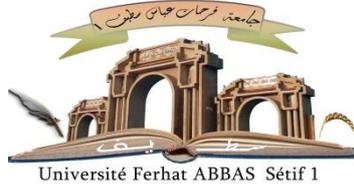


الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية

République Algérienne Démocratique et Populaire

Ministère de L'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique



UNIVERSITÉ FERHAT ABBAS - SETIF 1

FACULTÉ DE TECHNOLOGIE

THESE

Présentée au Département d'Electronique.

Pour l'obtention du diplôme de

DOCTORAT EN SCIENCES

Option: Electronique

Par

TOUHAMI Ridha

THÈME

**Modélisation et Simulation d'un Système de
Communication à base de la Technologie VLC-OFDM**

Soutenue le/...../..... devant le Jury:

M. FERHAT Hamida Abdelhak	Professeur	Univ. Ferhat Abbas Sétif 1	Président
M. SLIMANI Djamel	Professeur	Univ. Ferhat Abbas Sétif 1	Directeur de thèse
M. AYAD Mouloud	Professeur	Univ. Bouira	Examineur
M. MEDJOURI Abdelkader	Professeur	Univ. El-Oued	Examineur
M. AMARDJIA Nourredine	Professeur	Univ. Ferhat Abbas Sétif 1	Examineur
M. LAKHDAR Nacereddine	Professeur	Univ. Batna2	Examineur

Remerciements

J'exprime également mes profonds remerciements à mon directeur de thèse Monsieur **Djamel SLIMANI**, Professeur à l'Université de Sétif 1, pour les précieux conseils qu'il m'a donnés et l'attention et le sérieux avec lesquels il a suivi mes travaux de recherche.

J'exprime toute ma reconnaissance à tous les membres du jury pour avoir accepté d'évaluer ce travail: Monsieur **FERHAT Hamida Abdelhak**, Professeur à l'Université de Sétif 1, d'avoir accepté de juger mon travail et de présider le jury de soutenance de cette thèse. Monsieur **Mouloud AYAD** Professeur à l'université de Bouira, Monsieur **Abdelkader MEDJOURI** Professeur à l'université d'El-Oued. Monsieur **Nourredine AMARDJIA** Professeur à l'université de Sétif 1 et Monsieur **Nacereddine LAKHDAR** Professeur à l'Université de Batna 2 d'avoir accepté d'examiner ma thèse.

J'exprime mes profonds remerciements aux; Monsieur **Hairul Abdul-Rashid** et Monsieur **Mohamad Yusoff Alias** professeurs à l' Université Multimedia de Malaisie , Monsieur **Ayad Atiyah Abdulkafi** et Monsieur **Yaseein Soubhi Hussein** chercheurs à l' Université Multimedia de Malaisie, ainsi Monsieur **Bouزيد BELLOUI** professeur à l' Université de Setif 1 pour ses aides à mon stage de court durée à l'université MMU de Malaisie et ses conseils dans ma recherche.

Un grand merci aussi à tous mes enseignants qui ont contribué à ma formation tout au long de mon parcours scientifique et à toute personne m'ayant aidé de près ou de loin dans la réalisation de ce travail.

A mes parents
A toute ma famille

Sommaire

<i>Introduction générale</i>	1
<i>Chapitre 1 Communications par Lumière Visible</i>	
1.1 Introduction.....	5
1.2 Historique.....	5
1.3 Systèmes d'illumination.....	7
1.3.1 Caractéristiques des émetteurs.....	8
1.3.1.1 Source LED.....	8
1.4 Caractéristiques des récepteur (Photodiode).....	11
1.5 Canal de transmission.....	13
1.5.1 Principe.....	13
1.5.2 Les sources de bruits	14
1.5.2.1 Le bruit optique ambient	14
1.5.2.2 Le bruit thermique	15
1.5.3 Les différents types de propagation	16
1.5.3.1 Trajet LOS.....	18
1.5.3.2 Trajet NLOS	19
1.6 Avantages et inconvénients.....	21
1.6.1 Avantages	21
1.6.1.1 Bande passante élevée.....	21
1.6.1.2 Sécurité de santé.....	22
1.6.1.3 Implémentation facile	22
1.6.1.4 Faible coût.....	22
1.6.1.5 Technologie verte	22
1.6.1.6 Haute efficacité énergétique.....	22

1.6.1.7 Sécurité de l'information	23
1.6.2 Inconvénients	23
1.6.2.1 Condition LoS stricte	23
1.6.2.2 Sensibilité aux interférences.....	23
1.6.2.3 Pas de pénétration	23
1.7 Applications	24
1.7.1 Li-Fi.....	24
1.7.2 La Localisation en intérieur	24
1.7.3 Transport.....	24
1.7.4 Applications sous-marines.....	25
1.7.5 Applications médicales.....	25
1.8 Conclusion	26

Chapitre 2 Formes de modulation pour VLC

2.1 Introduction.....	28
2.2 Modulations en bande de base	28
2.2.1 La modulation PAM (Pulse Amplitude Modulation).....	28
2.2.2 La modulation PPM (Pulse Position Modulation)	31
2.2.3 La modulation PIM (Pulse Interval Modulation).....	32
2.2.4 La modulation DAPPM (Differential Amplitude Pulse Position Modulation)	34
2.2.5 La modulation VPPM (Variable Pulse Position Modulation)	36
2.3. Modulation multi-porteuses.....	37
2.3.1 DCO-OFDM (DC-biased optical OFDM).....	38
2.3.2 ACO-OFDM (Asymmetrically Clipped Optical OFDM)	41
2.3.3 PAM-DMT (Pulse-Amplitude-Modulated Discrete Multitone)	43
2.3.4 Unipolar OFDM (U-OFDM)	45
2.4 Modulation multicolore	46
2.4.1 CSK (Color-Shift Keying).....	46

2.4.2 CSK avec quad-LED	52
2.5 Conclusion	54

CHAPITRE 3 Réduction du PAPR d'un Système VLC-OFDM

3.1 Introduction.....	56
3.2 Définition	56
3.3. Fonction de répartition du PAPR	57
3.4 Effets de non-linéarité des LED sur PAPR.....	59
5. Méthodes de réduction du PAPR	60
3.5.1 Techniques probabilistes	61
3.5.1.1 Selective Mapping (SLM).....	61
3.5.1.2 Partial Transmit Sequence (PTS).....	63
3.5.2 Techniques de codage.....	65
3.5.2.1 Codes en blocs	66
3.5.2.2 Codes cycliques	67
3.5.2.4 Codes complémentaires de Golay	67
3.5.2.5 Codes Reed-Muller	68
3.5.3 Techniques d'ajout de signal	69
3.5.3.1 L'écrêtage et filtrage	69
3.5.3.2 Tone Reservation	70
3.5.3.3. Tone Injection.....	71
3.5.3.4 Active Constellation Extension (ACE)	74
3.5.3.5 La technique de companding.....	76
3.5.5. Techniques spécifiques à la structure O-OFDM.....	77
3.6 Critères d'évaluation des techniques de réduction du PAPR.....	79
3.6.1 Le gain de réduction de PAPR.....	79
3.6.2 Dégradation du BER	79
3.6.3 La compatibilité descendante.....	80

3.6.4 Variation de la puissance moyenne.....	80
6.5 Diminution du débit utile.....	80
3.6.6 Complexité.....	80
3.7 Conclusion	81

Chapitre 4 Proposition d'une méthode pour réduction du PAPR d'un Système VLC-OFDM

4.1. Introduction.....	83
4.2 OFDM pour communications en lumière visible (O-OFDM)	83
4.2.1 Propriétés de l'OFDM bipolaire	83
4.2.2 OFDM unipolaire pour VLC	87
4.2.3 DCO OFDM(DC-Biased Optical OFDM)	88
4.2.3.1 Principe	88
4.2.3.2 Analyse et performance du DCO-OFDM.	89
4.3 Combinaison de l'échelle d'enveloppe(LS) avec la méthode SLM pour la réduction.....	93
de PAPR.....	93
4.3.1 Modèle de base du système proposé	94
4.3.2 Influence du facteur d'echelle α (factor scaling) sur le PAPR et méthode proposée. .	97
4.3.3 Évaluation des performances de SLM combinée avec facteur d'echel proposé	103
4.3.4Taux d'erreur binaire (Bit Error Rate: BER).....	107
4.4 Conclusion	108
Conclusion générale et perspectives.....	112

Liste des Figures

Figure 1-1 les principaux blocs d'un système d' illumination.....	7
Figure 1-2 Combinaison d'éclairage et communication de données.....	8
Figure 1-3 Variation de la puissance émise d'une LED en fonction du courant de polarisation appliqué.....	9
Figure 1.4 Concept de base de la modulation d'intensité et de la détection directe (IM/DD)..	13
Figure 1-5 Modèle équivalent en bande de base de la liaison optique avec IM / DD.....	14
Figure 1-6 Impact des différentes sources de bruits optiques.....	15
Figure 1-7 Classifications des modes de propagation	17
Figure 1-8 liaison LOS entre un émetteur et un récepteur.....	18
Figure 0-9 liaison NLOS entre un émetteur et un récepteur	21
Figure 2-1 Formes d'onde 4 pam pour combinaisons de bits d'entrée.....	29
Figure 2-2 Formes d'onde temporelles de (a) OOK-NRZ et (b) OOK-RZ avec $\gamma = 0,5$	29
Figure 2 -3 Formes d'onde temporelles de tous les symboles 4-PPM possibles pour deux bits d'entrée.....	32
Figure 2-4 Structure des symboles de DPIM.....	33
Figure 2-5 Structure des symboles de DAPPM, $M = 2$ bits / symbole.....	35
Figure 2-6 Schéma de codage VPPM.....	36
Figure 07 L'architecture de l'émetteur-récepteur DCO-OFDM.....	39
Figure 0-8 Les échantillons de OFDM bipolaire (a) et DCO-OFDM(b).....	41
Figure 2-9 Les échantillons de OFDM bipolaire (a) et OFDM clippé (b).....	43
Figure 2-10 procédure de codage U-OFDM.....	45
Figure 2-11 Le schéma de principe de l'émetteur CSK avec trois sources lumineuses.....	47
Figure 2-12 Schéma bloc du processus de brouillage.....	48
Figure 2-13 Centre des bandes de couleur sur les coordonnées de couleur xy.....	49
Figure 2-14 Constellations de 4-CSK, 8-CSK et 16-CSK fournies par la norme IEEE 802.15.7.....	50
Figure 2-15 Exemple de 4-CSK demodulation.....	51
Figure.2-16 Récepteur CSK avec étalonnage des couleurs.....	52
Figure 2-17 Espace colorimétrique d'un système Q-LED.....	53
Figure 2-18 Constellations de 4-CSK, 8-CSK et 16-CSK pour QLED.....	54
Figure 3-1 Exemple de domaine temporel d'un module carré de symbole OFDM.....	58

Figure 3-2	Caractéristiques de transfert non linéaires du LED.....	61
Figure 3-3	l'emplacement de réduction du PAPR	62
Figure 3-4	Schéma bloc de la technique SLM OFDM.....	63
Figure 3-5	Schéma bloc de la technique PTS OFDM.....	65
Figure 3-6	Schéma bloc des techniques de codage	66
Figure 3-7	Schéma bloc de la technique TR.....	71
Figure 3-8	Schéma bloc d'un émetteur-récepteur OFDM à TI.....	73
Figure 3-9	Exemple d'élargissements possibles de constellation en TI pour 16 QAM.....	74
Figure 3-10	Représentation de la modification de canal actif avec le codage QPSK(a),16-QAM(b).....	76
Figure 3-11	Illustration Ellipse de l'E-DCO-OFD.....	79
Figure 3-12	Calcul du gain en réduction du PAPR	80
Figure 4-1	La représentation de la fonction de forme d'impulsion (a) et fonction de forme d'impulsion avec préfixe cyclique et fenêtrage (b).....	87
Figure 4-2 (a)	Schéma de principe de l'émetteur OFDM.....	87
Figure 4-2(b)	Schéma de principe du récepteur OFDM.....	88
Figure 4-3	Schéma bloc d'un système DCO-OFDM.....	90
Figure 4-4	le signal OFDM avant et après l'ajout de CP et la polarisation DC_{bias}	91
Figure 4-5	Sortie IFFT et signal continu après la conversion D/A.....	92
Figure 4-6	performances du BER pour le système DCO-OFDM.....	93
Figure 4-7	Comparaison de CCDF du PAPR pour DCO-OFDM avant et après LS et DC_{bias} pour différents types du QAM.....	94
Figure 4-8	Le modèle de base de système DCO-OFDM avec le bloc de réduction du PAPR.....	96
Figure 4-9	Caractéristique d'entrée / sortie linéaire d'une LED.....	97
Figure 4-10	Comparaison de CCDF du PAPR entre α proposé et différents valeurs de α pour 4-QAM.....	99
Figure 4-11	Comparaison de CCDF du PAPR entre α proposé et différents valeurs de α pour 16-QAM.....	99
Figure 4-12	Comparaison de CCDF du PAPR entre α proposé et différents valeurs de α pour 64-QAM.....	100
Figure 4.13.	Comparaison de CCDF du PAPR pour différents types de modulation.....	101
Figure 4- 14	Illustre l'organigramme proposé pour la réduction du PAPR	103

Figure 4-15 CCDF de PAPR pour le système DCO-OFDM avec ($\alpha_p + \text{SLM}$) pour 16 QAM.....	104
Figure 4-16 CCDF de PAPR pour le système DCO-OFDM avec ($\alpha_p + \text{SLM}$) pour 64 QAM....	105
Figure 4-17 CCDF de PAPR pour le système DCO-OFDM avec ($\alpha_p + \text{SLM}$) pour 16 QAM et $U = 16$	106
Figure 4.18 Comparaison du PAPR entre la méthode proposée et d'autres méthodes publiées dans [120]	107
Figure 4- 19 Organigramme de calcul de BER... ..	108
Figure 4.20 BER du système VLC-SLM-alpha opt.....	109

Liste des Tables

Tableau 2-1-Le mode de fonctionnement de la couche PHY III	47
Tableau 2-2 Coordonnées de couleur pour les sept bandes de couleur	49
Tableau 2-3 Combinaisons de bandes de couleurs pour CSK	50
Tableau 4-1 Variation de PAPR en fonction de α pour un CCDF de 10^{-2}	98
Tableau 4-2 Les paramètres de simulation.....	102
Tableau 4.3 Comparaison du PAPR entre la méthode proposée et d'autres méthodes.....	104

Abréviations

ACE	Active Constellation Extension
ACO-OFDM	Asymmetrically Clipped Optical OFDM
AWGN	Additive White Gaussian Noise
CCDF	Complementary Cumulative Distribution Function
CCOFDM	Combined Coded OFDM
CF	Crest Factor
CSK	Color-Shift Keying
DAPPM	Differential Amplitude Pulse Position Modulation
DCO-OFDM	DC-biased optical OFDM
DH-PIM	Dual-Header PIM
EC	Exponentielle Comanding
FEC	Forward Error Correction
FFT	Fast Fourier Transform
FOV	Field Of View
HPA	High Power Amplifier
IFFT	Inverse Fast Fourier Transform
ISI	Interférences Inter-Symboles
ITS	Intelligent Transportation System
ITU	International Telecommunication Union
I2V	Infrastructure to Vehicle
LASER	Light Amplification by Stimulated Emission of Radiation
LD	Diode Laser
LNST	Linear Non Symmetrical Transform
LOS	Line Of Sight
LS	Linear Scaling
LST	linear symmetrical transform

MDPIM	Multilevel DPIM
MIMO	Multiple-Input Multiple-Output
M-PAM	M-ary Pulse-Amplitude Modulation
M-QAM	M-ary Quadrature Amplitude Modulation
MSB	Most Significant Bit
NLNST	Non-Linear Non-Symmetrical Transform
NLOS	Non-Light-Of-Sight
NLST	Non-Linear Symmetrical Transform
NRZ	Non-Return-to-Zero
OC	Optical Communication
OCC	Optical Camera Communication
OFDM	Orthogonal Frequency-Division Multiplexing
OLED	Organic LED
OOK	ON-Off keying
OWC	Optical Wireless Communication
Q-LED	Quad-LED
PA	Pilot Assisted
PAM	Pulse Amplitude Modulation
PAM-DMT	Pulse-Amplitude-Modulated Discrete Multitone
PAPR	Peak to Average Power Ratio
pc-LED	Phosphor-Converted LED
PD	Photodiodes
PIM	Pulse Interval Modulation
PLC	Power Line Communication
PPM	Pulse-Position Modulation
PRT	Peak Reduction Tones
PRBS	Pseudorandom Binary Sequence

PTS	Partial Transmit Sequence
RF	Radiofréquences
RONJA	Reasonable Optical Near Joint Access
RZ	Return-Tozero
SBC	Sub Block Coding
SLM	Selected Mapping
SOCP	Second Order Cone Programming
SSL	Solid-State Lighting
TC	Trapezoidal Companding
TI	Tone Injection
TR	Tone Reservation
U-OFDM	Unipolar OFDM
VLC	Visible light communication
VLCC	Consortium de VLC
VPPM	Variable Pulse Position Modulation
V2I	Vehicle to Infrastructure
V2V	Vehicle to Vehicle
WDM	Wavelength Division Multiplexing
WPAN	Wireless Personal Area Networks
μ LED	micro LED

Introduction générale

Au cours des dernières années, les systèmes de communications radiofréquences (RF) ont connu un développement exponentiel et les demandes de bande passante de la communication sans fil ont augmenté. Le spectre radiofréquence devient de plus en plus congestionné, hautement réglementé et coûteux à la licence. En plus le spectre RF a été sujet à une réutilisation spatiale intensive, ce qui a conduit aux problèmes d'interférences entre canaux, impactant la qualité de service. Car la demande de spectre de données devrait dépasser des progrès de l'efficacité spectrale, récemment, les communications optiques sans-fil OWC (Optical Wireless Communication) tel que le VLC (Visible Light Communication) présentent une solution technologique à fort potentiel pour décongestionner le spectre. En comparant avec RF, OWC offre plus des caractéristiques telles que la bande passante ultra-élevée (l'ordre de THz), qui ne sont pas soumises à des interférences électromagnétiques, offrant un degré élevé de confinement spatial apportant une réutilisation de fréquence pratiquement illimitée, une rentabilité sans frais de licence et sécurité physique inhérente. Avec beaucoup de spectre disponible, l'efficacité spectrale n'est pas aussi critique que dans les systèmes RF. En plus, la plupart des techniques développées pour améliorer l'efficacité spectrale des systèmes RF peuvent être appliquées au domaine optique. Les systèmes VLCs sont définis comme une communication utilisant la région lumineuse visible du spectre optique dans la plage de fréquences de 428 THz à 750 THz (longueur d'onde de 400 nm à 700 nm), qui tirent pleinement parti des diodes LED pour le double objectif d'illumination et de communications de données à des vitesses très élevées. Les systèmes VLC attirent actuellement l'attention en raison de l'utilisation croissante de LED pour l'éclairage général dans une multitude d'applications. Avec des caractéristiques telles que la durée de vie plus longue, une meilleure régularité et une efficacité énergétique, l'éclairage futur sera définitivement basé sur des LED qui remplacent les dispositifs d'éclairage conventionnels d'une échelle mondiale. En plus de la faible consommation d'énergie, les LED ont des temps de réponse relativement rapides par rapport aux alternatives traditionnelles, permettant des taux de commutation élevés imperceptibles à l'œil humain. Les modulations simple porteuses telles que la OOK (ON-Off Keying), la modulation PPM (Pulse Position Modulation), la modulation M-PAM (M-ary pulse-amplitude modulation) et la modulation M-QAM (M-ary quadrature amplitude modulation) ont été appliquées à l'OWC de manière relativement simple, mais elles souffrent du canal OWC sélectif de fréquence. Les schémas de modulations multi-porteuses offrent

plusieurs avantages que des schémas de modulations mono-porteuses. Les systèmes multi-porteurs sont largement utilisés dans les systèmes RF en raison de leur robustesse inhérente aux interférences inter-symboles (ISI), causées par la dispersion de canaux. Un tel schéma multi-porteuses est l'OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing), transmet plusieurs sous-porteuses qui se chevauchent l'une de l'autre mais grâce à l'orthogonalité n'interfèrent pas entre elles. A fin de surmonter ce dernier problème, on utilise l'algorithme IFFT (Inverse Fast Fourier Transform). Ceci fournit une fonctionnalité sélective de fréquence simple, où chaque sous-porteuse peut être modulée indépendamment dans le domaine numérique. En plus dans le système VLC, l'OFDM est robuste aux ISI causé par la propagation multi-trajets de plusieurs sources de LED.

