de bande de modulation jusqu'à 20 MHz [118].
- Bruit et Interférence: Parce qu'elles partagent la même gamme de longueurs d'onde que la transmission VLC, d'autres sources de lumière artificielle et naturelle, telles que les lampes fluorescentes, incandescentes et solaires, génèrent du bruit de fond et des

interférences. Ces interférences dans la bande doivent être éliminées afin d'améliorer le rapport signal sur interférence plus bruit (SINR) du récepteur. Les filtres optiques sont un moyen simple d'éliminer la grande majorité des interférences provenant de sources naturelles ou artificielles. Ils garantissent que l'interférence résiduelle est faible lorsqu'elle est combinée à un autre filtrage analogique et numérique après le photo-détecteur. Le codage Manchester s'est révélé robuste à l'éclairage fluorescent à basse fréquence et a permis de réduire le bruit de fond optique causé par les LED fonctionnant à des fréquences inférieures à 500 KHz [97, 118].

- Non linéarité : La non-linéarité des LED est une difficulté majeure de la communication par lumière visible. Le lien entre le flux d'électrons et la lumière produite par les LED n'est pas linéaire. Cela a un impact sur la configuration de la communication en lumière visible basée sur le multiplexage par répartition orthogonale de la fréquence (OFDM), ce qui entraîne un rapport crête-moyenne plus important et une augmentation du taux d'erreur sur les bits (BER) et des interférences entre les porteuses (ICI). Pour réguler la non-linéarité des LED, il faut rechercher un point de fonctionnement idéal en courant continu et une intensité de signal OFDM appropriée pour moduler l'intensité des LED. L'influence des non-linéarités sur la dégradation de la mémoire OFDM peut être considérablement réduite en appliquant des méthodes de pré- et post-distorsion [98, 118].
- Canaux de liaison montante (uplink) : Le Li-Fi peut être utilisé pour le transfert de données en liaison descendante, mais pas pour la transmission de données en liaison montante. Le rôle d'éclairage du Li-Fi le rend intrinsèquement idéal pour les applications de diffusion, mais trouver une liaison montante appropriée pour les bâtiments émetteurs a été un défi. La lumière visible n'est pas appropriée pour la liaison montante car le récepteur devrait également disposer d'une LED fonctionnelle pour demander les données, ce qui n'est pas le but recherché. Néanmoins, un système Li-Fi peut être construit de manière à fournir une liaison descendante non filtrée de grande capacité pour des raisons de coût et de bande passante. Plusieurs alternatives de liaison montante, y compris les émetteurs-récepteurs IR (infrarouge), quasi-UV (ultraviolet), RF et rétro-réfléchissants, ont été présentées, mais des recherches supplémentaires sont nécessaires pour découvrir d'autres solutions et évaluer les performances de tous ces choix [118].
- Niveaux d'illumination : Les communications VLC reposant sur une source lumineuse, il est essentiel de limiter la perte de performance de la transmission

d'informations lorsque le niveau d'éclairage varie, afin que la communication puisse avoir lieu même lorsque les lumières sont généralement éteintes. Lorsqu'une installation est peuplée, les lumières sont souvent allumées pour l'éclairage, ce qui permet aux communications VLC de se poursuivre sans entraîner de dépenses énergétiques. Cependant, lorsque les lumières sont éteintes, le système est peu performant. C'est pourquoi les lumières doivent être allumées mais à une faible luminosité pour donner la puissance nécessaire à la transmission VLC sans être détectée. En général, si les conditions météorologiques changent, la luminosité des LED doit être ajustée pour assurer des performances de transmission appropriées. Il faut donc gérer l'alimentation des LED, les fonctions de transfert de données et la gradation [118].

- La liaison LOS (Line of Sight) relie directement l'émetteur et le récepteur. Les récepteurs d'une communication VLC sont censés avoir une ligne de vue dégagée vers le système d'éclairage, ce qui est avantageux puisque le signal sera plus lumineux. Les signaux lumineux visibles peuvent être réfléchis, mais ils ne peuvent pas pénétrer la plupart des objets, ce qui peut limiter la couverture. Pour maintenir un bon rapport signal/bruit, il faut répartir une multitude de sources lumineuses. Lorsque les niveaux de lumière sont faibles et que les récepteurs VLC ne disposent pas d'une liaison LOS, la communication est fortement limitée, et le débit binaire en souffre. La modulation et le codage adaptatifs peuvent être utilisés pour s'adapter aux changements de canal pour but de supprimer les phénomènes de blocage [118].
- La mobilité des utilisateurs est une préoccupation majeure. Si le récepteur ou l'émetteur est mobile, la liaison peut être perdue en raison du déplacement ou de la rotation du terminal. Par conséquent, il est nécessaire et essentiel de mettre en place des procédures de rétablissement de la connexion, des stratégies d'adaptation du débit et des systèmes de transfert afin de maintenir le bon fonctionnement de la communication [118].
- La distorsion par trajets multiples se produit lorsque les émetteurs et les récepteurs ont un large faisceau et que les doubles d'un même signal arrivent à la destination avec des retards variables en raison des distances variées entre la source et la destination. Cela provoque une distorsion par trajets multiples, qui peut entraîner des interférences entre symboles, réduisant ainsi considérablement les performances de transmission [97, 118].

A ce moment, nous avons plusieurs idées que nous aimerions développées à l'avenir :

- 1- Les systèmes Li-Fi sont en général déployés pour des environnements intérieurs (indoor), pourquoi ne pas essayer de les déployer dans des systèmes extérieurs (outdoor).
- 2- La modulation du signal est un point majeur pour un système Li-Fi, au niveau de la couche physique l'architecture repose sur le codage Manchester à deux phases, on aimera développer plus ce codage pour pouvoir coder un message par le codage Manchester, de le modifier coté émetteur et l'envoyer à travers le signal vers le récepteur.
- 3- Développer une application au sein des universités, pour pouvoir identifier les étudiants par lumière visible par exemple lors d'un examen, ou d'un cours magistrale.
- 4- Revoir le problème de ligne de vue qui est LOS dans les systèmes Li-Fi, voir le lien de propagation NLOS et comment le déployer, peut être que l'idée offrira une solution pour la non propagation des ondes lumineuses à travers les murs et les objets.
- 5- Ce que nous cherchons à faire de plus, c'est une authentification à deux facteurs utilisant le protocole OTP. Pour ne pas oublier, l'OTP n'est valable que pour une seule session ou transaction. Les OTP aident à résoudre certains des inconvénients des mots de passe statiques standard, tels que la vulnérabilité aux attaques par rejet. Cela signifie que si un intrus potentiel enregistre un OTP qui a été utilisé précédemment pour se connecter à un service ou exécuter une transaction, il ne pourra pas l'utiliser car il n'est plus valide. Les OTP, quant à eux, ne peuvent pas être stockés par des humains et nécessitent donc l'emploi d'une autre technologie. L'utilisateur fournit une clé à usage unique, qui sera stockée dans une base de données, l'utilisateur ne pourra pas fournir le même mot de passe lors de sa prochaine connexion, à chaque fois qu'une clé sera générée, elle sera automatiquement stockées dans une base de données, toutes ces manipulations se font à partir d'une LED smartphone pour une réduction des coûts. L'utilisateur indique son mot de passe, puis il reçoit un code secret sur son smartphone pour la 2ème authentification. Les OTP sont créés par un processus mathématique qui base le nouveau mot de passe sur un défi ou un compteur.