Les systèmes VLC sont basés sur la modulation d'intensité combinée avec la détection directe (IM/DD) pour transmettre les données, cela nécessite un signal réel et positif (unipolaire). Cependant, la génération conventionnelle basée sur RF produit un signal complexe et bipolaire. Pour obtenir un signal réel, la symétrie hermitienne est requise pour les symboles fréquentiels envoyés à l'entrée de l'IFFT. Pour satisfaire la non-négativité, plusieurs propositions existent pour l'OFDM. Une approche directe consiste à ajouter un courant DC_{BIAS} au signal pour le rendre positif. Ainsi de nombreuses méthodes de modulations dérivées de l'OFDM ont été démontrées dans la littérature pour satisfaire les contraintes des systèmes IM/DD tel que le DCO-OFDM (DC-biased optical OFDM), l'ACO-OFDM (asymmetrically clipped optical OFDM), le PAM-DMT (pulse-amplitude-modulated discrete multitone) et l'U-OFDM (unipolar OFDM). Notre travail est basé sur la méthode DCO-OFDM. Similaire aux systèmes RF conventionnels optical OFDM souffre d'un problème de PAPR (Peak to Average Power Ratio), qui pourrait introduire une distorsion non linéaire sévère et réduire la performance des systèmes VLC en raison des non-linéarités des LEDs.

En général, les non-linéarités de LED peuvent être améliorées avec deux approches différentes. L'un est d'adopter des méthodes de réduction du PAPR comme les algorithmes SLM (selected mapping), PTS (partial transmit sequence) et PA (pilot assisted). La méthode SLM est considérée dans notre travail. L'autre est de linéariser les caractéristiques de transfert non linéaire de la LED en optimisant la polarisation et le facteur d'échelle.

Dans cette thèse, nous nous concentrons sur l'étude et l'analyse des systèmes de communication optique, pour lesquels O-OFDM sera notre sujet majeur. Le PAPR est une métrique importante largement utilisée pour analyser les performances des systèmes O-OFDM. Pour réduire le PAPR dans les Systèmes VLC nous appliquons dans un premier

temps la méthode SLM. Dans un deuxième temps, notre contribution est de proposer une expression pour le facteur d'échelle combiné avec la méthode SLM afin de réduire le PAPR.

Le manuscrit de cette thèse est organisé en quatre chapitres. Le premier chapitre introduit le principe des systèmes VLC. Après un bref historique sur Les systèmes de communication optique, nous présentons les principes de base des systèmes d'illumination, dont le fonctionnement, les caractéristiques et les différents types des sources d'émissions et des récepteurs ont été présentés. Ensuite, nous étudions le principe du canal de transmission pour les systèmes VLC. nous décrivons les différents types de propagation, ainsi que les sources de bruits. Enfin les avantages, les inconvénients et les applications des systèmes VLC sont illustrés.

Le second chapitre est consacré à l'étude des schémas de modulation pour les systèmes VLC basés sur le système IM / DD. Ce chapitre discute des modulations en bande de base, y compris l'amplitude d'impulsion, position d'impulsion et modulation d'intervalle d'impulsion. Ensuite il décrit les modulations multi-porteuses en concentrant sur les développements récents sur O-OFDM tels que le DCO-OFDM, l'ACO-OFDM, U-OFDM...etc. En fin nous présentons les modulations multicolores.

Le troisième chapitre est consacré à l'étude du problème de PAPR. Dans un premier temps, nous commençons par la définition de ce problème. Dans un second temps, nous décrivons les effets de non-linéarité des LED sur le PAPR pour les systèmes VLC. Par la suite, nous nous intéressons aux méthodes de réduction du PAPR proposées dans la littérature pour contrecarrer le PAPR élevé dans les techniques classiques O-OFDM telles que DCO-OFDM et ACO-OFDM. A la fin de ce chapitre, nous présentons les critères d'évaluation des techniques de réduction du PAPR.

Le quatrième chapitre constitue la principale contribution apportée par cette thèse. Il explique l'application du technique OFDM pour les systèmes VLC en présentant les propriétés de l'OFDM bipolaire ou traditionnel et les propriétés de l'OFDM unipolaires pour les systèmes VLC. Ensuite nous étudions les performances du système DCO-OFDM en analysant les résultats de simulation de PAPR et de BER correspondants. Pour réduire le PAPR dans le système VLC (DCO-OFDM dans notre cas), nous appliquons dans un premier temps la méthode SLM, dans un second temps, nous combinons la technique SLM avec notre facteur de mise à l'échelle (scaling factor) que nous avons proposé. Ensuite, afin de valider notre méthode nous comparons nos résultats obtenus avec celles publiés dans la littérature.

En fin, cette thèse se termine par une conclusion générale sur le travail effectué et des perspectives.

Chapitre 1

Communications par Lumière Visible

1.1 Introduction

La communication en lumière visible (VLC) est une technologie qui exploite l'éclairage pour fournir une liaison de communication sans fil à courte portée. Les systèmes VLC profitent de l'avantage du spectre lumineux sans licence et de leur immunité aux interférences radioélectriques, dans de tels systèmes, l'information est souvent relayée en modulant l'intensité de sortie des LEDs, alors qu'au côté récepteur, les données sont récupérées à l'aide de photodiodes (PD). Au cours de ce chapitre, nous commencerons par présenter un bref historique des communications optique sans fil. Nous détaillerons ensuite les systèmes d'illumination en présentant les caractéristiques des émetteurs (LEDs) et des récepteurs (Photodiode). Dans la suite, nous parlerons du canal de transmission, les sources de bruits ainsi les différents modes de propagation. Nous finirons par la citation des avantages, les inconvénients et les applications du système VLC.

1.2 Historique

L'utilisation de la lumière pour envoyer des messages d'un endroit à un autre est une idée très ancienne. Dans la Chine ancienne, la communication par les flammes était un moyen efficace de relayer les signaux des postes de garde-frontières aux bureaux de commandement éloignés de la Grande Muraille [1], les anciens Grecs utilisaient des boucliers polis pour refléter la lumière du soleil à signaler dans la bataille et les archives romaines indiquent que des plaques de métal polies étaient utilisées comme miroirs pour réfléchir la lumière du soleil pour la signalisation à longue distance. Les systèmes de communication optique (OC) basés sur la technique des lignes de sémaphore étaient la première forme d'OC technologique et remontent aux années 1790s. En 1792, l'inventeur français Claude Chappe a construit le premier système de télégraphie visuelle entre les villes de France. Au début des années 1800, l'armée américaine utilise un télégraphe solaire appelé «héliographe» qui signale à l'aide des flashes de code Morse la lumière du soleil réfléchié par un miroir [2]. VLC a été proposé dans une société technologique par Alexander Graham Bell avec son invention "photophone" en 1880. Cet appareil a pu moduler la lumière du soleil avec des vibrations causées par la parole et a transmis la lumière modulée à un récepteur prévu, des véritables progrès dans le VLC sont venus avec la découverte de l'électroluminescence et de la LED en 1927 [3]. Jusqu'à la fin des années 1960s, les communications radio basée sur le rayonnement électromagnétique a été établie comme technologie de communication dominante. L'OC a commencé à attirer

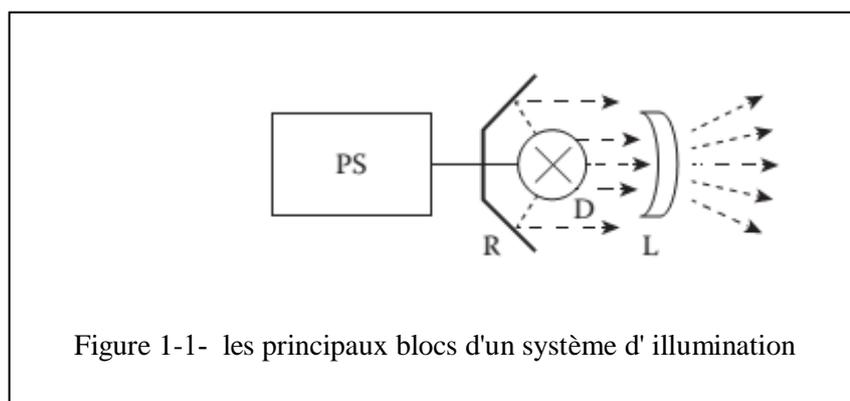
l'attention avec l'invention du LASER (Light Amplification by Stimulated Emission of Radiation) et de la [2] diode laser (LD) dans les années 1960s, suivi dans les années 1970s par le développement de fibres optiques à faible perte comme moyen de transmission d'informations utilisant la lumière [2]. En 1979, F. R. Gfeller et G. Bapst ont démontré la faisabilité technique de la communication sans fil optique intérieure à l'aide des LEDs infrarouges. Leur travail de recherche a marqué le début de développement des activités de recherche et qui a abouti à ce que nous reconnaissons actuellement comme OWC [3]. Un concept a été proposé pour la première fois par Panget et al en 1999, utilisant la LED comme émetteur de signal optique [1]. En 2001, RONJA (Reasonable Optical Near Joint Access) a utilisé des faisceaux de lumière visible pour transmettre des données à 10 Mb / s sur 1,4 km. En 2003, le consortium de VLC (VLCC) a été fondé pour promouvoir et normaliser la technologie VLC [4]. En 2006, des chercheurs du CICTR (Center for Information and Communications Technology Research) de Penn State université ont proposé une combinaison de PLC (power line communication) et de LED blanche pour fournir un accès à large bande pour des applications indoor. En 2011 le professeur Harald Haas et son équipe de recherche à l'Université d'Édimbourg démontrent les potentialités d'une transmission vidéo par VLC et introduisent pour la première fois le terme «Li-Fi»[5]. Le groupe de travail IEEE 802.15 pour les réseaux WPAN (Wireless Personal Area Networks) a créé le groupe de travail VLC IEEE 802.15.7 et l'a chargé d'écrire les normes PHY et MAC pour VLC [4]. En 2012, le système VLC basé sur une seule LED a atteint un débit de données 1 Gbit / s avec OFDM, de plus, en utilisant une structure MIMO (Multiple Input Multiple Output), un système VLC (4 × 9) atteignant 1,1 Gbps a été présenté. En 2014, un circuit (post-equalization) composé de deux égaliseurs passifs et d'un égaliseur actif a été proposé pour étendre la bande passante de dizaines de MHz à environ 150 MHz. Un système VLC basé sur OFDM utilisant une LED multicolore a été réalisé prenant en charge un débit de 803 Mbps sur 0,12 m. 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, trois lumières colorées ont été modulées et mélangées pour un éclairage en lumière blanche, le débit de données global de trois couleurs était de 2,3 Gbit / s, dans cette année l'IUT (International Telecommunication Union) a créé une commission d'études (appelée SG15) pour normaliser la technologie VLC dans le cadre G.vlc qui a spécifié le format de modulation VLC, le contrôle de gradation, les modèles de canal et de source, les plans de bande et la topologie du réseau. En mars 2017, l'association (Smart Visible Light Industrial Technology Innovation Association) a été créée dans Guangdong Province, en Chine, avec plus de 20 membres de

l'industrie, dont ZTE, Philips Lighting et Audi, son objectif principal est de faire connaître, populariser et standardiser la technologie VLC dans divers secteurs industriels et commerciaux [1]. En 2018 le standard IEEE 802.15.7m a été évolué en incluant les communications utilisant un capteur d'image ou caméra (OCC Optical Camera Communication) et les communications faible débit unidirectionnelles utilisant des LED. En 2019 le standard IEEE 802.15.13 a été évolué pour des communications par optique sans fil très haut-débit (plusieurs Gbit/s) déployées pour des applications généralement industrielles et complexes incluant plusieurs émetteurs et récepteurs.

En parallèle, un groupe au sein d'IEEE 802.11 (The Light Communications (LC) Topic Interest Group) travaille également autour du Li-Fi pour une intégration aux futurs systèmes 5G. Ce groupe est plus large que celui d'IEEE.802.15 car regroupant les entreprises de télécommunications (fabricants de circuits, de systèmes, les opérateurs), les organismes de recherche et les entreprises d'éclairage. L'objectif serait de fournir à l'horizon 2021 [5].

1.3 Systèmes d'illumination

La figure 1.1 illustre les principaux blocs d'un système d'illumination typique



Les quatre principaux composants sont la source d'alimentation PS (power source), le dispositif d'éclairage (D), un réflecteur (R) et une lentille de mise en forme (L). Chacun des composants décrits dans la figure 1.1 a une fonctionnalité spécifique.

Avec l'introduction de dispositifs d'éclairage (solid-state lighting devices) à semi-conducteurs, il est devenu possible pour la première fois de commuter ces sources de lumière à grande vitesse (ce qui n'est pas possible avec d'autres lampes). Par conséquent, il existe la possibilité

de doubles fonctionnalités d'éclairage et de communication de données, conduisant ainsi à l'émergence de communications en lumière visible (VLC), comme indiqué dans la Figure 1.2.

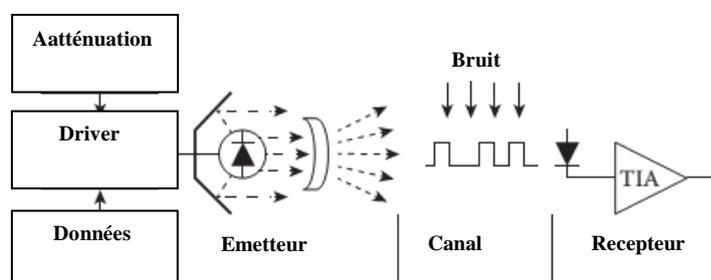


Figure 1-2 Combinaison d'éclairage et communication de données [3]

Lorsque le même dispositif est utilisé à la fois pour l'éclairage et la communication de données, plusieurs considérations importantes concernant la conception du système doivent être prises en compte. Ce scénario est particulièrement pertinent lorsque le dispositif d'éclairage est une LED ou une groupe de LEDs, car d'autres dispositifs d'éclairage offrent un support limité pour les communications [3].

1.3.1 Caractéristiques des émetteurs

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

En VLC, les LED sont privilégiées en raison de leur faible coût et de leur large surface d'émission, permettant de produire des faisceaux optiques plus diffus, facilitant ainsi le respect des contraintes d'éclairage ainsi que celles liées à la sécurité oculaire [5].

1.3.1.1 Source LED

Le composant communément appelé LED consiste en un matériau semi-conducteur dopé avec des impuretés afin de créer une jonction p-n. Comme pour les diodes classiques, le courant circule facilement par le côté n, ou cathode, mais ne peut pas aller dans l'autre direction [5].

L'une des premières LED rouges a été développée en 1962 sur la base de GaAsP. Par rapport aux sources d'éclairage conventionnelles telles que les lampes fluorescentes et incandescentes, les LEDs présentent de nombreux avantages, notamment l'efficacité énergétique, la densité

lumineuse, la durée de vie et la fiabilité [6]. La puissance optique générée par ce composant dépend du courant qui la traverse. Pour un modèle idéal du LED, la variation de l'entrée (polarisation directe) est linéaire par rapport à la sortie (puissance optique émise), en pratique, les LED souffrent toujours d'une distorsion non linéaire, ce qui dégraderait considérablement les performances du système. L'équation classique de la diode idéale de Shockley a été proposée au début des années 1950 pour décrire cet effet de non-linéarité entre le courant et la tension, qui est donné par [6]

$$I = I_s \left(e^{\frac{qV}{kT}} - 1 \right) \quad (1.1)$$

Où I_s est le courant de saturation, q est la charge de l'électron, k est la constante de Boltzman

L'équation de la diode idéale de Shockley peut être simplement approximée comme suite

$$I = I_s \left(e^{\frac{qV}{kT}} \right) \quad (1.2)$$

L'évolution de la puissance optique émise en fonction du courant est composée de parties non-linéaires comme le montre la figure 1.3.

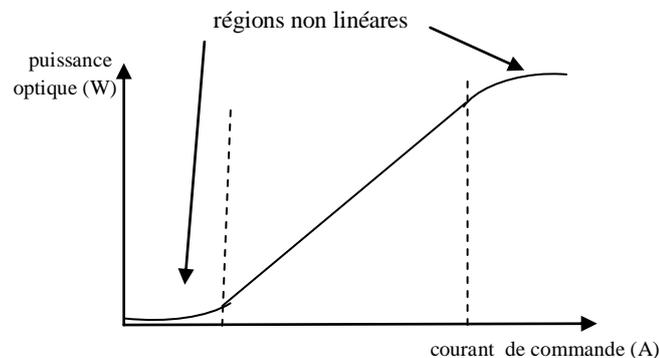


Figure 1-3 Variation de la puissance émise d'une LED en fonction du courant de polarisation appliqué

Cette conversion courant-puissance optique (I-P) qui est non-linéaire, peut être modélisée en tant que modèle sans mémoire ou modèle de mémoire. Un modèle LED sans mémoire typique est un modèle polynomial. Sur la base de la série de Taylor, une approximation polynomiale pour la fonction de transfert non linéaire peut être obtenue comme [1].

$$P = \sum_{n=0}^N \alpha_n (I - I_{DC})^n \quad (1.3)$$

où α_n est le coefficient de puissance du $n^{\text{ième}}$ ordre de la fonction de transfert non linéaire et I_{DC} désigne le courant continu (DC).

Comme la fonction de transfert non linéaire est modélisée pour être statique, l'approximation polynomiale n'est valide que lorsque la fréquence de modulation est inférieure à la bande passante de 3 dB des LED. Étant donné que la capacité et la conductance d'une LED dépendent de la fréquence, le modèle polynomial n'est pas capable de décrire avec précision la dynamique et les effets de mémoire des LED, donc au lieu de cela, un modèle Volterra, combinant la non-linéarité et les effets de mémoire sont utilisés. La conversion de courant-puissance optique basée sur la série Volterra pour le système à temps continu peut être exprimée comme [1]

$$P(t) = P_0 + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n!} P_n(t) \quad (1.4)$$

où P_0 est la composante DC de la puissance optique, et $P_n(t)$ est la composante $n^{\text{ième}}$ de $P(t)$.

1.3.1.1.1 Types des LED

Il existe différents types de LED telles que pc-LED (phosphor-converted LED), multi-chip LED, OLED(Organic LED) et μ LED(micro LED). Pc-LED et multi-chip LED sont deux types de LED blanches pour l'éclairage qui utilisent deux ou plusieurs lumières de longueur d'onde différentes pour générer la lumière blanche. Les Pc-LED utilisent une partie de la lumière à courte longueur d'onde pour pomper le phosphore et produire une lumière à longue longueur d'onde tandis que le reste de la lumière à courte longueur d'onde s'échappe.

D'autre part, les multi-chip LEDs exploitent trois puces LED ou plus pour émettre différentes lumières monochromatiques et les mélanger ensemble selon le rapport prédéfini pour produire la lumière blanche. Les multi-chip LEDs peuvent fournir des points de couleur variables et contrôler la lumière blanche de manière dynamique, multi-chip LEDs sont plus complexes et plus chères, leur bande passante de modulation intrinsèque est plus importante que celle des pc-LEDs [7]. La structure de base des OLED est constituée de semi-conducteurs organiques en couches minces placés entre l'anode et la cathode, Les LED organiques à base small-molecular ou polymer (SMOLED ou PLED) sont généralement utilisées dans les écrans plats. μ LEDs est un émergent type de LED qui peut être utilisé dans les micro-écrans auto-émissifs, la photostimulation multisite et les dispositifs hybrides inorganiques / organiques, contrairement aux écrans à cristaux liquides, les écrans μ LED sont auto-luminescents et

économiques en énergie, L'affichage μ LED intègre de petits éléments LED massifs, la taille de chaque élément est seulement $\mu\text{m} \times \mu\text{m}$ ou plus petite [1].

1.4 Caractéristiques des récepteur (Photodiode)

La photodiode est utilisée comme récepteur optique pour convertir le signal optique en signal électrique dans les communications en lumière visible, lorsqu'un photon avec suffisamment d'énergie est absorbé dans la photodiode, un électron se déplace de la bande de valence à la bande de conduction, entraînant la génération d'une paire électron-trou, dans ce processus, l'énergie du photon $h\nu$ ne doit pas être inférieure à l'écart d'énergie entre la bande de valence et la bande de conduction, la puissance optique est convertit en courant électrique en détectant le flux de photons incident sur la surface du composant.

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

$$A_{\text{eff}} = \begin{cases} A_{\text{phy}} \cos \psi & 0 \leq \psi \leq FOV \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (1.5)$$

Où FOV (Field of View) représente le champ de vision du récepteur, c'est-à-dire l'angle le plus élevé dans lequel le récepteur peut recevoir des rayons. En dehors du FOV, le récepteur ne reçoit rien, Pour augmenter la performance des photorécepteurs dans les applications VLC, la surface effective de la photodiode doit idéalement être augmentée. On peut également augmenter le FOV pour agrandir l'angle d'ouverture et donc la quantité de photons accumulée mais cela se fait au détriment d'un bruit accru. La méthode classique est d'utiliser un concentrateur pour focaliser la lumière incidente sur la surface de la photodiode. Le gain apporté par un concentrateur idéal peut s'exprimer par:

$$g(\psi) = \begin{cases} \frac{n^2}{\sin^2(FOV)} & 0 \leq \psi \leq FOV \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (1.5)$$

Avec n l'indice de réfraction du concentrateur.

En outre, le rapport du courant produit par la photodiode sur la puissance incidente, nommé R en [A/W], traduit la sensibilité de la photodiode et est donné par

$$R = \eta \frac{q}{hf} \quad (1.6)$$

Avec η l'efficacité quantique du récepteur, q la charge élémentaire d'un électron, h la constante de Planck et f la fréquence du signal optique.

Autres éléments importants liés à une photodiode peuvent être cités comme suite :

- La tension de polarisation avant saturation.
- Le courant d'obscurité généré en l'absence de puissance lumineuse incidente, qui peut limiter la détection de faibles valeurs de courant.
- La vitesse, ou bande passante, liée au temps de réponse t_r (rise time), dépend des paramètres électriques de la photodiode (résistance, capacité de jonction) et des effets internes [3,5].

Il existe différents types de photodiodes telles que la photodiode PN, la photodiode PIN et la photodiode à avalanche (APD). La photodiode PN se compose d'une couche mince de type p fortement dopée et d'un substrat de type n, sa réponse en fréquence présente une double coupure (cutoff), la coupure de durée de vie (MHz) due à la durée de vie de la porteuse dans les régions de diffusion aux côtés de type p et de type n, et la coupure RC (GHz) en raison du temps de transit et des effets de capacité. Les performances de la photodiode PN sont généralement limitées par la durée de vie de la porteuse avec une fréquence de coupure maximale de 100-200 MHz. Par rapport à la photodiode PN, une région intrinsèque supplémentaire est placée entre la région de type p et la région de type n dans la photodiode PIN afin d'améliorer la réponse en fréquence et l'efficacité haute fréquence. Dans la photodiode PIN, la zone de déplétion est beaucoup plus grande que la zone de diffusion des porteurs, le photocourant dû à la diffusion de la porteuse dans les zones de type p et de type n peut être ignoré et la fréquence de coupure est augmentée de l'ordre de GHz. La réponse en fréquence de la photodiode PIN est limitée par la capacité de la photodiode et le temps de transit des porteurs dérivant à travers la zone de déplétion [8]. En tant que semi-conducteur hautement sensible, APD utilise le processus d'ionisation par impact pour détecter et amplifier le courant, dans les APD, les porteurs générés par photons produisent des paires électron-trou par collision avec des électrons bornés, les porteurs générés par les photons se produisent dans

la région de génération et la multiplication d'avalanche se produit dans la région de multiplication, pour les APD conventionnels, ces deux régions sont identiques, alors que pour un APD d'absorption et de multiplication séparé (SAM APD), ces deux régions sont physiquement séparées, par rapport aux photodiodes PIN, APD a une sensibilité plus élevée [3, 5, 9].

1.5 Canal de transmission

1.5.1 Principe

Dans le système VLC, la modulation d'intensité (IM) est utilisée au niveau de l'émetteur. Le signal direct entraîne la LED qui à son tour convertit la magnitude du signal électrique d'entrée en intensité optique. L'œil humain ne peut pas percevoir les variations rapides de l'intensité lumineuse et ne répond qu'à l'intensité lumineuse moyenne. La détection directe (DD) est utilisée sur le récepteur. Une photodiode (PD) transforme la puissance optique reçue en amplitude d'un signal électrique [10]. La figure 1.4 montre le concept de base de la modulation d'intensité et de la détection directe dans le système VLC.

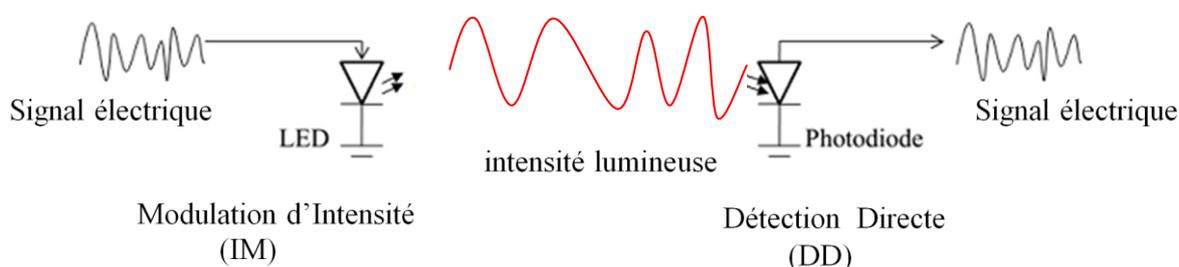


Figure 1-4 Combinaison d'éclairage et communication de données

L'intensité de la LED, $x(t)$, est modulée par le signal d'entrée. En désignant le photocourant généré par le PD au récepteur par $y(t)$, Le modèle équivalent en bande de base d'un lien de communication IM/DD peut se décrire selon le schéma de la figure 1.5.

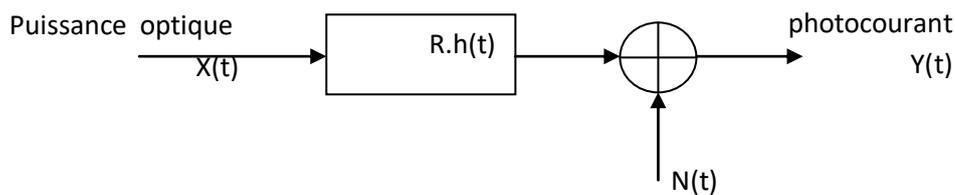


Figure 1-5 Modèle équivalent en bande de base de la liaison optique avec IM / DD

Ce schéma se traduit par l'équation suivante:

$$Y(t) = R.X(t) \otimes h(t) + N(t) \quad (1.7)$$

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

1.5.2 Les sources de bruits

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

1.5.2.1 Le bruit optique ambiant

Ce bruit est souvent considéré comme la principale limitation dans le domaine de l'optique sans fil. Il est caractérisé par les perturbations provenant des sources lumineuses autres que le système d'émission présent dans l'environnement. Ainsi, la photodiode en réception peut détecter de la lumière parasite pour le signal utile [5,11], la figure 1.6 illustre ce phénomène.

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

Le bruit optique ambiant est modélisé généralement par une distribution de Poisson. Etant indépendant du signal émis, on le représente classiquement par un bruit blanc Gaussien. Il est caractérisé par un photocourant I_b au niveau de la photodiode qui dépend de la puissance de la lumière ambiante et de la sensibilité du composant [5].

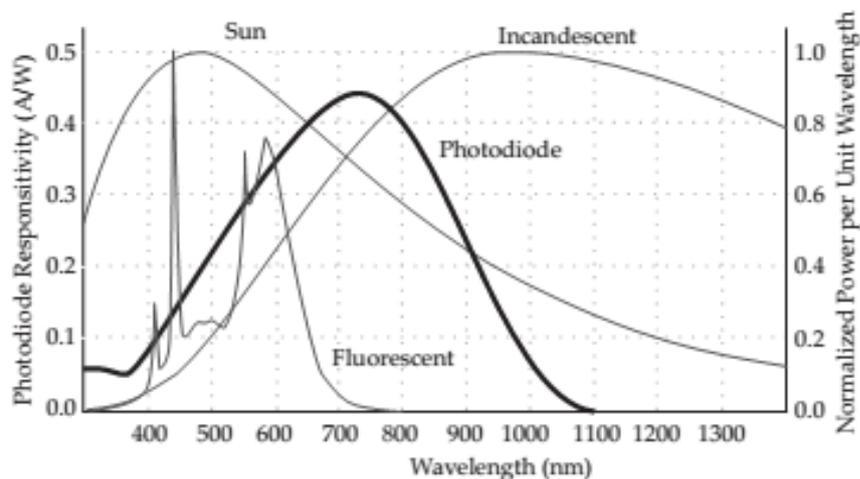


Figure 1-6 Impact des différentes sources de bruits optiques [12]

La variance associée au bruit optique est donnée par

$$\sigma_{shot}^2 = 2q(I_r + I_b)B \quad (1.8)$$

Avec q la charge d'électron élémentaire et B la bande passante de la photodiode. I_r est la valeur du photocourant liée à l'intensité du signal reçu. Celle-ci correspond au bruit pouvant être généré aléatoirement par le mouvement des électrons lors de la création d'un courant électrique [9]. En pratique, $I_b \gg I_r$, donc la variance liée au bruit ambiant est approximé comme suite

$$\sigma_{shot}^2 = 2qI_bB \quad (1.9)$$

1.5.2.2 Le bruit thermique

Le bruit thermique dû à l'agitation thermique des électrons est lié à l'électronique du récepteur, en particulier au type d'amplificateur utilisé et aux composants électroniques associés. Ce bruit est propre à chaque composant et il est fonction de la conductivité du matériau, de sa température et est généré indépendamment du signal reçu. On le considère classiquement comme étant un bruit blanc Gaussien, sa densité spectrale de puissance étant indépendante de la fréquence. Sa variance est donné par [13].

$$\sigma_{\text{thermal}}^2 = \frac{4KT_eB}{R_L} \quad (1.10)$$

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

$$\sigma_{\text{noise}}^2 = \sigma_{\text{shot}}^2 + \sigma_{\text{thermal}}^2 \quad (1.11)$$

1.5.3 Les différents types de propagation

En générale, les modes de propagation en optique sans fil sont classés en deux catégories:

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

Si la puissance du trajet LOS domine et la puissance des trajets réfléchis est beaucoup plus faible, un système sans fil LOS a généralement une efficacité énergétique plus élevée. Lorsque le trajet LOS est bloqué par des objets en mouvement, les performances du système seraient rapidement détériorées, entraînant même une interruption de la communication. Alors que pour un système sans fil NLOS, les lumières rayonnées par l'émetteur sont réfléchies par les surfaces du plafond ou des murs. Par rapport aux scénarios de liaison LOS, la propagation à multi-trajets améliore la robustesse des systèmes VLC basés sur la liaison NLOS, même lorsqu'il existe des barrières entre l'émetteur et le récepteur, les signaux via les trajets réfléchis peuvent toujours être détectés. Considérant la directivité de l'émetteur et du récepteur, les liaisons de propagation VLC pourraient également être classées en trois catégories; directive, non directive ou hybride comme illustré en figure.7. Pour la liaison directive, l'émetteur et le récepteur se dirigent directement l'un vers l'autre avec un demi-angle étroit et un champ de

vision FOV (field of view), ainsi, le système basé sur une liaison dirigée a une efficacité énergétique élevée. Alors que pour la liaison non directive, L'émetteur et le récepteur ont des angles d'ouvertures larges pour une facilité d'utilisation. Concernant la liaison hybride, l'émetteur et le récepteur ont une directivité différente (émetteur d'angle d'ouverture étroit en combinaison avec un récepteur FOV large ou émetteur d'angle d'ouverture large en combinaison avec un récepteur FOV étroit).

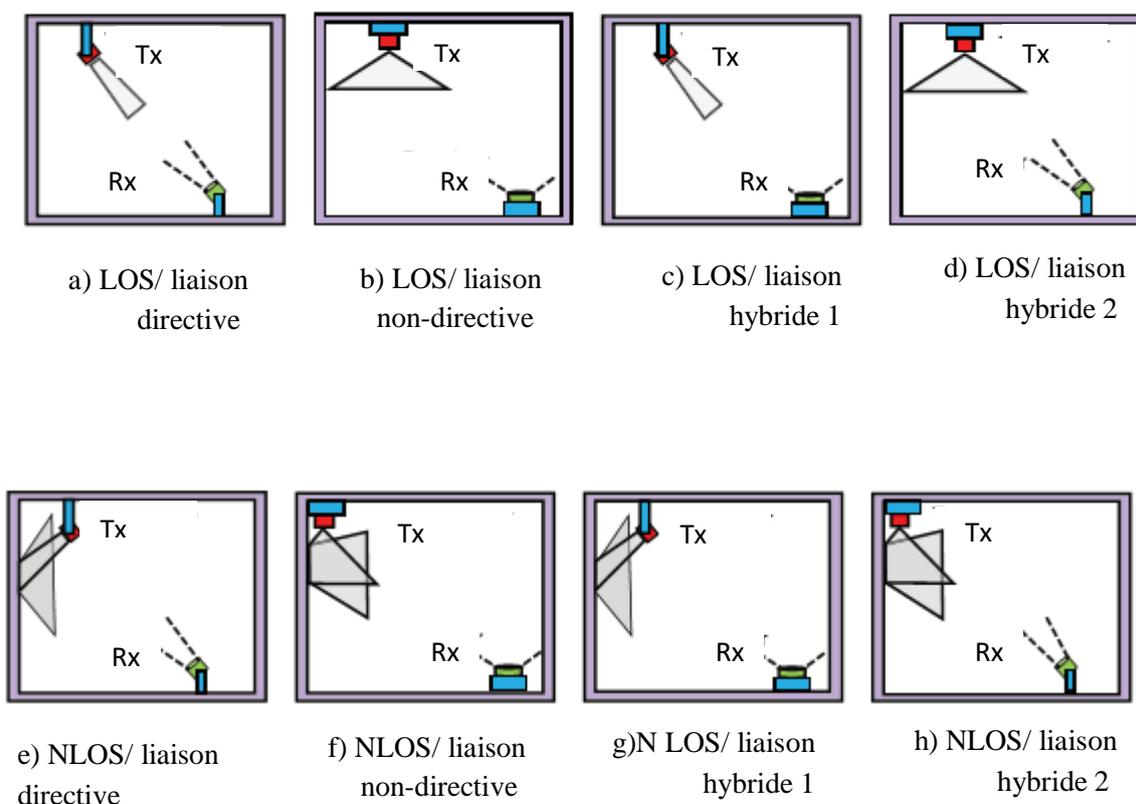


Figure 1-7 Classifications des modes de propagation [3].