Annexes

Table 5.3: Paramètres de simulation pour les mesures de bruit [56].

Paramètre	Valeur
Débit de symboles R_b	155 Mbps
Nombre de sous-porteuses N	1
FOV	0.6 rad
Portée de la liaison L	1 km
Longueur d'onde du rayonnement λ	850 nm
Résistance de charge R_L	50 Ω
Température de fonctionnement T_e	300 K

Mesure de bruit dans les systèmes VLC

%Le bruit des fonds de radiations

% En considérant une ouverture de réception de 1 cm^2

ciel_rayonn= $1e-3$; %à la longueur d'onde de 850nm,

soleil_rayonn= $550e-4$; %à la longueur d'onde de 850nm,

FOV= 0.6 ; % en radian

OBP= $1e-3$; %Largeur de bande du filtre optique en micromètres

$I_{\text{ciel}} = \text{ciel_rayonn} * \text{OBP} * (4/\pi) * \text{FOV}^2$; %Rayonnement du ciel

$I_{\text{soleil}} = \text{soleil_rayonn} * \text{OBP}$; %Rayonnement solaire

%Les constantes physiques

$chelect = 1.602e-19$; %%la charge électronique

$cb = 1.38e-23$; %%la constante de Boltzmann

$p = A^2/2$;

$k_1 = ((M_{\text{ind}}^2) * r * p) / (2 * chelect * r_b)$; %Limite quantique

$k_2 = ((r * M_{\text{ind}})^2) * p * r_L / (4 * cb * t_p * r_b)$; %Limite de bruit thermique

$k_3 = (p * r * M_{\text{ind}}^2) / (2 * chelect * r_b * (I_{\text{soleil}} + I_{\text{ciel}}))$; %Rayonnement de fond limite

$k_{tp} = (4 * cb * temp * r_b / r_L) + (2 * chelect * r * r_b * (I_{\text{soleil}} + I_{\text{ciel}}))$;

$k_4 = ((r * M_{\text{ind}})^2) * p / k_{tp}$; %bruit de fond et bruit thermique combinés

%Évaluer le BER

$R_{\text{moy}} = \log_{\text{space}}(-10, -4, 30)$; %radiance moyenne reçue

$R_{\text{moydbm}} = 10 * \log_{10}(R_{\text{moy}} * 1e3)$; %radiance moyenne reçue en dBm.

%Performance des liaisons FSO en %dBm sous l'effet de la turbulence atmosphérique

$\text{SNR} = r_L * ((r * R_{\text{moy}})^2) / (4 * cb * t_p * r_b)$;

$\text{SNRdB} = 10 * \log_{10}(\text{SNR})$;

For $i=1$: longueur(R_{moy})

RS1 = 0; RS2 = 0; RS3 = 0; RS4 = 0;

For $j=1$: longueur(A)

```

Et1=sqrt(k1)*Rmoy(i)*exp(0.5*A(j)*sqrt(2)*r- varl/4);
tp1=B(j)*qfunc(Et1) ;
RS1=RS1+tp1 ;
Et2=sqrt(k2)*Rmoy(i)*exp(A(j)*sqrt(2)*r- varl/2) ;
tp2=B(j)*qfunc(Et2) ;
RS2=RS2+tp2 ;
Et3=sqrt(k3)*Rmoy (i)*exp(A(j)*sqrt(2)*r- varl/2) ;
tp3=B(j)*qfunc(Et3) ;
RS3= RS3+tp3 ;
Et4=sqrt(k4)* Rmoy(i1)*exp(A(j)*sqrt(2)*r- varl/2) ;
tp4=B(j)*qfunc(Et4) ;
RS4= RS4+tp4 ;
end
BER_1(i) = RS1/sqrt(pi) ;
BER_2(i) = RS2/sqrt(pi) ;
BER_3(i) = RS3/sqrt(pi) ;
BER_4(i) = RS4/sqrt(pi) ;
end

```

Table 5.4: Paramètres de simulation pour les propagations [56].

Paramètre		Valeur
Source	Taille de la pièce	$5 \times 5 \times 3 \text{ m}^3$
	Emplacement (x,y,z)	(2.5, 2.5, 3)
	Ordre de Lambert	1
Récepteur	Azimut	0°
	Energie	1 W
	Emplacement (x,y,z)	(1.5, 1.5, 0)
	Demi-angle FOV	85°
	Azimut	0°
	Δt	0.5 ns

Propagation LOS

```

teta=70 ;
% Demi-angle à mi- puissance
m=-log10(2)/log10(cosd(teta)) ;
%ordre Lambertien de l'émission
P_20 ;
%puissance optique transmise par chaque LED individuelle
Adet=1e-4 ;
%Surface physique du détecteur d'un PD
Ts=1 ;
%gain d'un filtre optique ; ignorer si aucun filtre n'est utilisé

```

```

index=1.5 ;
%indice de réfraction d'une lentille à un DP ; ignorer si aucune lentille n'est utilisée
FOV=60*pi/180 ;
%FOV d'un récepteur
Gcon=(index^2)/sin(FOV) ;
%gain d'un concentrateur optique ; ignorer si aucune lentille n'est utilisée
dx=5 ; dy=5 ; dz=3 ;
% dimension de la pièce en mètre
h=2.15 ;
%Distance entre le plan de la source et celui du récepteur
%%[xd,yd]=meshgrid([-1.25 1.25],[-1.25 1.25]) ;
xd=0 ; yd=0 ;
%la position de la diode ;
POSx=lx*10 ;
POSy=ly*10 ;
% vecteur de distance de la source 1
CosphiA1 = h./d1
% vecteur d'angle
HA1 = (m+1)*adet.*CosphiA1.^(m+1)./(2*pi.*d1.^2);
%le gain du courant directe du canal pour la source 1
Prec=Ptotal.*HA1.*Ts.* Gcon;
% puissance reçue de la source 1 ;
PdBm=10*log10(Prec);
meshc(x,y,PdBm) ;
x_ave('x (m)') ;
y_ave('y (m)') ;
z_ave('Puissance reçue (dBm)') ;
axis([-dx/2 dx/2 -dy/2 dy/2 min(min(PdBm)) max(max(PdBm))]) ;