Dans les communications radiofréquences conventionnelles, la propagation par multi-itrajets peut provoquer la variation de l'amplitude des signaux électromagnétiques reçus et des interférences entre symboles, par contre, Le VLC est généralement libre de l'évanouissement de multi-trajets car la zone de détection physique de la photodiode est beaucoup plus grande qu'au carrée de la longueur d'onde de la lumière. La taille inhérente de la photodiode pourrait

être traitée comme un réseau d'antennes bidimensionnelles, qui offre une diversité spatiale pour éliminer l'effet de l'évanouissement par multi-trajets. La taille inhérente de la photodiode pourrait être traitée comme un réseau d'antennes bidimensionnelles, qui offre une diversité spatiale pour éliminer l'effet d'évanouissement par multi-trajets. Cependant, bien que l'évanouissement par multi-trajets soit négligé dans les systèmes VLC, l'étalement temporel en raison de la propagation par multi-trajets reste un problème pour la détection de signal, spécialement pour le cas de liaison NLOS [3].

1.5.3.1 Trajet LOS

Le trajet LOS correspond au trajet qui relie directement l'émetteur au récepteur comme il est illustré par la figure 1.8, ce trajet modélise les pertes en espace libre et est donc inversement proportionnel au carré de la distance D entre émetteur et récepteur. Le flux détecté au niveau du récepteur dépend de la zone de collecte de la photodiode. Le flux détecté au niveau du récepteur dépend de la zone de collecte de la photodiode [14].

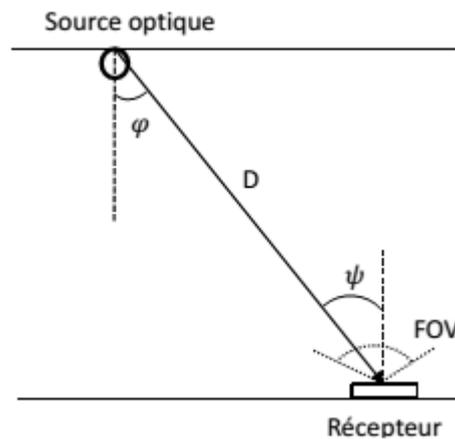


Figure 1-8 liaison LOS entre un émetteur et un récepteur

la réponse impulsionnelle d'un canal de communication LOS est donnée par l'équation suivante :

$$h_{Los}(t) = \begin{cases} \frac{A_{phy}^{(m+1)}}{2\pi D^2} \cos^m(\varphi) \cos(\Psi) \delta\left(t - \frac{D}{c}\right) & 0 \leq \Psi \leq FOV \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (1.12)$$

Où φ et ψ représentent les angles d'irradiance et d'incidence du rayon optique respectivement, $\delta(\cdot)$ est la fonction Dirac, c représente la vitesse de la lumière, D est la distance entre l'émetteur et le récepteur. La réponse fréquentielle du canal LOS est donnée par:

$$H_{Los}(f) = \int_{-\infty}^{+\infty} h_{Los}(t) e^{-j2\pi ft} dt \quad (1.13)$$

le gain statique $H_{los}(0)$ qui correspond à l'atténuation est donnée comme suite

$$H_{Los}(0) = \begin{cases} \frac{A_{phy}(m+1)}{2\pi D^2} \cos^m(\varphi) \cos(\Psi) & 0 \leq \Psi \leq FOV \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (1.14)$$

1.5.3.2 Trajet NLOS

La liaison NLOS se compose des réflexions à partir de différents chemins optiques en fonction de la géométrie de la salle, de la réflectance spectrale des surfaces et éventuellement des objets, ces réflexions arrivent au photorécepteur à un instant légèrement différé par rapport à la composante LOS, tout en étant atténuées (voire figure.9). Dans le cas de la liaison NLOS, le gain DC est calculé via les réflexions multiples des surfaces. La réponse impulsionnelle de plusieurs rebonds est exprimée comme suite [1,5]:

$$h(t) = \sum_{k=0}^{\infty} h^{(k)}(t; P(\lambda)) \quad (1.15)$$

où k est le nombre de rebonds, $P(\lambda)$ représente la distribution spectrale de puissance

Pour i ème chemin réfléchi, le $(i - 1)$ ème point de rebond est considéré comme une source d'éclairage virtuelle obéissant à la loi de Lambert et le i ème point de rebond est traitée comme une réception virtuelle. Après k rebonds, la réponse impulsionnelle peut être calculée récursivement [15], et qui est donné par

$$h^{(k)}(t; P(\lambda)) = \frac{1}{P_{LED}} \int_s [L_1 L_2 \dots L_{k+1} P_n^{(k)} \text{rect}\left(\frac{\Psi_{k+1}}{FOV}\right) \delta\left(t - \frac{d_1 + d_1 + \dots + d_{k+1}}{c}\right)] dA_s \quad (1.16)$$

Où dA_s est une petite zone de réflexion, d_1, d_2, \dots et d_{k+1} sont la distance de chaque chemin pendant k rebonds, L_1, L_2, \dots, L_{k+1} sont la perte de trajet / le gain DC de chaque trajet pendant k rebonds, Ils sont exprimés comme suite:

$$L_1 = \frac{(m+1)A_{ref}}{2\pi d_1^2} \cos^m(\theta_1) \cos(\psi_1) \quad (1.17)$$

$$L_2 = \frac{A_{ref}}{2\pi d_2^2} \cos^m(\theta_2) \cos(\psi_2) \quad (1.18)$$

$$L_{k+1} = \frac{A_{PD}}{2\pi d_{k+1}^2} \cos^m(\theta_{k+1}) \cos(\psi_{k+1}) \quad (1.19)$$

$P_n^{(k)}$ désigne la puissance optique de la lumière réfléchie après k -rebonds, il est donnée par

$$P_n^{(k)} = \int_{\lambda} P(\lambda) \gamma_1(\lambda) \gamma_2(\lambda) \dots \gamma_k(\lambda) d\lambda \quad (1.20)$$

où $\gamma_i(\lambda)$ est la réflectance spectrale de la surface au i ème rebond. Le gain DC basé sur la première réflexion est donné par

$$H_{ref}^{(1)} = \int_s \frac{(m+1)A}{2\pi d_1^2 d_2^2} \gamma \cos^m(\theta_1) \cos(\theta_2) f(\psi) g(\psi) \cos(\psi_1) \cos(\psi_2) dA_s \quad (1.21)$$

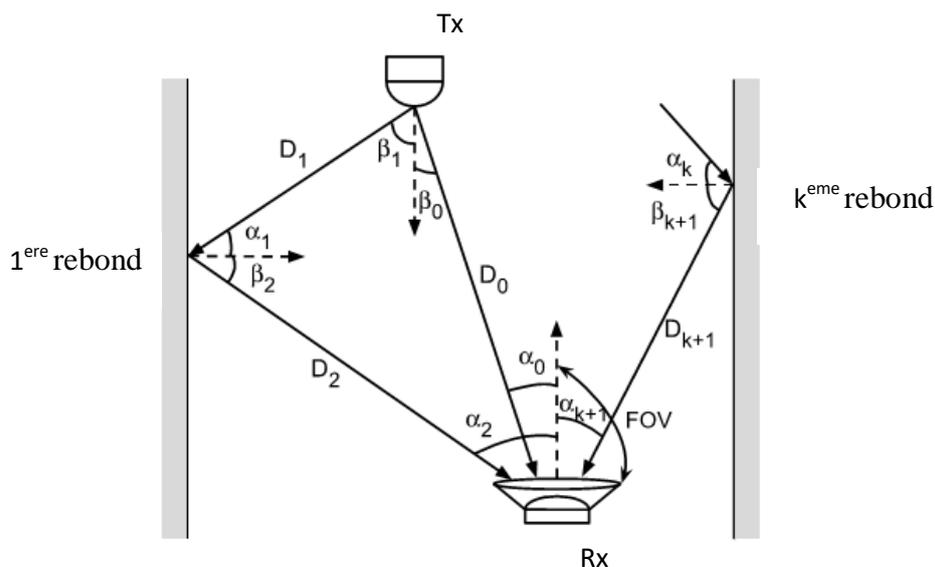


Figure 0-9 liaison NLOS entre un émetteur et un récepteur[15]

1.6 Avantages et inconvénients

1.6.1 Avantages

Comparant aux technologies RF, les communications optiques sans fil présentent de nombreuses caractéristiques très avantageuses.

1.6.1.1 Bande passante élevée.

Alors que la demande de services sans fil haut débit augmente dramatiquement, le spectre RF devient congestionné. Le spectre des ondes radio est limité, de 3 kHz à 300 GHz, qui est utilisé pour différents types d'applications telles que: la radiodiffusion AM et FM, la télédiffusion, le GSM, les applications militaires ou les communications par satellite. En raison des nombreuses applications qui utilisent le spectre RF, les réseaux sont souvent saturés. L'extension de la bande passante est très coûteuse et dans la plupart des cas ce n'est pas possible. D'autre part, le spectre de la lumière visible située entre 380 THz et 780 THz, donc ajoutant 400 THz sur la bande passante disponible pour les communications sans fil. Dans ces circonstances, on peut affirmer que VLC est livré avec une large bande passante, non réglementée et presque illimitée, offrant des débits de données de plusieurs Gb / s par rapport à RF, qui peut fournir rarement des débits de données supérieurs à 100 Mb/s [16].

1.6.1.2 Sécurité de santé

Les ondes électromagnétiques RF sont actuellement classées comme une cause possible de cancer chez l'homme par l'organisation mondiale de la santé (World Health Organization) [17]. En ce qui concerne la lumière infrarouge (IR) qui est également utilisée pour les communications sans fil, il est bien connu qu'elle a un effet chauffant sur la surface incidente, pour cette raison, une lumière infrarouge haute puissance peut provoquer des dommages thermiques irréversibles sur la cornée, ce qui la rend nocive pour l'œil humain [18], d'autre part l'éclairage LED ne génère pas de rayonnement comme à radiofréquence ou à micro-ondes, donc aucun risque évident pour la santé n'est pour l'environnement ou les utilisateurs.

1.6.1.3 Implémentation facile

Les modules VLC peuvent être réalisés petits et compacts, donc ils peuvent être facilement implémentés dans l'infrastructure d'éclairage existante, l'unité de modulation, le convertisseur numérique-analogique et le circuit de commande peuvent être intégrés dans les LEDs. La photodiode, le convertisseur analogique-numérique et d'autres unités de traitement du signal peuvent être fabriqués en tant que récepteur externe portable ou intégrés dans l'infrastructure d'éclairage [1].

1.6.1.4 Faible coût

Contrairement à RF, qui utilise une bande régulée, VLC utilise la lumière visible pour la communication, qui se trouve dans une région non autorisée du spectre électromagnétique. Étant donné qu'aucun coût pour une licence n'est impliqué, le coût d'implémentation est considérablement réduit, d'autre part, VLC utilise essentiellement des émetteurs LED et des récepteurs à photodiode, des composants qui sont pas cher.

1.6.1.5 Technologie verte

VLC est une technologie de communication sans fil verte car il n'utilise pas de puissance supplémentaire pour la communication, la même lumière qui est utilisée pour l'éclairage ou la signalisation est utilisée pour transmission des données. En outre, l'utilisation de LED permet des économies d'énergie substantielles, réduisant les émissions de CO₂ [16].

1.6.1.6 Haute efficacité énergétique

En tant que dispositifs d'éclairage verts, les LED sont reconnues comme des appareils d'éclairage de la prochaine génération, qui peuvent réduire la consommation d'énergie des sources d'éclairage traditionnelles de 80% [19]. Si toutes les sources d'éclairage sont remplacées par des LED, la consommation mondiale d'électricité devrait diminuer jusqu'à

50%. Selon un rapport du département américain de l'Énergie, avec l'année 2025, il est possible d'économiser la quantité d'énergie jusqu'à 217 térawattheures (TWh) avec l'adoption de la technologie d'éclairage LED [20].

1.6.1.7 Sécurité de l'information

Contrairement aux ondes RF, la lumière ne peut pas pénétrer à travers les murs, offrant au VLC une haute sécurité contre les écoutes. Dans VLC, on peut voir les données et assurer la sécurité des données simplement en fermant la porte, ce qui rend VLC adapté aux applications militaires ou dans les zones de haute sécurité [16].

1.6.2 Inconvénients

Comme toute technologie, VLC présente des inconvénients

1.6.2.1 Condition LoS stricte

Généralement, LoS maximise l'efficacité énergétique et minimise la distorsion par multitrajets. Dans certains cas, la condition LOS obligatoire peut être considérée comme un avantage car les interférences provenant d'autres récepteurs sont limitées et la sécurité des communications est améliorée. Cependant, il existe d'autres applications où cette condition est considéré comme un inconvénient majeur. Les communications NLOS sont considérées comme plus fiables, flexibles et robustes. La condition LOS obligatoire a un effet négatif sur la mobilité et dans certaines régions, elle représente le plus grand inconvénient de VLC car un objet interposé entre l'émetteur et le récepteur peut bloquer la communication, à moins qu'un autre itinéraire ne soit disponible.

1.6.2.2 Sensibilité aux interférences

Le VLC est susceptible d'être affecté par d'autres dispositifs d'éclairage tels que des sources de lumière incandescentes ou fluorescentes, en outre les sources de lumière artificielle. Dans les applications extérieures, la lumière solaire représente un facteur perturbateur très fort. Cependant, un bruit optique de haute intensité peut saturer le récepteur et bloquant la communication [16].

1.6.2.3 Pas de pénétration

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

1.7 Applications

D'après les avantages mentionnés ci-dessus, la technologie VLC a de nombreuses et diverses applications en intérieures et extérieures.

1.7.1 Li-Fi

L'une des applications les plus importantes envisagées pour VLC est la fourniture de Light-Fidelity ou «Wi-Fi optique». Suivant à l'énorme bande passante disponible, VLC pourrait permettre des connexions Internet hautes vitesse à partir du lampe de plafond. Le Li-Fi est favorisé dans ce cas par le fait que les distances concernées ne sont que de quelques mètres, équivalentes à la distance entre le plafond et le bureau. Dans ce domaine, VLC est capable de fournir des multi Gb/s de connexions. L'évolution rapide et l'énorme potentiel de la technologie Li-Fi ont contribué à la fondation du consortium Li-Fi en 2011. L'organisation rassemble les principales entreprises et instituts de recherche de la technologie de communication optique et vise à contribuer au développement de la technologie [16].

1.7.2 La Localisation en intérieur

Il est bien connu que la localisation GPS largement utilisée en milieux extérieurs, devient difficile d'utilisation en intérieur, VLC peut fournir une localisation intérieure très efficace, en déterminant l'intensité du signal et en utilisant la technique de triangulation. VLC est capable de fournir une localisation avec une précision centimétrique [21, 22].

1.7.3 Transport

Parmi les applications en extérieur axées autour des VLC, on peut citer le système de transport intelligent ITS (The intelligent transportation system), cette application commencé à émerger lorsque l'industrie automobile s'est intéressée à la possibilité de faire communiquer deux voitures entre elles en utilisant l'éclairage de leurs phares. De cette idée découlent trois types de communication pour ITS [23];

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

L'objectif ici est de réaliser un écosystème dans lequel chaque véhicule peut devenir conscient des obstacles et dangers qui l'entourent, Actuellement, dans le cadre de communication V2V, il est expérimentalement possible d'établir une communication à 10

kbit/s entre deux véhicules distants de 30 mètres l'un de l'autre. Les scénarios V2I fonctionnent de manière que le véhicule diffuse des informations à destination de l'environnement alentour. Dans les communications I2V, on favorise généralement la technique du « handover », en considérant que des sources d'éclairages sont présentes dans les rues, donc il est possible d'utiliser le recouvrement de ces diverses zones d'éclairage afin de transmettre des informations en continu à un véhicule mobile [5, 24]. En outre, la communication VLC point à point permettant d'atteindre 1.8Gbit/s pour une distance de 50m, ce type d'application permet la possibilité des communications Infrastructure-utilisateurs (I2X) et donc de venir compléter les systèmes de communication RF utilisés en milieu extérieur [5, 9, 25].

1.7.4 Applications sous-marines

Contrairement aux communications RF qui n'en apporte pas en communications sous-marines, le VLC peut être utilisé dans cet environnement. Les nombreuses recherches dans ces dernières années illustrent l'intérêt de cette technologie pour la surveillance d'écosystèmes marins. Les ondes lumineuses se propagent plus rapidement dans l'eau que les ondes électromagnétiques ou sonores, réduisant ainsi grandement la latence du signal. Les longueurs d'ondes généralement utilisées sont situées entre 450nm et 550 nm, car il s'agit de celles pour lesquelles l'absorption dans l'eau est minimale. De plus, des diodes laser ont été utilisées généralement au lieu des LED visibles traditionnelles, notamment à cause de leur grande directivité et donc leur performance.

1.7.5 Applications médicales

Il existe certains domaines où RF n'apporte pas de réponse à des besoins très spécifiques, dans ce cas la technologie VLC permet de répondre aux ces problèmes. C'est le cas, par exemple, des milieux médicaux. Pour assurer une couverture à l'échelle d'un établissement de santé, cela nécessite un grand nombre de dispositifs. Cependant, un tel déploiement est difficilement envisageable avec des technologies uniquement RF. En effet, en dehors de la saturation électromagnétique induite par un tel nombre de dispositifs, il existe un risque de perturbation/pollution électromagnétique non seulement pour les appareils médicaux sensibles mais aussi pour les patients eux-mêmes. De ce fait, l'optique sans fil offre une solution à cette problématique. En plus dans les hôpitaux, certains équipements médicaux sophistiqués et coûteux, tels que les équipements d'imagerie par résonance magnétique, doivent être isolés

des interférences électromagnétiques, dans cela. il est évident que VLC devient une technologie sécurisée pour les communications dans ces environnements [1, 5].

1.8 Conclusion

Dans ce chapitre, le principe d'illumination pour le système VLC est expliqué, les caractéristiques de la LED comme émetteur et de la photodiode comme récepteur sont décrites, la modulation d'intensité et la détection directe (IM/DD) sont discutées. Lorsque la LED est utilisée pour l'éclairage et la communication simultanément, sa non-linéarité est étudiée. De plus, les différentes modes de propagation LOS et NLOS entre l'émetteur et le récepteur sont analysées. Dans le prochain chapitre, Nous présenterons différents les schémas de modulation appliqués dans les systèmes VLC.

Chapitre 2

Formes de modulation
pour VLC

2.1 Introduction

Les systèmes de communication en lumière visible (VLC) utilisent la modulation d'intensité et la détection directe (IM / DD). Pour les systèmes IM / DD, l'intensité optique doit être une valeur réelle et non négative. En raison des contraintes de l'IM / DD, des schémas de modulation qui sont avantageux dans les communications par radiofréquence (RF) qui peuvent ne pas offrir le même avantage en VLC.

Ce chapitre donne un aperçu des schémas de modulation appliqués dans les systèmes VLC.

2.2 Modulations en bande de base

Les schémas de modulation en bande de base peuvent être classés en: amplitude d'impulsion, position d'impulsion et modulation d'intervalle d'impulsion selon la méthode utilisée pour coder les informations dans la porteuse optique.

2.2.1 La modulation PAM (Pulse Amplitude Modulation)

Le schéma PAM est l'une des techniques de signalisation les plus utilisées pour les systèmes VLC en raison de sa simplicité. Dans un schéma L-PAM (où $L = 2^M$ et M est un entier positif), une impulsion est sélectionnée parmi les L alphabets suivants pour représenter M -bits de symbole d'entrée [3].

$$b_k = \{0, 1, 2, \dots, (L - 1)\} \quad (2.1)$$

La forme d'onde temporelle du schéma 4-PAM pour différentes entrées binaires est donnée dans la figure 2.1. La forme d'onde temporelle de PAM peut être représentée comme suite:

$$s(t) = P_t \sum_{k=-\infty}^{\infty} b_k p(t - kT_{\text{sym}}) \quad (2.2)$$

Où P_t est la puissance optique moyenne, $p(t)$ est une impulsion d'énergie unitaire et T_{sym} est la durée du symbole.

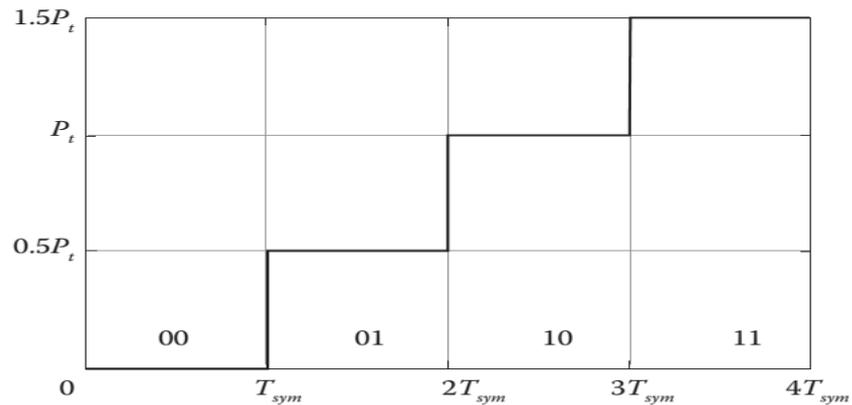


Figure 2-1 Formes d'onde 4 PAM pour combinaisons de bits d'entrée

La PAM binaire (2-PAM), également connu sous le nom OOK (key on-off), est la forme la plus simple de bande de base IM / DD, OOK peut être considérée comme un candidat spécial de PAM avec seulement deux niveaux, a été adoptée dans la norme IEEE 802.15.7.

Dans le schéma 'OOK', un "1" binaire est représenté par une impulsion optique qui occupe tout ou partie de la durée du bit tandis qu'un "0" binaire est représenté par l'absence d'une impulsion optique. L'impulsion optique peut avoir différents rapports cycliques (γ), qui est défini comme le rapport entre la durée de l'impulsion et la durée du bit (symbole). Le OOK-NRZ (non-return-to-zero) a un rapport cyclique de un et le schéma RZ (return to zero) a un rapport cyclique $\gamma < 1$. La figure 2.2 montre les formes d'onde de OOK-NRZ et OOK-RZ avec un rapport cyclique γ de 0,5, où P_t représente la puissance d'émission moyenne et T_b est la durée du bit.

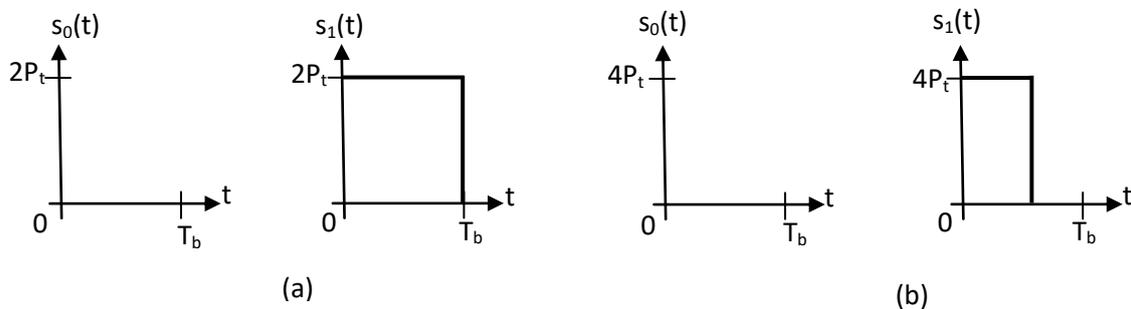


Figure 2-2 Formes d'onde temporelles de (a) OOK-NRZ et (b) OOK-RZ avec $\gamma = 0,5$

Le signal peut être décrit par:

$$p(t) = \begin{cases} \frac{2P_t}{\gamma} & t \in [0, \gamma T_b] \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (2.3)$$

Dans le canal AWGN (additive white Gaussian noise) sans aucune distorsion, le récepteur optimal de vraisemblance maximale pour OOK est un filtre adapté à la forme d'impulsion transmise $p(t)$ suivi d'un échantillonneur et d'un détecteur de seuil. Dans un canal AWGN, la probabilité d'erreur binaire pour le schéma de modulation OOK est donnée par [26]:

$$P_e = Q\left(\frac{RP_r}{\sqrt{\gamma N_0 B}}\right) \quad (2.4)$$

Où $N_0/2$ est la densité spectrale de puissance double face, P_r est la puissance optique moyenne reçue, R est la réactivité de la photodiode et B est la largeur de bande.

L'exigence de bande passante pour la modulation en bande de base est généralement définie comme la plage allant du DC au premier nul dans la densité spectrale de puissance du signal transmis. Pour l'impulsion rectangulaire, la largeur de bande B de OOK-NRZ est égale au débit binaire R_b , la probabilité d'erreur est une fonction du SNR électrique, qui est défini comme suite [27].

$$SNR = \frac{(RP_r)^2}{N_0 R_b} \quad (2.5)$$

A partir de l'équation (2.4) on peut remarquer que la réduction du rapport cyclique γ améliore l'efficacité énergétique, donc c'est la puissance moyenne requise pour atteindre le taux d'erreur binaire souhaité (BER), par exemple, pour ($\gamma = 0,5$) OOK-RZ nécessite 3 dB de puissance en moins par rapport à OOK-NRZ. Par conséquent, OOK-NRZ est souvent l'option préférée pour les systèmes VLC car la plupart des systèmes VLC ont un SNR plus élevé mais un système de bande passante plus faible (<10 MHz) [28].

Le PAM de niveau supérieur améliore encore l'efficacité spectrale mais coûte de l'efficacité de puissance. Le schéma L-PAM encode l'entrée de M -bit dans un symbole, par conséquent, la largeur de bande requise du système, la variance du bruit et le taux d'échantillonnage sont réduits de M . D'autre part, afin de garder la même puissance moyenne que OOK, la distance minimale de décision d entre les deux symboles est réduite [3] par

$$d = \sqrt{\frac{3}{L^2-1}} \quad (2.6)$$

Cette réduction de la distance minimale de décision signifie qu'une puissance optique plus élevée est nécessaire pour atteindre la même probabilité d'erreur que OOK. Dans les systèmes AWGN, les probabilités d'erreur de L-PAM peuvent être estimées comme suite [9]:

$$P_{b-PAM} = \frac{2(L-1)}{L \log_2 L} Q \left(\sqrt{\frac{M}{(L-1)^2} \frac{RP_r}{\sqrt{N_0 R_b}}} \right) \quad (2.7)$$

Pour atteindre un débit de données R_b dans un canal AWGN, la largeur de bande B et la pénalité de puissance optique P_{pb} pour L-PAM par rapport à OOK sont données par [3,9]:

$$B = \frac{1}{M} \quad (2.8)$$

$$P_{pb} = \frac{(L-1)}{\sqrt{M}} \quad (2.9)$$

Cela démontre qu'il existe un compromis entre l'efficacité spectrale et l'efficacité énergétique. De plus, les non-linéarités du système et les problèmes de plage dynamique limitée sont plus prononcés dans le PAM de niveau supérieur, ce qui entraîne autre pénalité.

Dans un système à bande limitée, une autre pénalité de puissance se produit en raison de l'interférence entre-symbole (ISI). L'ISI est compensé par une égalisation électronique.

Un des avantages des schémas PAM par rapport aux schémas de modulation à base de porteuse est que la pré-égalisation ou la post-égalisation analogique et numérique est possible [3, 29].

2.2.2 La modulation PPM (Pulse Position Modulation)

PPM est un schéma de modulation orthogonal, qui a été largement utilisé dans les systèmes de communication sans fil optiques. Dans le schéma PPM, les informations sont codées à la position d'une impulsion dans un symbole. Un symbole L-PPM se compose de L slots de temps de durée égale. Dans le symbole, tous les slots sont vides sauf le slot contenant les informations. La position de l'impulsion correspond à la valeur décimale des données d'entrée M bits [27, 30].

La figure 2.3 illustre les formes d'onde temporelles de tous les symboles 4-PPM possibles pour deux bits d'entrée

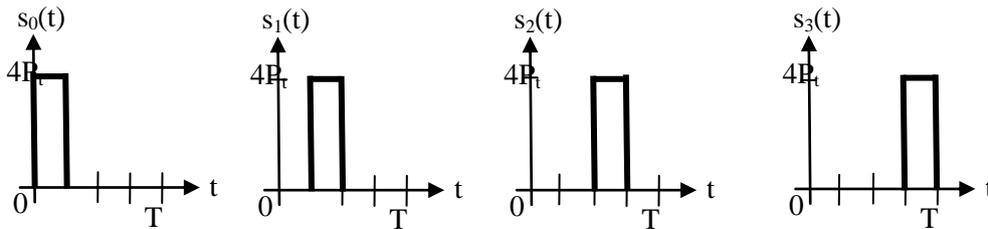


Figure 2 -3 Formes d'onde 4 PAM pour combinaisons de bits d'entrée

Le signal PPM peut être exprimé comme suit:

$$x(t)_{PPM} = \begin{cases} 1 & t \in [(m - 1)T_{s_PPM}, mT_{s_PPM}] \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (2.10)$$

$$m \in \{1, 2, \dots, L\}$$

Les symboles PPM sont orthogonaux avec un rapport de l'impulsion sur les slots vides de $1/L$, donc, lorsque L est augmenté, l'efficacité de puissance moyenne s'améliore tandis que l'efficacité de la bande passante est réduite. En raison de sa faible efficacité de bande passante, PPM est plus sensible à l'ISI induit par multi-trajets que l'OOK-NRZ. Par conséquent, PPM est avantageuse par rapport à OOK uniquement dans un système à puissance limitée. Puisque les informations dans PPM se trouvent dans la position d'une impulsion dans un symbole, le récepteur PPM nécessite une synchronisation de slot et de symbole, par conséquent, le récepteur PPM est plus complexe que le récepteur OOK [30].

2.2.3 La modulation PIM (Pulse Interval Modulation)

Dans La modulation PIM les slots vides entre deux impulsions portent l'information, il existe un certain nombre de variantes de PIM qui améliorent le débit ou réduisent les besoins en puissance. La modulation PIM commence par une impulsion suivie par des slots vides, dont le nombre dépend des informations encodées et par conséquent PIM a une synchronisation de

symboles intégrée. La forme la plus simple de PIM est DPIM (digital DPIM), où les données sont codées comme un certain nombre de slots de temps discrets entre des impulsions adjacentes. La longueur du symbole est variable et est déterminée par le contenu d'information du symbole. Dans L-DPIM, chaque symbole commence par une impulsion suivie de vide, le nombre de slots dépend de la valeur décimale des données d'entrée M bits [31].

La figure 2.4 illustre la forme d'onde temporelle du 8-DPIM, les durées de symboles minimale et maximale sont respectivement T_s et LT_s , où T_s est la durée de slot avec un nombre moyen de slots $(L + 1) / 2$

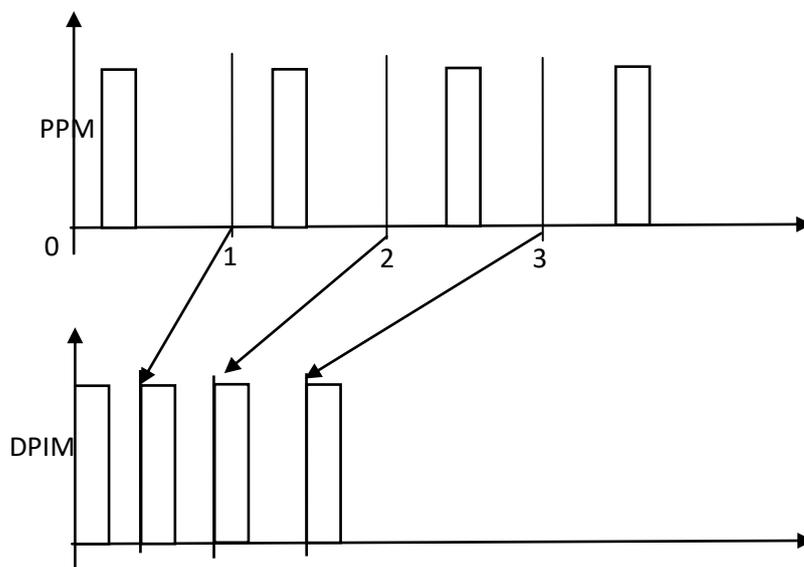


Figure 2-4 Structure des symboles de DPIM

DPIM présente une capacité de transmission plus élevée en éliminant tous les slots inutilisés dans le symbole PPM. DPIM et DPPM ont la même longueur de symbole pour une entrée M-bits, la même puissance et les mêmes exigences de bande passante. La seule différence est que les symboles DPIM commencent par une impulsion tandis que les symboles DPPM se terminent par une impulsion précédée de slots vides. Puisque la durée des symboles est variable dans DPIM, le débit de données global est donc variable. Afin d'atteindre le débit de données moyen de R_b , la durée de slot T_{S_DPIM} est donnée comme suite [32].

$$T_{S_DPIM} = \frac{M}{R_b L_{DPIM}} \quad (2.11)$$

Où \bar{L}_{DPIM} est la longueur moyenne des symboles de DPIM donnée par:

$$\bar{L}_{\text{DPIM}} = \frac{L+1}{2} \quad (2.12)$$

La puissance optique transmise est aussi variée, mais la puissance optique moyenne transmise est calculée en fonction de la longueur moyenne du symbole.

Un récepteur DPIM se compose d'un filtre adapté suivi d'une détection de seuil. En raison de la probabilité inégale de "1" et de "0", le niveau de seuil fixé au milieu entre les niveaux attendus et les zéros n'est pas optimal [3, 31].

DPIM a une meilleure efficacité énergétique que OOK, cependant, la bande passante requise est plus élevée, d'autre part, les besoins en bande passante du DPIM sont d'environ la moitié de PPM pour le cas de $M > 2$ et les besoins en énergie sont supérieurs à PPM.

D'autres variantes de PIM ont été suggérées, tel que DH-PIM (Dual-Header PIM) et MDPIM (Multilevel DPIM). Comme dans DPIM, les symboles DH-PIM commencent par une impulsion, suivie d'un certain nombre de slots vides. Cependant, la durée d'impulsion dépend du bit MSB (most significant bit) du mot d'entrée. La durée d'impulsion pour MSB = 1 est le double de la durée d'impulsion lorsque MSB = 0. De cette façon, l'en-tête lui-même différencie le MSB, c'est-à-dire qu'il faut moins de slots vides (la moitié de DPIM) pour représenter les bits restants. Dans MDPIM, un symbole commence par une amplitude de A si le MSB est 0 et 2A si le MSB est 1, suivi d'un certain nombre de slots vides. MDPIM peut être considéré comme une variation de DAPPM avec deux niveaux d'amplitude [26, 32].

2.2.4 La modulation DAPPM (Differential Amplitude Pulse Position Modulation)

En combinant deux schémas de modulation ou plus, il est possible d'améliorer le débit de données et l'efficacité de la bande passante. Un certain nombre de ces variantes ont été suggérées, tel que PAM avec PPM ou DPIM. DAPPM, qui est une combinaison de PAM et DPPM, offre des avantages par rapport à d'autres schémas de modulation, notamment PPM, DPPM et DH-PIM en termes d'exigences de bande passante et de capacité. Dans DAPPM, un bloc de $M = \log_2(A \times L)$ bits d'entrée est mappé à l'une des 2^M formes d'onde distinctes. La longueur du symbole varie de $\{1, 2, \dots, L\}$ et l'amplitude d'impulsion est sélectionnée parmi $\{1, 2, \dots, A\}$, où A et L sont des entiers [33].