```

Propagation NLOS

```

P_1 ;
Puissance totale transmise
rho=0,8 ;
%Coefficient de réflexion
dx=5 ; dy=5 ; dz=2,15 ;
% dimension de la pièce en mètre
Ngx=dx*3 ; Ngy=dy*3 ; Ngz=round(dz*3) ;
% nombre de grilles dans chaque surface
dA=dz*ly/(Ngy*Ngz) ;
% surface de la grille de calcul
x = linspace(-dx/2,dx/2,Ngx) ;
y = linspace(-dy/2,dy/2,Ngy) ;
z = linspace(-dz/2,dz/2,Ngz) ;
[Xr,Yr,Zr]=meshgrid(x,y,-dz/2) ;

```

```

P1=[0 0 dz/2] ;
%la position de l'émetteur
%%%calcul pour le mur 1
For i=1 : Ngx
For j=1 : Ngy
R=[x(i) y(j) -lz/2] ;
% la position du récepteur
H_1(i,j) = 0 ;
% réflexion sur la face nord
For k=1 :Ngy
For l=1 :Ngz
W1=[-dx/2 y(k) z(l)] ;
%le point d'incidence dans le mur
d_1=sqrt(dot(P1-W1,P1-W1)) ;
% distance entre l'émetteur et le WP1
cosphi = abs(W1(3)-P1(3))/d_1 ;
cosalpha=abs(P1(1)-W1(1))/d_1 ;
d_2=sqrt(dot(W1-RP,W1-R)) ;
%distance entre W1 et le récepteur
cosbeta=abs(W1(1)-R(1))/d_2 ;
cospsi=abs(W1(3)-R(3))/d_2 ;
if abs(acosd(cospsi))<=FOV
H_1(i,j) = H_1(i,j)+(m+1)*adet*rho*dA*...
    cosphi^m*cosalpha*cosbeta*cospsi/((2*pi)^2*(d_1)^2*(d_2)^2) ;
end
    end
end
end
end
end
% calculer le gain du canal (h2, h3 et h4) à partir des autres murs
PrecA1=(h1+h2+h3+h4)*Ptotal.*Ts.* Gcon;

```

Reed-Solomon

```

% Encodeur systématique RS
function [ codeword ] = rs_encode( data, rs_poly, rs_n, powtable, fsize)
    k = rs_n - length(rs_poly) + 1;
    if length(data) ~= k
        error('Data block length must be equal to %d', k);
    end
    codeword = [zeros(1, length(rs_poly) - 1) data(end:-1:1)];
    [rem, ~] = poly_div(codeword, rs_poly, powtable, fsize);
    codeword(1:length(rem)) = rem;
end
%Procédure de décodage des codes RS

```

```

function [ data, correct, err_present, S, cw ] = rs_decode( cw, prime, rs_poly, rs_n, powtable,
fsize)
    r = length(rs_poly) - 1;
    k = rs_n - r;
    data = zeros(1,k);
    % Évaluer les syndromes. Le nombre de syndromes est  $2t = d_{min}-1 = r$ 
    S = zeros(1, r);
    cur_pv = prime;
    err_present = false;
    correct = true;
    for i=1:r
        S(i) = poly_eval(cw, cur_pv, powtable, fsize);
        cur_pv = gf_mul(cur_pv, prime, powtable, fsize);
        if S(i) ~= 0
            err_present = true;
        end
    end

    if err_present
        %Pour obtenir le polynôme localisateur d'erreurs, utilisez la méthode de Berlekamp-
        Massey
        %les coefficients L1...Lv (s est le nombre d'erreurs, qui est inférieur à r/2)
        Sx = S;
        while Sx(1) == 0
            Sx = Sx(2:end);
        end
        [V, Lb] = berlekamp(Sx, powtable, fsize);
        L = [1 Lb];
        fprintf('Berlekamp gives us locator polynomial of power %d\n', V);
        fprintf('L(x):\n');
        disp(L);
        %Initialiser le vecteur localisateur d'erreurs
        iloc_vec = zeros(1, floor(r/2));
        iloc_idx = 1;
        %Trouver les racines de L(x)
        for i=1:(fsize-1)
            lev = poly_eval(L, i, powtable, fsize);
            if lev == 0
                iloc_vec(iloc_idx) = i;
                iloc_idx = iloc_idx + 1;
            end
        end
        loc_cnt = iloc_idx - 1;
        if loc_cnt < V
            fprintf('deg L(x) < V. Unable to correct errors\n');
            correct = false;
            return;
        end
        %Algorithme de Forney
        %Calculer le polynôme évaluateur d'erreurs
    end
end

```

```

Ev = poly_mul(S, L, powtable, fsize);
Ev = Ev(1:r); %Remainder from division by  $x^{2t} = x^r$ 
fprintf('Omega(x):\n');
disp(Ev);
%Calculer les valeurs d'erreur..
%Dérivée formelle
L_d = poly_diff(L);

for i=1:loc_cnt
    nom = poly_eval(Ev, iloc_vec(i), powtable, fsize);
    denom = poly_eval(L_d, iloc_vec(i), powtable, fsize);
    err_pos = fsize - 1 - powtable(iloc_vec(i)+1, 3);
    if nom == 0 || denom == 0 || err_pos > (rs_n-1)
        fprintf('Incorrect error value. Unable to correct errors\n');
        correct = false;
        return;
    end
    err_val = gf_div(nom, denom, powtable,fsize);
    fprintf('Locator %d has error value %d and pos %d\n', iloc_vec(i),...
        err_val, err_pos);
    %Correction des erreurs
    cw(err_pos+1) = bitxor(cw(err_pos+1), err_val);
end
end

data = cw(end:-1:(r+1));
end

```

Berlekamp-Massey modifié (version 1)

```

Function p = test (s) ;
%% Etape 1) Initialisation
f = 1; % l'estimation actuelle du poly LFSR en décimale
g = 1; % l'estimation précédente du poly LFSR avant le changement de L
x = 1; % le retard accumulé par l'ordre g pour le prochain changement de L
L = 0; % degré du LFSr et nombre d'erreurs
N = 1; % l'indice actuel de la séquence s
s=[1 1 0 1 1 1 0 0 0];
n = length(s);
for k=1:n
    % Etape 2) Calcul du bit de discordance
    s1 = sum(N+1:-1:N-L+1);
    if L == 0 d = s1;
    else cb = dec2bin(c,L+1)-'0';
    c1 = cb(end:-1:1);
    d = mod( c1 * s1', 3 );
end