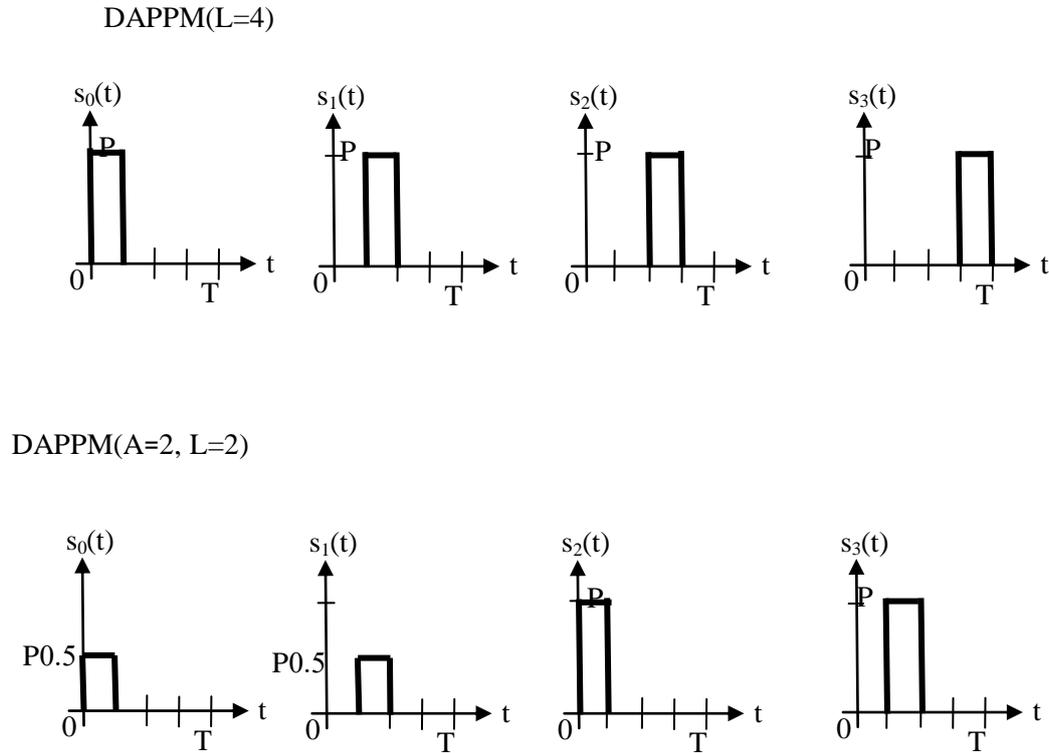


Figure 2-5 Structure des symboles de DAPPM, M = 2 bits / symbole

La figure 2.5 illustre un ensemble de formes d'onde DAPPM. Le nombre moyen de slots vides précédant l'impulsion peut être réduit en augmentant le nombre de niveaux d'amplitude A, augmentant ainsi le débit réalisable dans le processus. Le DAPPM souffre d'une puissance moyenne élevée et d'un grand composant DC. DPPM (DPIM) et MDPIM peuvent être considérés comme des cas particuliers de DAPPM avec A = 1 et 2, respectivement.

Le signal DAPPM transmis est défini comme suite

$$s(t)_{DAPPM} = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \left(\frac{P_p}{A}\right) b_k p(t - kT_s) \tag{2.13}$$

Où $b_k \in \{0, 1, \dots, A\}$, $p(t)$ est une forme d'impulsion rectangulaire d'amplitude unitaire et P_p est le pic de puissance.

Comparant aux autres schémas de modulation, DAPPM offre une meilleure efficacité de bande passante et une capacité de transmission plus élevée. La capacité de DAPPM approche respectivement 2A et A fois de PPM et DPPM, lorsque le nombre de bits / symbole augmente [34].

2.2.5 La modulation VPPM (Variable Pulse Position Modulation)

La modulation VPPM est une variante de la Pulse Position Modulation (PPM) développée spécifiquement pour les VLC. VPPM prend en charge simultanément l'éclairage avec le contrôle de l'intensité lumineuse et la communication. Il s'agit d'une combinaison de schémas PAM et de modulation de largeur d'impulsion. Les bits dans VPPM sont distingués par la position de l'impulsion pendant la période du symbole. Le "0" se produit lorsque l'impulsion est alignée à gauche de la période du symbole et le "1" se produit lorsque l'impulsion est alignée à droite de la période de symbole. La largeur de l'impulsion peut être ajustée pour réduire l'intensité moyenne de la source tout en maintenant que la moyenne de "1" et de "0" sont égales [3, 5, 35]. La figure 2.6 montre le schéma de codage VPPM avec différents contrôles d'éclairage.

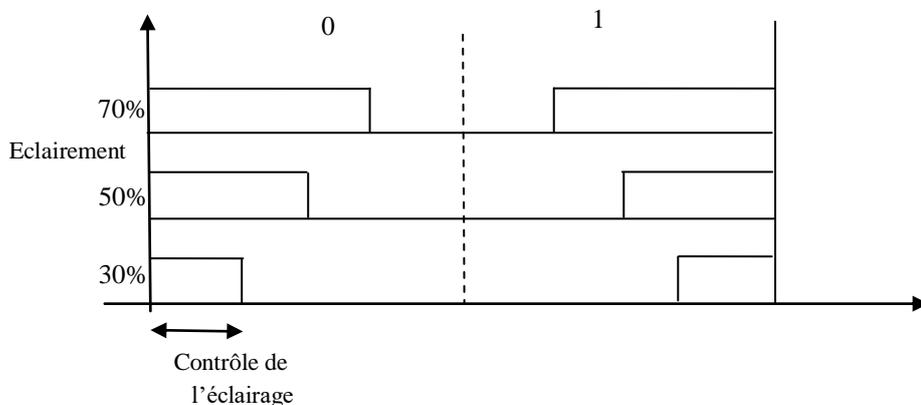


Figure 2-6 Schéma de codage VPPM

Le signal VPPM peut être exprimé comme suit [5]:

$$s(t) = \begin{cases} \sqrt{\frac{E_s \cdot d}{50}} \cdot \varphi_0(t), & b = 0 \\ \sqrt{\frac{E_s \cdot d}{50}} \cdot \varphi_1(t), & b = 1 \end{cases} \quad (2.14)$$

Où E_s est l'énergie du symbole, d est le niveau d'éclairage ($0 \leq d \leq 100$) et $\varphi_i(t)$ ($i = 0, 1$) est la fonction de base qui a changé en fonction du niveau d'éclairage.

$$\varphi_0(t) = \begin{cases} \sqrt{\frac{100}{d.T}} & 0 \leq t \leq \frac{dT}{100} \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (2.15)$$

$$\varphi_0(t) = \begin{cases} \sqrt{\frac{100}{d.T}} & \left(1 - \frac{d}{100}\right).T \leq t \leq T \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (2.16)$$

2.3. Modulation multi-porteuses

Les schémas de modulations multi-porteuses peuvent être plus efficaces que les schémas de modulation en bande de base. Le VLC a deux défis principaux: la bande passante limitée des LED et la propagation par multi-trajets. Afin d'obtenir un débit de données plus élevé, des schémas de modulation complexes tels que la modulation PSK, la modulation QAM ou les modulations OFDM peuvent être utilisés. Le choix le plus applicable dans les systèmes VLC est OFDM, car il offre une efficacité spectrale améliorée par rapport à PSK, QAM et il a une forte robustesse contre ISI de propagation par multi-trajets où une bande passante limitée du système [36]. La propagation par multiple-trajets provoque une distorsion linéaire dans le canal et conduit à ISI. Afin de réduire la distorsion linéaire du canal dispersif, un préfixe cyclique peut être inséré dans les symboles OFDM, donc, la période de symbole d'un symbole OFDM doit être augmentée. Cette augmentation appelée intervalle de garde doit être supérieure à la réponse impulsionnelle du canal. La propagation par multi-trajets peut provoquer un évanouissement sélectif en fréquence dans le système RF, et elle conduit à l'ISI. Cependant, en divisant le canal en N parties parallèles, la largeur de bande de chaque partie de canal est plus petite que la largeur de bande de cohérence de ces parties. Ainsi, la distorsion linéaire du canal peut être évitée, par conséquent, le système OFDM peut réduire l'effet de dispersion par rapport au système à simple porteuse. La capacité d'un système multi-porteuses peut être augmentée par des sous-porteuses partiellement chevauchées, dans

ce cas, les sous-porteuses sont orthogonales, donc, les canaux voisins ne se perturbent pas [37].

Contrairement à la transmission par radiofréquence (RF), le VLC adopte généralement la modulation d'intensité et la détection directe (IM / DD), où les signaux optiques OFDM sont directement modulés sur la luminance de la lumière visible émise. Dans le schéma IM / DD, l'amplitude des signaux optiques OFDM doit être réelle et non négative, donc, le signal OFDM traditionnel est modifié pour les rendre réels et positifs, Il existe un certain nombre de variantes de l'OFDM unipolaire qui sont proposées pour le système VLC, tels que DCO-OFDM (DC-biased optical OFDM), ACO-OFDM (Asymmetrically Clipped Optical OFDM), PAM-DMT (Pulse-Amplitude-Modulated Discrete Multitone modulation), U-OFDM (unipolar OFDM) et Flip-OFDM.

2.3.1 DCO-OFDM (DC-biased optical OFDM)

Dans les schémas RF- OFDM conventionnels, les données sont transmises en parallèle sur des multi-porteuses, L'orthogonalité des sous-porteuses garantit que les symboles d'un même bloc OFDM n'interfèrent pas les uns avec les autres. L'OFDM est un schéma de modulation idéal pour VLC pour une transmission à haut débit parce qu' il est capable d'atténuer efficacement l'ISI. Le signal OFDM traditionnel largement appliqué au système RF est complexe et bipolaire. En raison de l'IM / DD, la signalisation pour le système VLC doit être réel et unipolaire, des modifications sont intégrées dans l'OFDM optique pour satisfaire cette contrainte. DCO-OFDM est la méthode la plus simple de garantir la non-négativité des signaux OFDM [38]. L'architecture de l'émetteur-récepteur DCO-OFDM est représentée par La figure 2.7. En supposant que le nombre total de N sous-porteuses est alloué dans un seul bloc OFDM. Au niveau de l'émetteur, une séquence de bits série est converti en une séquence parallèle, puis mappé sur les symboles à valeurs complexes $N/2 - 1$ selon la constellation de modulation, telle que la modulation QAM. Le bloc OFDM modulé $X = [X_0 X_1 \dots X_{N-1}]$, est construit comme suit:

$X_0 = 0$ et X_1 à $X_{N/2-1}$ portent les $N/2 - 1$ symboles d'information, tandis que $X_{N/2}$ à X_{N-1} satisfont la symétrie Hermitienne (Hermitian symmetry) comme suite

$$X_k = X_{N-k}^* \quad , \quad k=N/2, \dots, N-1 \quad (2.17)$$

Où X_k^* représente le conjugué de X_k .

$$X_0 = X_{N/2} = 0$$

La symétrie Hermitienne de X permet à l'émetteur de générer des signaux du domaine temporel à valeur réelle.

Le vecteur de symbole OFDM X est envoyé au processeur de transformée de Fourier rapide inverse (IFFT) et converti en échantillons discrets du domaine temporel.

$$x_n = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} X_k \exp\left(j \frac{2\pi kn}{N}\right), \quad n = 0, 1, \dots, N - 1 \quad (2.18)$$

Où x_n représente le $n^{\text{ème}}$ échantillon du domaine temporel discret.

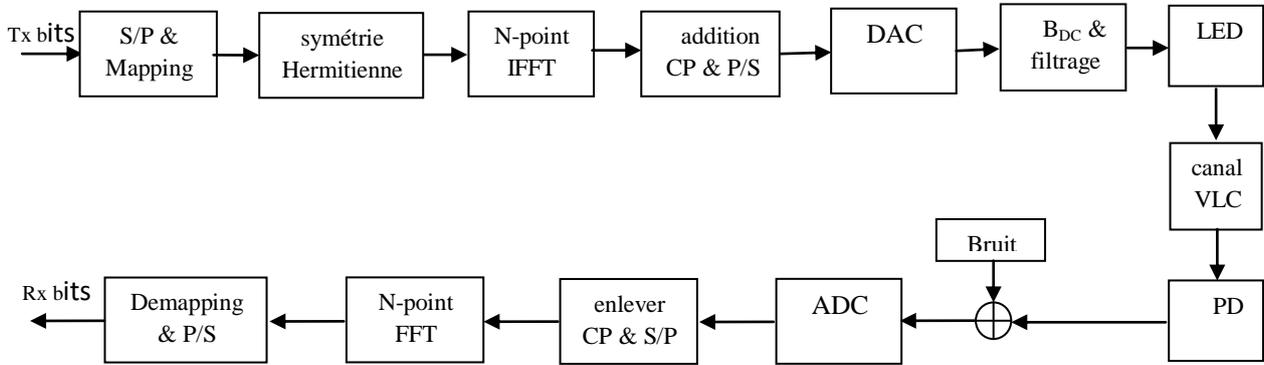


Figure 2.7 L'architecture de l'émetteur-récepteur DCO-OFDM

Considérant la symétrie Hermitienne imposée, l'équation (2.18) devient comme suite

$$\begin{aligned} x_n &= \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{\frac{N}{2}-1} \left(X_k \exp\left(j \frac{2\pi kn}{N}\right) + X_{N-k} \exp\left(j \frac{2\pi(N-k)n}{N}\right) \right) \\ &= \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{\frac{N}{2}-1} \left(X_k \exp\left(j \frac{2\pi kn}{N}\right) + X_k^* \exp\left(-j \frac{2\pi kn}{N}\right) \right) \\ &= \frac{2}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{\frac{N}{2}-1} \text{Re} \left(X_k \exp\left(j \frac{2\pi kn}{N}\right) \right), \quad n = 0, 1, \dots, N - 1 \end{aligned} \quad (2.19)$$

Les parties imaginaires des échantillons de signal dans le domaine temporel sont forcées à zéro. Le nombre total de sous-porteuses utilisées est $N/2 - 1$ et le reste des sous-porteuses

sont exploitées pour imposer la symétrie Hermitienne. Après IFFT, un CP de longueur L_{CP} , qui est la copie des derniers échantillons L_{CP} de chaque bloc DCO-OFDM du domaine temporel est ajouté. Le CP fournit un intervalle de garde sans détruire l'orthogonalité des sous-porteuses, puis, les échantillons discrets sont convertis en une séquence série et envoyés à un convertisseur numérique-analogique (DAC). Le signal électrique converti $x(t)$ est toujours bipolaire et n'est pas réalisable pour la modulation d'intensité. Une polarisation CC B_{DC} (DC bias) doit être ajouté à $x(t)$. Dans DCO-OFDM, le B_{DC} est donné par:

$$B_{DC} = \mu \sqrt{E\{x^2(t)\}} \quad (2.20)$$

où $E\{\cdot\}$ désigne l'opération d'espérance et μ est un coefficient constant. Après les opérations de polarisation et d'écrêtage, le signal électrique $x_{DCO}(t)$ est utilisé pour commander la LED et pour être modulé sur l'intensité d'éclairage. Au niveau du récepteur, le composant photodiode (PD) capture le signal optique du canal VLC et le transforme en signal électrique $y(t)$. Pour le canal VLC dispersif avec une réponse impulsionnelle $h(t)$, le signal reçu $y(t)$ est exprimé comme suit.

$$y(t) = h(t) * x_{DCO}(t) + w(t) \quad (2.21)$$

où la notation “*” désigne l'opération de convolution et $w(t)$ est l'AWGN avec une moyenne nulle.

Après le convertisseur analogique-numérique (ADC), le bloc d'échantillons discrets DCO-OFDM reçu est acquis avec le CP retiré, puis il est démodulé en séquence parallèle $\{y_n, n = 0, 1, \dots, N-1\}$.

Pour récupérer les symboles de données transmis, le composant FFT à N-points convertit les échantillons du domaine temporel en symboles du domaine fréquentiel $\{Y_k, k = 0, 1, \dots, N-1\}$. Ensuite, le démappage est réalisée pour récupérer les données transmises [39,40].

La figure 2.8 illustre une comparaison entre des échantillons de l'OFDM bipolaire et du DCO-OFDM [3].

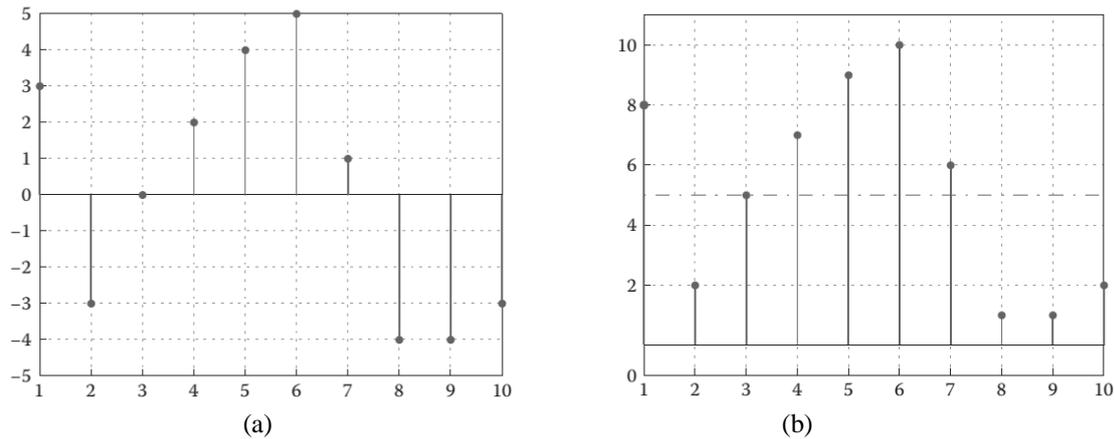


Figure 0-8 Les échantillons de L' OFDM bipolaire (a) et DCO-OFDM(b).

DCO-OFDM est un schéma de modulation multi-porteuse simple et à efficacité spectrale pour la transmission VLC. Cependant, il a le problème inhérent de faible efficacité de puissance parce que un niveau élevé de B_{DC} est nécessaire pour élever le pic négatif au-dessus de zéro, cela produit une grande perte d'efficacité de puissance, qui limite les performances réalisables des systèmes DCOOFDM [1].