```

```

% Etape 3) Pas de divergence avec l'estimation actuelle
if d == 0 x = x + 1;
% Etape 4) MAJ du LFSR sans changement de valeurs pour L
elseif N >= 2*L
f = bitxor( c, 2^x*g); x = x + 1;
% Etape 5) MAJ du LFSR avec changement de valeurs pour L
else T = c;
f = bitxor( c, 2^x*g);
L = N + 1 -L;
g = T;
x = 1;
end
% Etape 6) MAJ de N
N = N + 1;
end
cb = dec2bin(c,L)-'0';
p = [1 cb(L:-1:1)];

Fichier test.m :
M = 6;
% nombre d'éléments de retard dans le LFSR
%Le polynôme primitif d'ordre M est utilisé pour générer une période entière d'une
%m-séquence en utilisant la valeur initiale de 1.
pd = primpoly(M,'nodisplay');
p = dec2bin(pd) - '0';
i0 = randi(2^M-1);
% état initial aléatoire
s0 = dec2bin(i0,M) - '0';
N = 2^M - 1;
% nombre de bits de sortie
mseq = comm.PNSequence('Polynomial', p, ... 'SamplesPerFrame',N,'InitialConditions', s0);
x = mseq();
% générer la séquence
fprintf('M-Seq: '); disp(char(x+'0'));
%% Algorithme Berlekamp-Massey pour synthétiser le LFSR
PEst = berlekamp(x'); Mest = length(PEst); fprintf('Used LFSR Poly = '); disp(char(p+'0'));
fprintf('Est, LFSR Poly = '); disp(char(PEst+'0')) ;
mseq = [1 1 0 0 1];
d = [1 0 1 1 1];
k = [1 1 0 0 0];
PEst = [1 1 1 0 0];
%Encodage
p = xor(mseq, PEst);
q = xor(d,k);
g = xor(p,q);

```



```

fprintf('g = ');
disp(g);
%Décodage
a = xor(g,d);
b = xor(a,k);
fprintf('b = ');
disp(b);
%Correction d'erreurs
message = xor(b, PEst);
fprintf('message = ');
disp(message) ;

```

BM-XOR

```

clc;
clear;
%message
s=[0 0 1 1 0 1]
%s=[1 1 0 0 1]
%initialisation
n=length(s);
f = zeros(1,n);
g = zeros(1,n);
f(1) = 1;
g(1) = 1;
m = -1;
L = 0;
k = 7;
for N=0:n-1

    %calcul de d
    d = s(N+1);
    for i=1:L;
        d = d + f(i+1)* s(N-i+1);
    end
    d = mod(d,k);
    for i=1:n;
        V(i) = d;
        i = i+1;
    end
    %V = [d d+1 d d d]
    fprintf('\nd = ')
    disp(d);
    %disp(V(i));
    %V = [d d+1 d d d]
    %fprintf('\nd = ')

```

```

%disp(V);
%for j=1:n;

    %j = j+1;
%end
    if d == 1;
        t = f ;
        pr=N-m+1;
        c = pr:n-1;
        f(c) = f(c) + g(c-pr+1);
        if f(c) ~= 1    f(c) = 0; end
        if 2*L <= N
            L = N-L+1;
            m = N;
            g = t;
        end
    end
end

end
%V = [d d d d d d d d]

%j = 1;
%for i=1:5;

    %j = j+1;
%%end
%affichage de la fonction f(X)
exp = 'f(X) = 1 ';

for i=2:n;
    if f(i) > 0;
        exp = strcat(exp, ' +');
        if f(i) > 1;
            exp = strcat(exp,num2str(f(i)));
        end
        exp = strcat(exp,'X^',num2str(i-1),' ');
    end
end
disp(exp);

%codage
p = xor(s,f);
%a = dec2bin(k);
q = xor(V,[1 1 1 0 0 0]);
r = xor(p,q);

fprintf('\nr = ');
disp(r);

```

```

% Décodage
a = xor(r,V);
disp(a);
b = xor(a,[1 1 1 0 0 0]);
fprintf('b = ');
disp(b);
numerr = biterr(s,b);
disp(numerr);
% Correction d'erreurs
message = xor(b,f);
fprintf('message = ');
disp(message);
%=====
%=====
rand('state',100); % initialisation de la fonction rand()
randn('state',200); % initialisation de la fonction randn()
% caractéristiques de l'émetteur
ip = rand(1,n)>0.5; % générant 0,1 avec une probabilité égale
[v,h] = ookd([1 1 0 0 1],3);
% v = 2*ip-1; % modulation BPSK 0 -> -1; 1 -> 1
mn = 1/sqrt(2)*[randn(1,n) + j*randn(1,n)]; % bruit blanc gaussien, variance 0dB
ebn0 = [-3:10]; %Eb/N0 avec de multiples valeurs
for ii = 1:length(ebn0)
    % ajout de bruit
    y = mn + 10^(-ebn0(ii)/20)*n; % bruit blanc gaussien additif
    % récepteur - décodage à décision difficile
    ipht = real(y)>0;
end
BerSim = numerr/n;
BerTheor = 0.5*erfc(sqrt(10.^(ebn0/10))); %BER théorique
close all
figure
semilogy(ebn0,BerTheor,'b.-');
hold on
semilogy(ebn0,BerSim,'mx-');
hold off
axis([-3 10 10^-5 0.5])
grid on
xlabel('Eb/No, dB');
ylabel('Bit Error Rate');

```

Publications

P. Lorenz, L. Hamada, "LiFi Towards 5G: Concepts, Challenges, Applications in Telemedicine", Second International Conference on Embedded & Distributed Systems, EDiS'2020, November 02-03, 2020, Oran, Algeria, pp. 123-127, doi.org/10.1109/EDiS49545.2020.9296435.

L. Hamada, P. Lorenz, M. Gilg, "Security Challenges for Light Emitting Systems", Future Internet, MDPI, Vol. 13, No. 11, 2021, pp.1-11, doi.org/10.3390/fi13110276, rank: Q2, Impact factor: 3.638

L. Hamada, P. Lorenz, "Li-Fi: A Revolution in Wireless Networking for Smart Communication Through Illumination", Acta Scientific Computer Sciences, Volume 3, Issue 10, October 2021, pp. 53-58,

Références

- [1] C. Wang *et al.*, “Cellular architecture and key technologies for 5G wireless communication networks,” in *IEEE Communications Magazine*, vol. 52, no. 2, pp. 122-130, 2014.
- [2] M. Ayyash *et al.*, “Coexistence of WiFi and LiFi toward 5G: concepts, opportunities, and challenges,” in *IEEE Communications Magazine*, vol. 54, no. 2, pp. 64-71, 2016.
- [3] P. Lorenz and L. Hamada, “LiFi Towards 5G: Concepts Challenges Applications in Telemedicine,” *Second International Conference on Embedded & Distributed Systems (EDiS)*, pp. 123-127, 2020.
- [4] LES COMMUNICATIONS par lumière visible : le Li-Fi. Available : <https://www.photoniques.com/articles/photon/pdf/2017/03/photon201786p22.pdf>.
- [5] A. Farrel, “The Internet and Its Protocols: A Comparative Approach,” *Morgan Kaufmann Publishers Inc.*, 2004.
- [6] Z. Wang, *et al.*, “Visible Light Communications : Modulation and Signal Processing,” 2017.
- [7] A. H. Azhar, T. Tuan-Anh, and D. O’Brien, “Demonstration of high-speed data transmission using mimo-ofdm visible light communications,” in *Proc. IEEE Global Communications Conference (GLOBECOM) Workshops 2010 (Miami, FL)*, Dec. 5–10, 2010, pp. 1052–1056.
- [8] J. Vucic, C. Kottke, and S. Nerreter, “230 Mbit/s via a wireless visible light link based on OOK modulation of phosphorescent white LEDs,” in *Proc. Optical Fiber Communication Conference and Exposition and the National Fiber Optic Engineers Conference (OFC/NFOEC) 2010 (San Diego, CA)*, Mar. 21–25, 2010, pp. 1–3.
- [9] J. Vucic, C. Kottke, S. Nerreter, K. Langer, and J. W. Walewski, “513 Mbit/s visible light communications link based on DMT-modulation of a white LED,” *J. Lightw. Technol.*, vol. 28, no. 24, pp. 3512–3518, Dec. 2010.
- [10] A. M. Khalid, G. Cossu, R. Corsini, P. Choudhury, and E. Ciaramella, “1-Gb/s transmission over a phosphorescent white LED by using rate-adaptive discrete multitone modulation,” *IEEE Photon. J.*, vol. 4, no. 5, pp. 1465–1473, Oct. 2012.
- [11] F. M. Wu, C. T. Lin, and C. C. Wei, “1.1-Gb/s white-LED-based visible light communication employing carrier-less amplitude and phase modulation,” *IEEE Photon.*

- Technol. Lett.*, vol. 24, no. 19, pp. 1730–1732, Oct. 2012.
- [12] A. Azhar, T. Tran, and D. O’Brien, “A gigabit/s indoor wireless transmission using MIMO-OFDM visible-light communications,” *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 25, no. 2, pp. 171–174, Jan. 2013.
- [13] H. Li, X. Chen, B. Huang, D. Tang, and H. Chen, “High bandwidth visible light communications based on a post-equalization circuit,” *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 26, no. 2, pp. 119–122, Jan. 2014.
- [14] J. McKendry, R. Green, and A. Kelly, “High speed visible light communications using individual pixels in a micro light emitting diode array,” *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 22, no. 18, pp. 1346–1348, Sep. 2010.
- [15] J. Vucic, C. Kottke, K. Habel, and K. D. Langer, “803 Mbit/s visible light WDM link based on DMT modulation of a single RGB LED luminary,” in *Proc. Optical Fiber Communication Conference and Exposition and the National Fiber Optic Engineers Conference (OFC/NFOEC) 2011* (Los Angeles, CA), Mar. 6–10, 2011, pp. 1–3.
- [16] G. Cossu, A. M. Khalid, P. Choudhury, R. Corsini, and E. Ciaramella, “Long distance indoor high speed visible light communication system based on RGB LEDs,” in *Proc. Asia Communications and Photonics Conference (ACP) 2012* (Guangzhou, China), Nov. 7–10, 2012, pp. 1–3.
- [17] G. Cossu, A. M. Khalid, P. Choudhury, R. Corsini, and E. Ciaramella, “2.1 Gbit/s visible optical wireless transmission,” in *Proc. European Conference and Exhibition on Optical Communication (ECOC) 2012* (Amsterdam, Netherlands), Sep. 16–20, 2012, pp. 1–4.
- [18] G. Cossu, A. M. Khalid, P. Choudhury, R. Corsini, and E. Ciaramella, “3.4 Gbit/s visible optical wireless transmission based on RGB LED,” *Opt. Exp.*, vol. 20, no. 26, pp. B501–B506, Dec. 2012.
- [19] Y. Wang, R. Li, Y. Wang, and Z. Zhang, “3.25-Gbps visible light communication system based on single carrier frequency domain equalization utilizing an RGB LED,” in *Proc. Optical Fiber Communications Conference and Exhibition (OFC) 2014* (San Francisco, CA), Mar. 9–13, 2014, pp. 1–3.
- [20] F. M. Wu, C. T. Lin, and C. C. Wei, “3.22-Gb/s WDM visible light communication of a single RGB LED employing carrier-less amplitude and phase modulation,” in *Proc. Optical Fiber Communication Conference and Exposition and the National Fiber Optic Engineer Conference (OFC/NFOEC) 2013* (Anaheim, CA), Mar. 17–21, 2013, pp. 1–3.
- [21] Y. Wang, Y. Wang, N. Chi, J. Yu, and H. Shang, “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,” *Opt. Exp.*, vol. 21, no. 1, pp. 1203–1208, Jan. 2013.
- [22] K. Cui, J. Quan, and Z. Xu, “Performance of indoor optical femtocell by visible light communication,” *Opt. Commun.*, vol. 298–299, pp. 59–66, Jul. 2013.
- [23] X. Li, F. Jin, R. Zhang, J. Wang, Z. Xu, and L. Hanzo, “Users first: User-centric cluster formation for interference-mitigation in visible-light networks,” *IEEE Trans. Wirel. Commun.*, vol. 15, no. 1, pp. 39–53, Jan. 2016.
- [24] F. Wang, Z. Wang, C. Qian, L. Dai, and Z. Yang, “MDP-based vertical handover scheme for indoor VLC-WiFi systems,” in *Proc. OptoElectronics and Communications Conference (OECC) 2015* (Shanghai, China), Jun. 28–Jul. 2, 2015, pp. 1–3.
- [25] P. Manousiadis, H. Chun, and S. Rajbhandari, “Demonstration of 2.3 Gb/s RGB white-light VLC using polymer based colour-converters and GaN micro-LEDs,” in *Proc. IEEE Summer Topicals Meeting Series (SUM) 2015* (Nassau, Bahamas), Jul. 13–15, 2015, pp. 222–223.
- [26] A. Sewaiwar, P. P. Han, and Y. H. Chung, “3-Gbit/s Indoor visible light communications using optical diversity schemes,” *IEEE Photon. J.*, vol. 7, no. 6, p. 7904609, Dec. 2015.
- [27] C. He, T. Q. Wang, and J. Armstrong, “Performance of optical receivers using photodetectors with different fields of view in a MIMO ACO-OFDM system,” *J. Lightw. Technol.*, vol. 33, no. 23, pp. 4957–4967, Dec. 2015.
- [28] Y. Wang, L. Tao, X. Huang, J. Shi, and N. Chi, “8-Gb/s RGBY LED-based WDM VLC system employing high-order CAP modulation and hybrid post equalizer,” *IEEE Photon. J.*, vol. 7, no. 6, p. 7904507, Dec. 2015.
- [29] Q. Wang, C. Qian, X. Guo, Z. Wang, D. Cunningham, and I. White, “Layered ACO-OFDM for intensity-modulated direct-detection optical wireless transmission,” *Opt. Exp.*, vol. 23, no. 9, pp. 12382–12393, May 2015.
- [30] C. Gong, S. Li, Q. Gao, and Z. Xu, “Power and rate optimization for visible light communication system with lighting constraints,” *IEEE Trans. Signal Process.*, vol. 63, no. 16, pp. 4245–4256, Aug. 2015.
- [31] Q. Gao, R. Wang, Z. Xu, and Y. Hua, “DC-informative joint color-frequency modulation for visible light communications,” *J. Lightw. Technol.*, vol. 33, no. 11, pp. 2181–2188, Jun. 2015.
- [32] Q. Gao, C. Gong, S. Li, and Z. Xu, “DC-informative visible light communications under lighting constraints,” *IEEE Wirel. Commun.*, vol. 22, no. 2, pp. 54–60, Apr. 2015.
- [33] X. Liu, C. Gong, S. Li, and Z. Xu, “Signal characterization and receiver design for visible light communication under weak illuminance,” *IEEE Commun. Lett.*, vol. 20, no. 7,