2.3.2 ACO-OFDM (Asymmetrically Clipped Optical OFDM)

Afin d'améliorer l'efficacité de puissance des systèmes multi-porteuses VLC, plusieurs schémas OFDM optiques modifiés ont été proposés, parmi eux, ACO-OFDM est le schéma le plus typique pour une transmission efficace en puissance. Dans ACO-OFDM, la transmission de données se produit uniquement sur des sous-porteuses impaires, les sous-porteuses d'ordre pair ne sont pas modulées. Dans ce cas, le signal est écrêté à zéro pour générer un signal positif. Cette stratégie évite l'addition de B_{DC} et réduit le coût de l'énergie [41,42]. Le schéma bloc d'un système ACO-OFDM est similaire à DCO-OFDM. La principale différence est l'attribution des symboles de données. Dans le schéma ACO-OFDM, les symboles de données ne sont placés que sur les sous-porteuses impaires des $N/2$ premières sous-porteuses, donc un bloc ACO-OFDM de N sous-porteuses ne peut accueillir que $N/4$ symboles d'information. Les symboles à l'entrée du bloc IFFT sont sous la forme d'un vecteur $X = [0, X_1, 0, \dots, X_{N-1}]$ composé uniquement de composantes impaires avec une symétrie hermitienne. après l'opération IFFT [43,44], les échantillons discrets du domaine temporel ont antisymétrie et donnés comme suite

$$\begin{aligned}
 x_n &= \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} X_k \exp\left(j \frac{2\pi kn}{N}\right) \\
 &= \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{m=0}^{N/2-1} X_{2m+1} \exp\left(j \frac{2\pi(2m+1)n}{N}\right) \\
 &= -\frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{m=0}^{N/2-1} X_{2m+1} \exp\left(j \frac{2\pi(2m+1)(n+N/2)}{N}\right) \\
 &= -x_{n+N/2}, n = 0, 1, \dots, N/2 - 1.
 \end{aligned} \tag{2.22}$$

Cette antisymétrie manifeste que les amplitudes des premiers demi-échantillons sont identiques à celles des seconds demi-échantillons mais avec des signes opposés, ensuite le signal ACO-OFDM $x_{ACO}(t)$ est directement zéro-clippé sans ajouter de B_{DC} , puis transformé en un signal optique.

En supposant que x_n^c est l'échantillon découpé, où

$$x_n^c \begin{cases} x_n, & x_n > 0 \\ 0, & x_n \leq 0 \end{cases} \tag{2.23}$$

Les symboles de données distordus X_{2m+1}^c sur les sous-porteuses impaires $m = 0, 1, \dots, N/2-1$ peuvent être dérivés comme suite:

$$\begin{aligned}
 X_{2m+1}^c &= \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} x_n^c \exp\left(-j \frac{2\pi(2m+1)n}{N}\right) \\
 &= \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} (x_n^c - x_{n+N/2}^c) \exp\left(-j \frac{2\pi(2m+1)n}{N}\right) \\
 &= \frac{1}{2\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} (x_n - x_{n+N/2}) \exp\left(-j \frac{2\pi(2m+1)n}{N}\right) \\
 &= \frac{1}{2\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} (x_n) \exp\left(-j \frac{2\pi(2m+1)n}{N}\right)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 &= \frac{1}{2\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} (x_{n+N/2}) \exp\left(-j \frac{2\pi(2m+1)(n+N/2)}{N}\right) \\
 &= \frac{1}{2} X_{2m+1}
 \end{aligned} \tag{2.23}$$

On peut voir que l'opération clipping réduit la puissance d'un signal ACO-OFDM à la moitié. Une comparaison entre des échantillons de l'OFDM bipolaire et de l'ACO-OFDM est illustrée par La figure 2.9 [3].

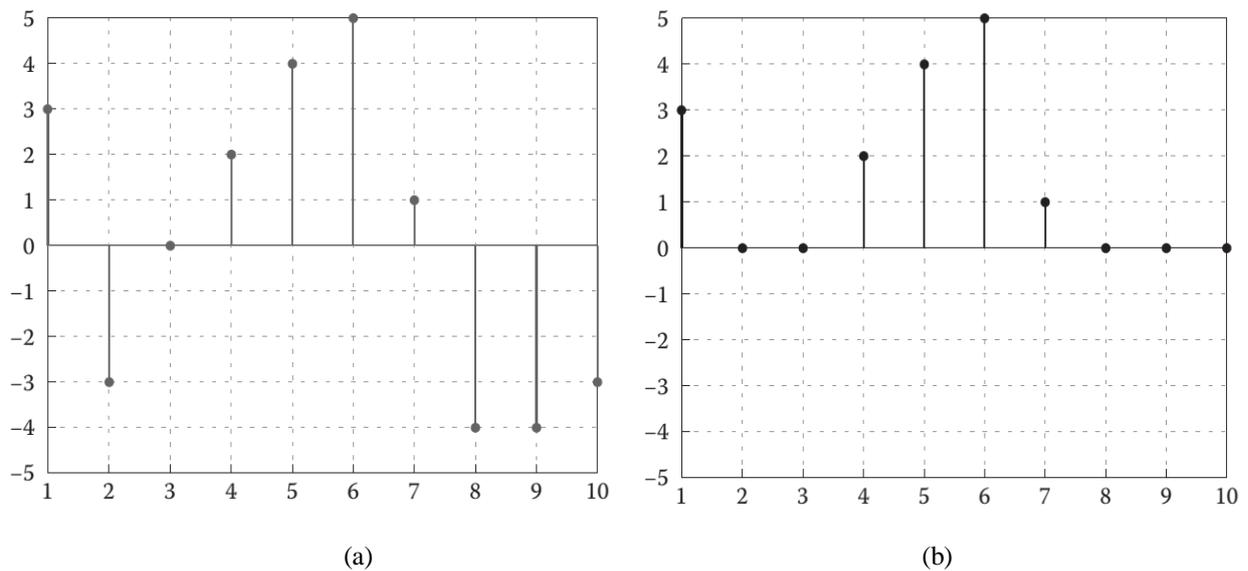


Figure 2-9 Les échantillons de l'OFDM bipolaire (a) et OFDM clippé (b)

2.3.3 PAM-DMT (Pulse-Amplitude-Modulated Discrete Multi-tone)

Dans le schéma PAM-DMT, le symbole de données n'est alloué que sur la partie imaginaire d'une sous-porteuse, alors que la partie réelle de la sous-porteuse est toujours mise à zéro. Le bloc PAM-DMT dans le domaine fréquentiel de N sous-porteuses peuvent être exprimées comme:

$$X = \left[0 \quad jX_1^{PAM} \quad jX_2^{PAM} \quad \dots \quad jX_{\frac{N}{2}-1}^{PAM} \quad 0 \quad -jX_{\frac{N}{2}-1}^{PAM} \quad \dots \quad -jX_1^{PAM} \right] \tag{2.24}$$

Après l'opération IFFT, le signal PAM-DMT dans le domaine temporel suit l'antisymétrie et donné comme suite:

$$\begin{aligned}
x_n &= -\frac{2}{\sqrt{N}} \sum_{k=1}^{N-1} X_k^{PAM} \sin\left(\frac{2k\pi n}{N}\right) \\
&= \frac{2}{\sqrt{N}} \sum_{k=1}^{N-1} X_k^{PAM} \sin\left(\frac{2k\pi(N-n)}{N}\right) \\
&= -x_{N-n} \quad n = 1, 2, \dots, N/2 - 1
\end{aligned} \tag{2.25}$$

Puisque les deux éléments $\{x_n, x_{N-n}\}$ sont opposés l'un à l'autre, le clipping antisymétrique peut être exécuté sans aucun B_{DC} , tout comme dans le cas de L'ACO-OFDM. la puissance optique et la puissance électrique du PAM-DMT sont $\sigma_{PAM}/\sqrt{2\pi}$ et $\sigma_{PAM}^2/2$, où σ_{PAM} désigne le RMS du signal PAM- DMT non clippé [45,46].

La distorsion sur la partie imaginaire est dérivée comme suite

$$\begin{aligned}
Im(X_k^c) &= -\frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} x_n^c \sin\left(\frac{2\pi kn}{N}\right) \\
&= -\frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N/2-1} (x_n^c - x_{N-1-n}^c) \sin\left(\frac{2\pi kn}{N}\right) \\
&= -\frac{1}{2\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N/2-1} (x_n - x_{N-n}) \sin\left(\frac{2\pi kn}{N}\right) \\
&= \frac{1}{2} X_k^{PAM}, \quad k = 1, 2, \dots, N/2 - 1
\end{aligned} \tag{2.26}$$

Par conséquent, l'amplitude du symbole déformé dans la partie imaginaire est la moitié du symbole de données d'origine.

Par rapport au DCO-OFDM, l'ACO-OFDM et le PAM-DMT donnent une meilleure efficacité en puissance. Cependant, puisque la moitié des sous-porteuses dans ACO-OFDM sont sacrifiées pour s'adapter aux distorsions de clipping d'antisymétrie, l'efficacité spectrale est la moitié de son équivalent DCO-OFDM lorsque la même constellation de modulation est appliquée. Le même inconvénient existe également dans les systèmes PAM-DMT, car seule une constellation à valeur réelle est utilisée. Donc, un compromis exact entre l'efficacité spectrale et en puissance est nécessaire pour choisir un OFDM optique approprié pour répondre aux exigences pratiques [3].

2.3.4 Unipolar OFDM (U-OFDM)

Pour les schémas ACO-OFDM et PAM-DMT, une partie spécifique du spectre est exploitée pour s'adapter aux distorsions de clipping. Par contre, U-OFDM, aussi appelé Flip-OFDM, double la longueur du bloc OFDM pour transmettre les amplitudes négatives sans besoin d'opération de clipping. Par conséquent, la longueur de bloc de U-OFDM est de $2N$ et chaque bloc porte $N/2-1$ symboles d'information avec la première sous-porteuse mise à zéro tandis que la symétrie hermitienne est appliquée pour générer X_k pour $0 \leq k \leq N - 1$ [47,48].

Les échantillons bipolaires $\{x_n, n = 0, 1, \dots, N - 1\}$ sont obtenus après le processeur IFFT.

Afin de générer les signaux unipolaires pour la modulation d'intensité, le bloc U-OFDM est étendu à $\{x_n^u, n = 0, 1, \dots, 2N - 1\}$. Chaque échantillon x_n est encodé dans la nouvelle paire $\{x_n^u, x_{n+N}^u\}$. Lorsque l'amplitude de l'échantillon OFDM d'origine x_n est positive, le premier échantillon de la nouvelle paire est marqué comme «actif» et le second comme «inactif». D'autre part, le premier échantillon est défini comme «inactif» et le deuxième échantillon est défini comme «actif», dont l'échantillon actif est égal à la valeur absolue de x_n et l'échantillon inactif est égal à zéro.

$$x_n \rightarrow \{x_n^u, x_{n+N}^u\} = \begin{cases} \{x_n, 0\}, & x_n > 0 \\ \{0, -x_n\}, & x_n \leq 0 \end{cases} \quad n = 0, 1, \dots, N - 1 \quad (2.27)$$

La figure 2.10 illustre la procédure de codage en U-OFDM

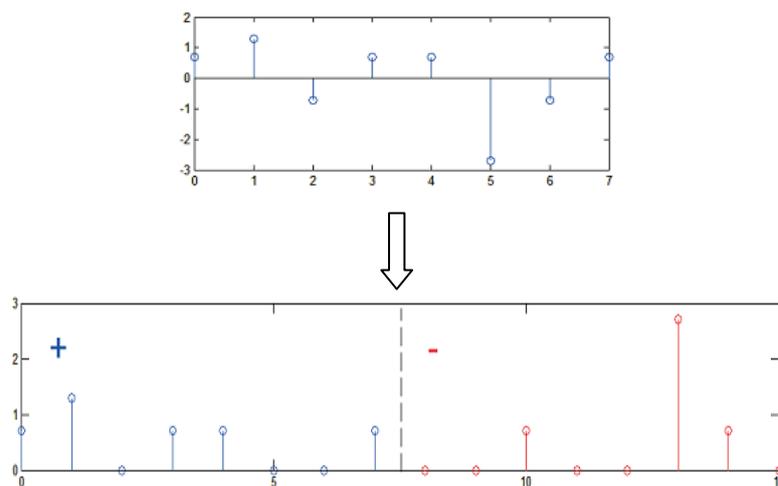


Figure 2-10 Procédure de codage U-OFDM

L'émetteur module les signaux unipolaires $\{x_n^u\}$ sur la lumière émettrice. Le récepteur capte les signaux $\{y_n^u, n = 0, 1, \dots, 2N - 1\}$ et récupère les signaux OFDM bipolaires $\{y_n, n = 0, 1, \dots, N - 1\}$ avec $y_n = y_n^u - y_{n+N}^u$.

2.4 Modulation multicolore

Généralement, les LEDs blanches sont classées en deux types, qui sont les LEDs à puce unique et les LEDs de type RVB, la LED à puce unique utilise une seule LED bleue qui excite un phosphore jaune pour créer une émission blanche globale. Cependant, la réponse lente du phosphore jaune limite la bande passante de transmission dans les communications en lumière visible (VLC). Les LEDs de type RVB combinent la lumière des LEDs des trois couleurs primaires (rouge, vert et bleu) et trois LEDs émettent leurs couleurs correspondantes simultanément, Ils sont préférables aux LEDs à puce unique pour améliorer la vitesse de transmission en raison de leur temps de réponse plus rapide. De plus, ces trois longueurs d'onde peuvent être utilisées pour porter plusieurs échantillons de données indépendamment et offrent ainsi la possibilité du WDM (wavelength division multiplexing).

2.4.1 CSK (Color-Shift Keying)

CSK est une méthode de modulation spéciale dans les systèmes VLC. La plupart des systèmes VLC utilisent les LEDs à puce unique. Cependant, la couche de phosphore a un temps de relaxation long et elle limite la fréquence de modulation maximale. En utilisant des LEDs RVB, l'ancienne limite de fréquence peut être éliminée par le système, cependant, les LEDs RVB sont plus chères et nécessitent un circuit de contrôle complexe pour créer une lumière blanche, pour ces raisons, les LEDs RVB sont rarement utilisées dans les appareils commerciaux pour le moment. Les schémas de modulation CSK sont conçus pour fonctionner avec des LEDs RVB afin de fournir une modulation d'ordre supérieur et spectralement efficace. Cependant, de nombreux travaux ont discuté des systèmes CSK de quatre LEDs comme une méthode d'amélioration de ces systèmes. La modulation CSK est représentée par la couche PHY III dans la norme IEEE 802.15.7 [49], dont les différents schémas de modulation possibles, les corrections d'erreurs et les fréquences d'horloge appliquées sont illustrés dans le tableau 2.1.

Tableau 2-1-Le mode de fonctionnement de la couche PHY III

Modulation	Horloge(MHz)	FEC	Débit des données
4-CSK	12	RS(64,32)	12
8-CSK	12	RS(64,32)	18
4-CSK	24	RS(64,32)	24
8-CSK	24	RS(64,32)	36
16-CSK	24	RS(64,32)	48
8-CSK	48		72
16-CSK	48		96

Tous les dispositifs CSK doivent supporter la fréquence d'horloge de 12 MHz. Les dispositifs envoient leurs paramètres à un coordinateur, puis il sélectionne un canal de couleur, qui sera utilisé pour la communication CSK.

Le schéma de principe de l'émetteur CSK avec trois sources lumineuses de bandes i, j et k est illustré par la figure 2.11. Les données entrantes sont brouillées pour réduire l'effet d'erreur sur la transmission. Les données brouillées sont toujours codées avec RS (64,32), sauf pour des débits de données les plus élevés, où la correction d'erreur directe (FEC) n'est pas utilisée.

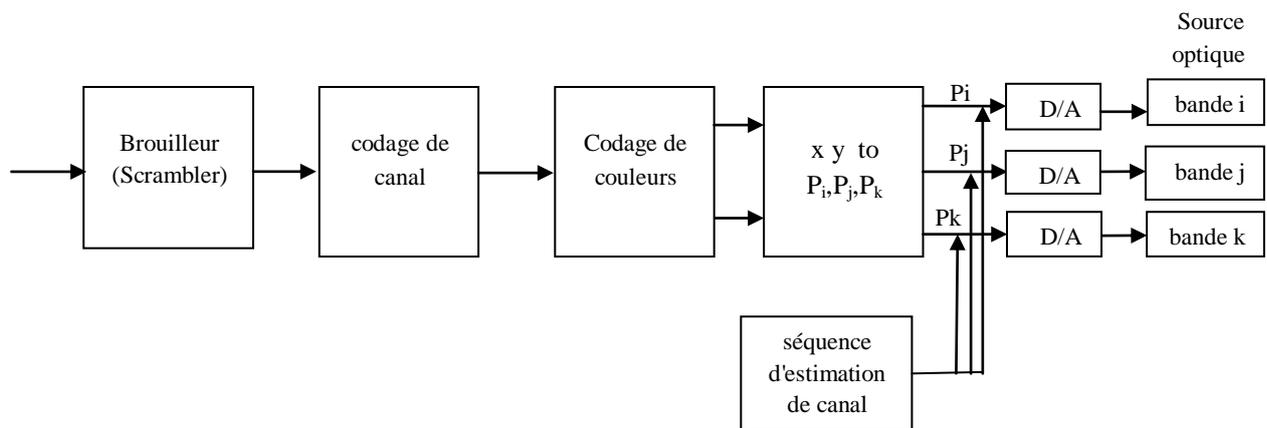


Figure 2.11 Le schéma de principe de l'émetteur CSK avec trois sources

Le bloc de codage de couleur code les informations dans le système de coordonnées de couleur xy en fonction du canal appliqué. L'équation du générateur de brouillage PRBS (pseudorandom binary sequence) est donnée par :

$$g(D) = 1 + D^{14} + D^{15} \tag{2.28}$$

où D est un élément de retard sur un seul bit. Le processus de brouillage est illustré par la figure 2.12

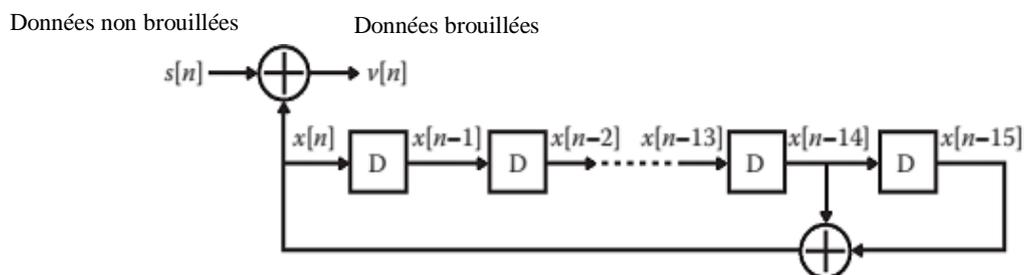


Figure 2.12 Schéma bloc du processus de brouillage

Les coordonnées de couleur sont ensuite transformées en un vecteur d'intensité tridimensionnel $[P_i P_j P_k]^T$ pour moduler les trois sources lumineuses des bandes i, j et k , les coordonnées de couleur des trois sources lumineuses sont désignées par $(x_i, y_i), (x_j, y_j), (x_k, y_k)$, respectivement. Pour une coordonnée de couleur donnée (x_p, y_p) , les intensités des trois sources lumineuses peuvent être calculées comme suite

$$x_p = P_i x_i + P_j x_j + P_k x_k \tag{2.29}$$

$$y_p = P_i y_i + P_j y_j + P_k y_k \tag{2.30}$$

$$P_i + P_j + P_k = 1 \tag{2.31}$$

Enfin, les couleurs sont transformées en intensités (P_i, P_j, P_k) pour générer un flux lumineux constant. Le spectre de la lumière visible est défini de 380 nm à 780 nm de longueur d'onde, qui est divisé en sept bandes de fréquences dans la norme IEEE 802.15.7. Dans CSK, trois sources de lumière de couleur sont utilisées pour générer le signal transmis, où les trois sommets du triangle de constellation CSK sont déterminés par la longueur d'onde centrale des bandes de couleur correspondantes sur les coordonnées de couleur (x, y) . Le tableau 2.2

donne les valeurs des coordonnées de couleur pour les sept bandes de couleur dont les pics spectraux sont au centre de chaque bande de couleur.