- pp. 1349–1352, Jul. 2016.
- [34] H. Chen, C. Wu, H. Li, X. Chen, Z. Gao, S. Cui, and Q. Wang, “Advances and prospects in visible light communications,” *J. Semicond.*, vol. 37, no. 1, p. 011001, Jan. 2016.
- [35] V. Jungnickel, M. Uysal, N. Serafimovski, T. Baykas, D. O’Brien, E. Ciaramella, Z. Ghassemlooy, R. Green, H. Haas, P. A. Haigh, V. P. G. Jimenez, F. Miramirkhani, M. Wolf, and S. Zvanovec, “A European view on the next generation optical wireless communication standard,” in *Proc. IEEE Conference on Standards for Communications and Networking (CSCN) 2015* (Tokyo, Japan),
- [36] H. Parikh, J. Chokshi, N. Gala, and T. Biradar, “Wirelessly transmitting a grayscale image using visible light,” in *Proc. International Conference on Advances in Technology and Engineering (ICATE) 2013* (Mumbai, India), Jan. 23–25, 2013, pp. 1–6.
- [37] C. W. Chow, C. H. Yeh, Y. F. Liu, and Y. Liu, “Improved modulation speed of LED visible light communication system integrated to main electricity network,” *Electron. Lett.*, vol. 47, no. 15, pp. 867–868, Jul. 2011.
- [38] M. Kavehrad, “Sustainable energy-efficient wireless applications using light,” *IEEE Commun. Mag.*, vol. 48, no. 12, pp. 66–73, Dec. 2010.
- [39] N. Bardsley *et al.*, “Solid-state lighting research and development: Multi-year program plan,” U.S. Dept. Energy, Washington, DC, USA, Tech. Rep., 2014, [online], <http://www1.eere.energy.gov/buildings/ssl/techroadmaps.html>.
- [40] W. Huang, P. Tian, and Z. Xu, “Design and implementation of a real-time CIM-MIMO optical camera communication system,” *Opt. Exp.*, vol. 24, no. 21, pp. 24567–24579, Oct. 2016.
- [41] J. Hu, C. Gong, and Z. Xu, “Demonstration of a robot controlling and positioning system based on visible light,” in *Proc. International Conference on Wireless Communications & Signal Processing (WCSP) 2016* (Yangzhou, China), Oct. 13–15, 2016, pp. 1–6.
- [42] K. Cui, G. Chen, Z. Xu, and R. D. Roberts, “Traffic light to vehicle VLC channel characterization,” *Appl. Opt.*, vol. 51, no. 27, pp. 6594–6605, Sep. 2012.
- [43] T. Yamazato, I. Takai, H. Okada, T. Fujii, T. Yendo, S. Arai, M. Andoh, T. Harada, K. Yasutomi, K. Kagawa, and S. Kawahito, “Image-sensor-based visible light communication for automotive applications,” *IEEE Commun. Mag.*, vol. 52, no. 7, pp. 88–97, Apr. 2014.
- [44] T. Yamazato, M. Kinoshita, S. Arai, E. Souke, T. Yendo, T. Fujii, K. Kamakura, and H. Okada, “Vehicle motion and pixel illumination modeling for image sensor based visible light

- communication,” *IEEE Commun.*, vol. 33, no. 9, pp. 1793–1805, Sep. 2015.
- [45] Y. Goto, I. Takai, T. Yamazato, H. Okada, T. Fujii, S. Kawahito, S. Arai, T. Yendo, and K. Kamakura, “A new automotive VLC system using optical communication image sensor,” *IEEE Photon. J.*, vol. 8, no. 3, p. 6802716, Jun. 2016.
- [46] Z. Chen and H. Haas, “Physical layer security for optical attocell networks,” *IEEE International Conference on Communications (ICC)*, pp. 1-6, 2017.
- [47] M. Uysal, F. Miramirkhani, O. Narmanlioglu, T. Baykas, et E. Panayirci, “IEEE 802.15.7r1 Reference Channel Models for Visible Light Communications,” *IEEE Communications Magazine*, vol. 55, no 1, p. 212-217, janv. 2017.
- [48] N. Kumar, “Visible Light Communication Based Traffic Information Broadcasting Systems, ” *International Journal of Future Computer and Communication*, p. 26-30, 2014.
- [49] S. Dimitrov et H. Haas, “Principles of LED Light Communications,” Cambridge University Press. 2015.
- [50] P. Goswami et M. K. Shukla, “Design of a Li-Fi Transceiver, ” *Wireless Engineering and Technology*, vol. 08, no 04, p. 71-86, 2017.
- [51] J. Wang, C. C. Tsai, W. C. Cheng, M. H. Chen, C. H. Chung, and W. H. Cheng, “High thermal stability of phosphor-converted white-lightemitting diodes employing Ce:YAG doped glass,” *IEEE J. Sel. Topics Quantum Electron.*, vol. 17, no. 3, pp. 741–746, May/June. 2011
- [52] D. Karunatilaka, F. Zafar, V. Kalavally, and R. Parthiban, “LED based indoor visible light communications: State of the art,” *IEEE Commun. Surv. Tuts.*, vol. 17, no. 3, pp. 1649–1678, Mar. 2015
- [53] F. Zafar, D. Karunatilaka, and R. Parthiban, “Dimming schemes for visible light communications: The state of research,” *IEEE Wirel. Commun.*, vol. 22, no. 2, pp. 29–35, Apr. 2015.
- [54] J. Gancarz, H. Elgala, and T. D. C. Little, “Impact of lighting requirements on VLC systems,” *IEEE Commun. Mag.*, vol. 51, no. 12, pp. 34–41, Dec. 2013.
- [55] S. Rajagopal, R. D. Roberts, and S. K. Lim, “IEEE 802.15.7 visible light communication: Modulation schemes and dimming support,” *IEEE Commun. Mag.*, vol. 50, no. 3, pp. 72–82, Mar. 2012.
- [56] Z. Ghassemlooy, *et al.* “Optical Wireless Communications: System and Channel Modelling with MATLAB®,” 2012.
- [57] T. Cevik et S. Yilmaz, “An Overview of Visible Light Communication Systems,” *International journal of Computer Networks & Communications*, vol. 7, no 6, p. 139-150, nov. 2015.

- [58] A. M. Khalid, G. Cossu, R. Corsini, P. Choudhury, and E. Ciaramella, "1-Gb/s Transmission Over a Phosphorescent White LED by Using Rate-Adaptive Discrete Multitone Modulation," *IEEE Photonics Journal*, vol. 4, no. 5, pp. 1465–1473, Oct. 2012.
- [59] G. Cossu, A. M. Khalid, P. Choudhury, R. Corsini, and E. Ciaramella, "3.4 Gbit/s Visible Optical Wireless Transmission Based on RGB LED," *Optics Express*, vol. 20, pp. B501–B506, 2012.
- [60] N. Fernando, Y. Hong, and E. Viterbo, "Flip-OFDM for Optical Wireless Communications," in *Information Theory Workshop (ITW)*. Paraty, Brazil: IEEE, Oct. 16–20, 2011, pp. 5–9.
- [61] D. Tsonev, S. Sinanovic, and H. Haas, "Novel Unipolar Orthogonal Frequency Division Multiplexing (U-OFDM) for Optical Wireless," in *Proceedings of the Vehicular Technology Conference (VTC Spring)*, Yokohama, Japan: IEEE, May 6–9, 2012.
- [62] K. Asadzadeh, A. Farid, and S. Hranilovic, "Spectrally Factorized Optical OFDM," in *12th Canadian Workshop on Information Theory (CWIT 2011)*. IEEE, May 17–20, 2011, pp. 102–105.
- [63] A. Chaaban, J. Morvan, and M. Alouini, "Free-space optical communications: Capacity bounds, approximations, and a new sphere-packing perspective," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 64, no. 3, pp. 1176–1191, Mar. 2016.
- [64] S. M. Moser, "Capacity results of an optical intensity channel with input-dependent Gaussian noise," *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 58, no. 1, pp. 207–223, Jan. 2012.
- [65] K. Pujapanda, "LiFi integrated to power-lines for smart illumination cum communication," in *Proc. Int. Conf. CSNT*, Gwalior, India, 2013, pp. 875–878.
- [66] N. Bardsley *et al.*, "Solid-state lighting research and development: Multi-year program plan," U.S. Dept. Energy, Washington, DC, USA, Tech. Rep., 2014. [En ligne] <http://www1.eere.energy.gov/buildings/ssl/techroadmaps.html>
- [67] D. Karunatilaka *et al.*, "LED Based Indoor Visible Light Communications: State of the Art," in *IEEE communication Surveys & tutorials*, vol. 17, no. 3, 2015.
- [68] L. Meriggi *et al.*, "Mid-wave infrared (3-5 μm) ALINSB resonant-cavity LEDs," in *Proc. CLEO EUROPE/IQEC*, 2013, pp. 1–1.
- [69] N. Fujimoto and H. Mochizuki, "477 mbit/s visible light transmission based on OOK-NRZ modulation using a single commercially available visible LED and a practical LED driver with a pre-emphasis circuit," in *Proc. OFC/NFOEC*, Anaheim, CA, USA, 2013, pp. 1-3.

- [70] T. Baumgartner, F. Wunderlich, A. Jaunich, T. Sato, and G. Bundy, "Lighting the way: Perspectives on the global lighting market," *McKinsey Co.*, Nashua, NH, USA, Tech. Rep., 2012. [En ligne] <http://www.ledsmagazine.com>.
- [71] Cisco. (2016, Feb.). Global mobile data traffic forecast update, 2015-2020. [En ligne]. <http://www.cisco.com/c/en/us/solutions/collateral/service-provider/visual-networking-index-vni/-mobile-white-paper-c11-520862.pdf>
- [72] S. Dimitrov and H. Haas, *Principles of LED Light Communications: Towards Networked Li-Fi*. Cambridge, England: Cambridge University Press, 2015.
- [73] D. Tsonev, S. Videv, and H. Haas, "Towards a 100 Gb/s visible light wireless access network," *Optics Express*, vol. 23, no. 2, pp. 1627- 1637, Jan. 2015. doi: 10.1364/OE.23.001627.
- [74] H. Elgala, R. Mesleh, and H. Haas, "A study of LED nonlinearity effects on optical Wireless transmission using OFDM," in *Proc. 6th IEEE International Conference on Wireless and Optical Communications Networks (WOCN)*, Cairo, Egypt, Apr. 28-30, 2009. doi: 10.1109/WOCN.2009.5010576.
- [75] A. M. Khalid, G. Cossu, R. Corsini, et al., "1-Gb/s transmission over a phosphorescent white LED by using rate-adaptive discrete multitone modulation," *IEEE Photonics Journal*, vol. 4, no. 5, pp. 1465- 1473, Oct. 2012. doi: 10.1109/JPHOT.2012.2210397.
- [76] G. Cossu, A. M. Khalid, P. Choudhury, et al., "3.4 Gbit/s visible optical wireless transmission based on RGB LED," *Optics Express*, vol. 20, pp. B501- B506, 2012. doi: 10.1364/OE.20.00B501.
- [77] L. U. Khan, "Visible light communication: Applications, architecture, standardization and research challenges," *Digital Communications and Networks*, vol. 3, no 2, p. 78-88, mai 2017.
- [78] C. Medina, M. Zambrano, et K. Navarro, "LED BASED VISIBLE LIGHT COMMUNICATION: TECHNOLOGY, APPLICATIONS AND CHALLENGES – A SURVEY," vol. 8, no 4, p. 15, 2015.
- [79] F. Delgado, I. Quintana, J. Rufo, *et al.*, "Design and implementation of an Ethernet-VLC interface for broadcast transmissions," *IEEE Communications Letters*, vol. 14, no. 12, pp. 1089- 1091, Dec. 2010. doi: 10.1109/LCOMM.2010.12.100984.
- [80] P. Haigh, S. T. Le, S. Zvanovec, *et al.*, "Multi-band carrier-less amplitude and phase modulation for bandlimited visible light communications systems," *IEEE Wireless Communications*, vol. 22, no. 2, pp. 46-53, Apr. 2015. doi: 10.1109/MWC.2015.7096284.

- [81] J. K. Kwon, "Inverse Source Coding for Dimming in Visible Light Communications Using NRZ-OOK on Reliable Links," *IEEE Trans. Photon. Technology Lett.*, vol. 22, no. 19, Oct. 2010, pp. 1455–57.
- [82] B. Bai, Z. Xu, and Y. Fan, "Joint LED Dimming and High Capacity Visible Light Communication by Overlapping PPM," *Proc. IEEE Annual Wireless and Opt. Commun. Conf.*, May 2010, pp. 71–75.
- [83] S. Dimitrov, S. Sinanovic, and H. Haas, "Signal Shaping and Modulation for Optical Wireless Communication," *IEEE/OSA Journal on Lightwave Technology (IEEE/OSA JLT)*, vol. 30, no. 9, pp. 1319–1328, May 2012.
- [84] B. Béchadergue, W-H. Shen, H-Mu Tsai, "Comparison of OFDM and OOK modulations for Vehicle-to-Vehicle visible light communication in real-world driving scenarios," *Ad Hoc Networks, Elsevier*, 2019, vol. 94, pp.101-944.
- [85] G. Blinowski, "Security of Visible Light Communication systems—A survey," *Physical Communication*, 2019, vol. 34, pp. 246–260.
- [86] G. Blinowski et K. Szczypiorski, "Steganography in VLC Systems," *Journal of Universal Computer Science*, 2017, vol. 23, pp. 454-478.
- [87] "IEEE Standard for Local and Metropolitan Area Networks—Part 15.7: Short-Range Wireless Optical Communication Using Visible Light," *IEEE Std 802.15.7-2011*, pp. 1-309, Sept. 2011.
- [88] J. Albà, "Development of embedded transmitter for visible light communication system for indoor environment," Master en science de l'ingénieur et gestion des télécommunications, Université polytechnique de Catalogne, 2014.
- [89] Wikipedia : https://en.wikipedia.org/wiki/Error_detection_and_correction [en ligne].
- [90] S. Kim, S-Y. Jung, "Modified Reed–Muller Coding Scheme Made from the Bent Function for Dimmable Visible Light Communications", *IEEE photonics technology letters*, vol. 25, no. 1, January 2013.
- [91] L. Hamada, P. Lorenz, M. Gilg, "Security Challenges for Light Emitting Systems," *Future Internet* 2021, 13, 276. <https://doi.org/10.3390/fil3110276>
- [92] P. Shrivastava, U. P. Singh, "Error Detection and Correction Using Reed Solomon Codes," *IJARCSSE*, 2013, vol. 3, no. 8, ISSN: 2277 128X.
- [93] S. Rajagopal, R. D. Roberts, S-K. Lim, "IEEE 802.15.7 Visible Light Communication: Modulation Schemes and Dimming Support," *IEEE Communications Magazine*, March 2012
- [94] S. Sonawane, V. S. Baste, "Implementation of RS-CC Encoder & Decoder using

MATLAB,” *International Journal of Science Technology & Engineering*, 2019, vol. 5, no. 7, ISSN (online): 2349-784X.

[95] https://en.wikipedia.org/wiki/Berlekamp-Massey_algorithm [En ligne].

[96] <https://fr.mathworks.com/discovery/what-is-matlab.html> [En ligne].

[97] C. Medina, M. Zambrano, et K. Navarro, “LED based visible light communication: technology, applications and challenges – a survey,” vol. 8, no 4, p. 15, 2015.

[98] S. Vijay et K. Geetha, “A Survey on visible light communication appliances used in inter-vehicular and indoor communication,” *International Journal of Applied Engineering Research*, vol. 11, no 7, p. 4893-4897, 2016.

[99] https://fr.wikipedia.org/wiki/Code_correcteur [En ligne].

[100] https://fr.wikipedia.org/wiki/Signal_d%27horloge [En ligne].

[101] [https://fr.wikipedia.org/wiki/Redondance_\(th%C3%A9orie_de_l%27information\)#:~:text=En%20th%C3%A9orie%20de%20l%27information,contenues%20dans%20ce%20m%C3%A9%20message](https://fr.wikipedia.org/wiki/Redondance_(th%C3%A9orie_de_l%27information)#:~:text=En%20th%C3%A9orie%20de%20l%27information,contenues%20dans%20ce%20m%C3%A9%20message) [En ligne].

[102] https://fr.wikipedia.org/wiki/Registre_%C3%A0_d%C3%A9calage_%C3%A0_r%C3%A9troaction_lin%C3%A9aire [En ligne].

[103] <https://fr.wikipedia.org/wiki/Additionneur> [En ligne].

[104] <https://www.greelane.com/fr/sciences-humaines/anglais/noise-communication-term-1691349/#:~:text=Dans%20les%20%C3%A9tudes%20de%20communication,C'est%20aussi%20appel%C3%A9%20interf%C3%A9rence> [En ligne].

[105] https://fr.wikipedia.org/wiki/Canal_discret [En ligne].

[106] A-M. CĂILEAN, “Study, implementation and optimization of a visible light communications system. Application to automotive field,” THÈSE, Université de Versailles Saint-Quentin-en-Yvelines, 2014.

[107] B. Sklar, P.K. Ray, “Digital Communications,” Chapter 8, Pearson Education, 2012.

[108] A. Brown, “Implementing Reed-Solomon,” Duke University, 2011.

[109] W. Ayara, et al., “Review on Li-Fi: an advancement in wireless network communication with the application of solar power,” *IOP Conference Series: Earth and Environmental Science*, 173. 012016. 10.1088/1755-1315/173/1/012016.

[110] <http://www.nextlifi.com/underwater-communications-system/> [En ligne].

[111] <https://www.ondesetprevention.fr/categorie/lifi> [En ligne].

[112] <http://blog.formatis.pro/lifi-led> [En ligne].

[113] https://www.deplacementspros.com/Internet-haut-debit-du-LiFi-dans-les-avions_a54035.html [En ligne].

- [114] <https://filippovalmori.wixsite.com/eletlcdsp/dsp-reed-solomon-coding> [En ligne].
- [115] K. Varundeeep, et al., “A Study on performance evaluation of Reed Solomon Codes through an AWGN Channel model for an efficient Communication System,” *IJETT*, vol 4. 1038, 2013.
- [116] Bruce Maggs, Reed-Solomon Codes : https://courses.cs.duke.edu/spring10/cps296.3/rs_scribe.pdf [En ligne].
- [117] Samuele Dietler, Implémentation de codes de Reed-Solomon sur FPGA pour communications spatiales Code correcteur d’erreurs : http://www.stephan-robert.ch/wp-content/uploads/2015/07/Projet_Diplome_2005_v1-1-dietler.pdf [En ligne].
- [118] Sofia Chergui, Conception et réalisation d’un système de communication bureautique par lumière visible (Li-Fi) : http://archives.univ-biskra.dz/bitstream/123456789/14631/1/chergui_sofia.pdf [En ligne].
- [119] Barras Benjamin, Codes de Reed-Solomon : <https://infoscience.epfl.ch/record/198834?ln=fr> [En ligne].
- [120] http://www.quidquam.fr/arc-en-ciel/couleurs_physiques.php [En ligne].
- [121] <https://www.zdnet.fr/actualites/5g-35-du-traffic-mondial-de-donnees-mobiles-d-ici-fin-2024-39885855.htm> [En ligne].
- [122] C. L. Dizes, O. Coponet, et al., Les enjeux et les opportunités offertes face au Wi-Fi : <https://docplayer.fr/12021551-Le-li-fi-les-enjeux-et-les-opportunités-offertes-face-au-wi-fi-monographie-realisee-dans-le-cadre-d-un-projet-de-culture-et-communication.html> [En ligne].
- [123] <https://www.grandviewresearch.com/industry-analysis/high-end-lighting-market> [En ligne].
- [124] <https://www.trilux.com/cf/service/knowledge/led/> [En ligne].
- [125] <https://www.led-fr.net/differents-types-de-leds.htm> [En ligne].
- [126] M-S. Islim, H. Haas, “Modulation Techniques for Li-Fi,” *ZTE COMMUNICATIONS*, vol. 14, no 2, pp. 29-40, 2016.
- [127] <https://slideplayer.fr/slide/482553/> [En ligne].