Tableau 2-2 Coordonnées de couleur pour les sept bandes de couleur

Band (nm)	Code	Center (nm)	(x, y)
380-478	000	429	(0.169,0.007)
478-540	001	509	(0.011,0.733)
540-588	010	564	(0.402,0.597)
588-633	011	611	(0.669,0.331)
633-679	100	656	(0.729,0.271)
679-726	101	703	(0.734,0.265)
726-780	110	753	(0.734,0.265)

La figure 2.13 illustre les centres des sept bandes de couleur sur les coordonnées de couleur.

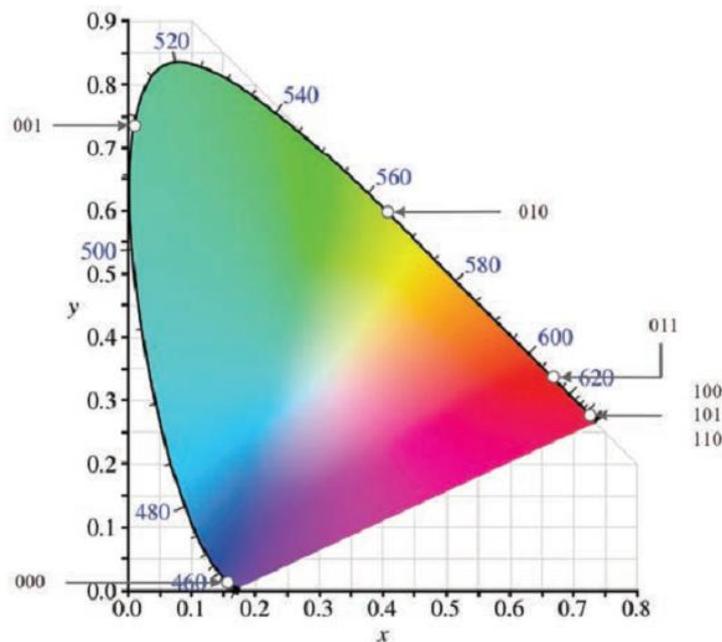


Figure 2.13 Centre des bandes de couleur sur les coordonnées de couleur xy

Les constellations de 4-CSK, 8-CSK et 16-CSK recommandées par la norme IEEE 802.15.7 sont illustrées à la Fig.2.14, où les points I, J et K désignent le centre des trois bandes de couleur sur les coordonnées de couleur définies dans le tableau 2.2.

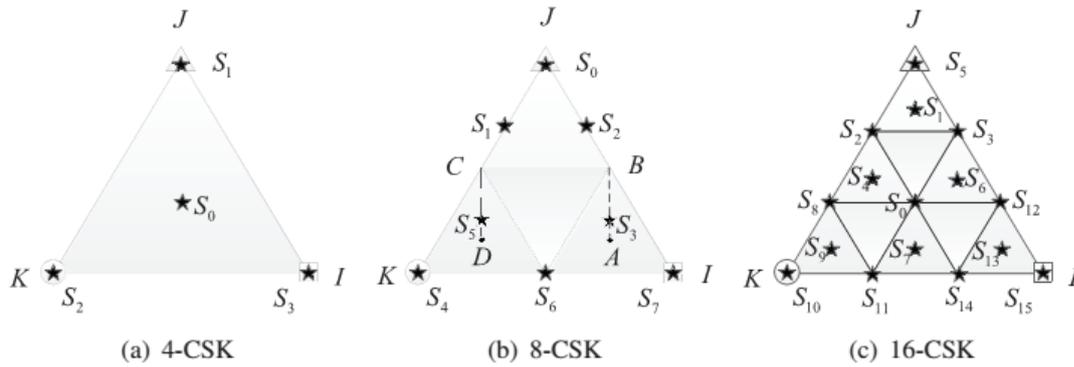


Fig.2.14 Constellations de 4-CSK, 8-CSK et 16-CSK fournies par la norme IEEE 802.15.7.

Tableau 2-3 Combinaisons de bandes de couleurs pour CSK [50]

Combinaisons	Bande i	Bande j	Bande k
1	110	010	000
2	110	001	000
3	101	010	000
4	101	001	000
5	100	010	000
6	100	001	000
7	011	010	000
8	011	001	000
9	010	001	000

Afin de s'assurer que le triangle est suffisamment grand pour maximiser les distances entre les symboles adjacents, neuf combinaisons valides des bandes de couleur sont fournies dans le tableau 2.3, de cette manière, la couleur de sortie peut garantir l'illumination [50, 51].

Dans 4-CSK, les symboles sont notés S_0 à S_3 , où S_1 , S_2 et S_3 sont les sommets du triangle IJK et S_0 est le centre du triangle IJK.

Dans 8-CSK, les symboles sont notés S_0 à S_7 , où S_0 , S_4 et S_7 sont les sommets du triangle IJK. S_1 et S_2 sont les points de trisection des droites JK et JI, où $JS_1 = 1/3JK$ et $JS_2 = 1/3JI$. Les milieux des lignes JI, JK et KI sont respectivement désignés par B, C et S_6 . Le point A est le centre du triangle BS_6I , tandis que D est le centre de gravité du triangle CKS_6 . S_3 et S_5 sont les points de trisection des lignes AB et CD qui satisfont $AS_3 = 1/3AB$ et $DS_5 = 1/3CD$.

Pour 16-CSK, les symboles sont notés S_0 à S_{15} , où S_5 , S_{10} et S_{15} sont les sommets du triangle IJK. Les symboles S_2 , S_8 , S_3 , S_{12} , S_{11} et S_{14} divisent respectivement les côtés JK, JI et KI en trois parties. S_0 est le centre du triangle IJK, tandis que S_1 , S_4 , S_6 , S_7 , S_9 et S_{13} sont les centres des petits triangles JS_2S_3 , $S_2S_8S_0$, $S_3S_0S_{12}$, S_8KS_{11} , $S_0S_{11}S_{14}$ et $S_{14}S_{12}I$, respectivement [49,50].

Au niveau du récepteur, il faut savoir quelles couleurs ont été utilisées, pour cela, on ne connaît que l'intensité lumineuse et les couleurs des émetteurs. La figure 2.15 montre un exemple de ce processus, (x_i, y_i) , (x_j, y_j) , and (x_k, y_k) sont les points des sources de couleurs, tandis que (x_p, y_p) est l'un des symboles 4-CSK.

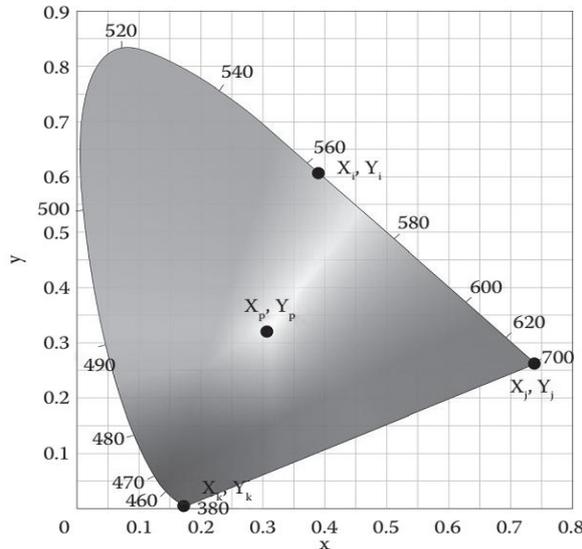


Figure 2.15 Exemple de 4-CSK démodulation.

Dans le récepteur, les équations (2.29, 2.30, 2.31) sont utilisées pour déterminer la coordonnée xy reçue et elle sera transformée en symbole approprié, en outre, l'étalonnage des couleurs doit être effectué pour compenser les erreurs de coordonnées de couleur et annuler l'interférence entre les différentes couleurs. En plus, d'autres appareils d'éclairage et la lumière ambiante peuvent également provoquer un déséquilibre multicolore et des interférences multicolores, qui peuvent être compensés par un étalonnage des couleurs en même temps. la Fig.2.16 illustre le schéma du récepteur CSK avec étalonnage des couleurs [51, 52, 53].

Avant la transmission des données, des codes de Walsh modulés par OOK sont utilisés pour estimer la matrice de propagation du canal. Trois séquences de code de Walsh de longueur-4 sont utilisées pour les trois bandes de couleur i, j et k, à savoir $W(1,4) = 1, -1, 1, -1$, $W(2,4) = 1, 1, -1, -1$ et $W(3,4) = 1, -1, -1, 1$. Afin de maintenir la précision de l'estimation, chaque bit du code de Walsh est transmis deux fois par codage à répétition. La matrice de propagation de canal estimée est une matrice carrée 3×3 définie comme suite:

$$H = \begin{bmatrix} h_{ii} & h_{ij} & h_{ik} \\ h_{ji} & h_{jj} & h_{jk} \\ h_{ki} & h_{kj} & h_{kk} \end{bmatrix}$$

Les signaux reçus peuvent être compensés par le module d'étalonnage des couleurs, qui multiplie le vecteur de signal avec une matrice de canal estimée inversée

$$\begin{bmatrix} P_i \\ P_j \\ P_k \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{ii} & h_{ij} & h_{ik} \\ h_{ji} & h_{jj} & h_{jk} \\ h_{ki} & h_{kj} & h_{kk} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} P'_i \\ P'_j \\ P'_k \end{bmatrix}$$

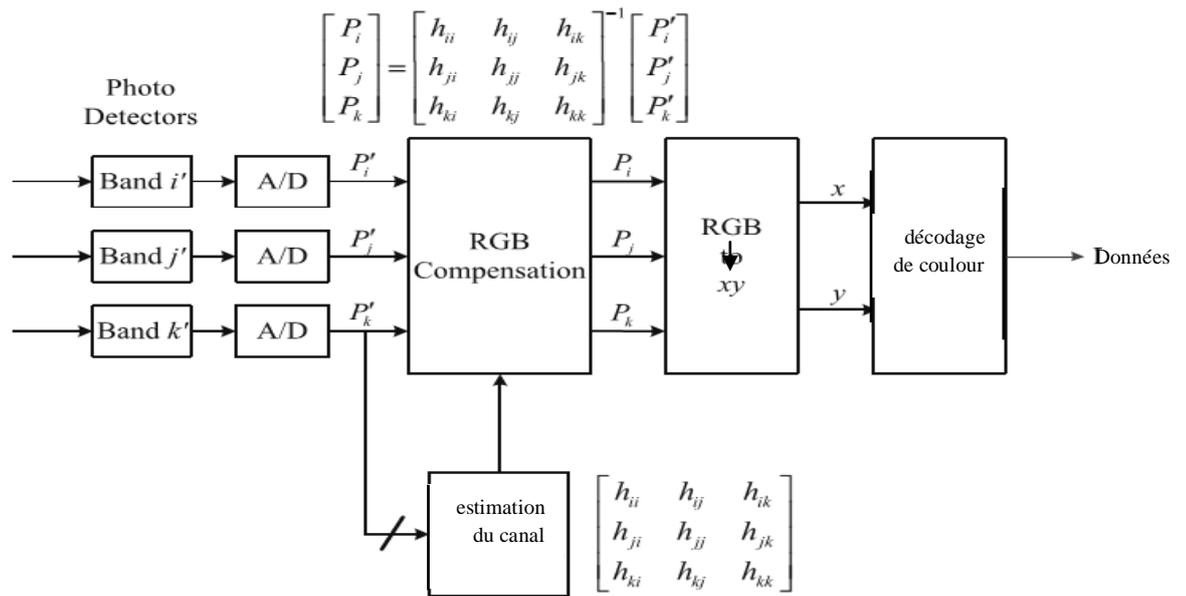


Figure.2.16 Récepteur CSK avec étalonnage des couleurs.

2.4.2 CSK avec quad-LED

Pour augmenter l'efficacité des espaces de couleur et d'intensité appliqués, de nombreux articles ont étudié les systèmes CSK à quatre LED (Quad LED). En Quad-LED (Q-LED), quatre sources optiques de bandes i, j, k et v sont utilisées pour l'éclairage, ce qui offre de meilleures performances d'éclairage. Les quatre couleurs généralement appliquées sont bleu, cyan, jaune et rouge. Il permet de créer un mapping de symboles simple et une conception de constellation comme dans M-QAM. L'espace colorimétrique d'un système QLED est illustré à la figure 2.17.

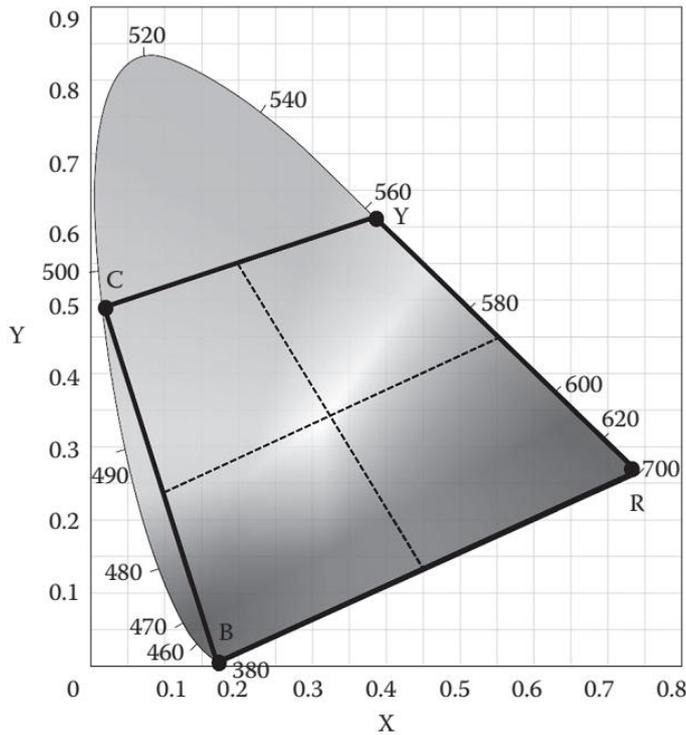


Figure 2.17 Espace colorimétrique d'un système Q-LED

La relation entre la coordonnée de couleur et les intensités des quatre sources lumineuses peut être écrite comme suite

$$x_p = P_i x_i + P_j x_j + P_k x_k + P_l x_l \quad (2.32)$$

$$y_p = P_i y_i + P_j y_j + P_k y_k + P_l y_l \quad (2.33)$$

$$P_i + P_j + P_k + P_l = 1 \quad (2.34)$$

Donc il n'y a que trois équations avec quatre variables inconnues, et n'ont pas de solution unique lorsque les coordonnées de couleur sont données [52], c'est pourquoi les systèmes QLED n'utilisent que trois LED en même temps. Dans ce cas, les équations similaires doivent être résolues comme dans les systèmes à trois LED. Afin de générer n'importe quelle couleur dans le quadrilatère délimité par les quatre bandes, le système QLED nécessite au moins trois LED pour éclairer à des intensités spécifiques, deux LED pour n'importe quelle couleur sur les lignes de bordure et une à la position de longueur d'onde centrale ou les sommets. Par conséquent, le quadrilatère peut être divisé en quatre triangles plus petits, chacun éclairé par

les sources optiques correspondant à ses trois sommets, et seulement jusqu'à trois sources optiques sur quatre seront «allumées» à tout moment dans le système QLED CSK, qui conserve la même puissance optique totale que le CSK conventionnel. Cependant, la source optique supplémentaire augmente la puissance électrique puisqu'un certain niveau de polarisation est nécessaire pour satisfaire les exigences de commutation [54].

Les constellations de 4-CSK, 8-CSK et 16-CSK pour QLED sont illustrées sur la figure 2.18. Dans la constellation QLED 4-CSK, les symboles sont situés aux sommets du quadrilatère. Dans la constellation QLED 8-CSK, les symboles S_0, S_3, S_5 et S_6 sont également situés aux sommets du quadrilatère, tandis que les symboles S_1, S_2, S_4 et S_7 sont les milieux des quatre côtés. Dans la constellation QLED 16-CSK, les symboles sont situés comme dans le 16-QAM conventionnel, qui divise le quadrilatère en 16 quadrilatères plus petits en tant que sommets [54, 55].

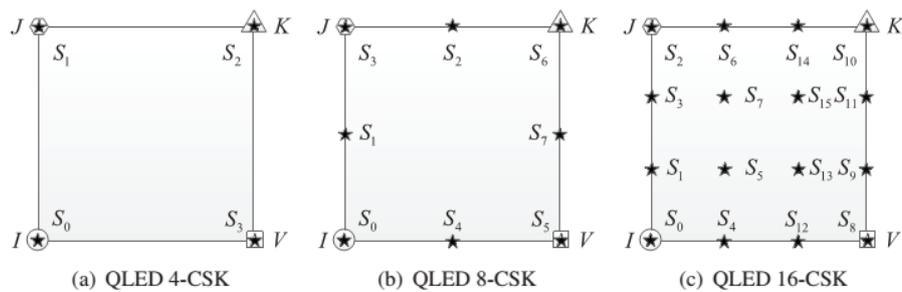


Figure 2.18 Constellations de 4-CSK, 8-CSK et 16-CSK pour QLED.

2.5 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté les différents schémas de modulation appliqués dans les systèmes VLC. Les mêmes techniques utilisées dans la radio peuvent être appliquées dans des systèmes VLC, mais la différence entre la radio et la VLC doit être prise en compte. Les schémas IM / DD nécessitent que le signal de modulation soit positif et réel. Nous avons premièrement décrit les modulations en bande de base. Deuxièmement nous avons expliqué les approches optiques OFDM, tels que DCO-OFDM, ACO-OFDM, PAM-DMT et U-OFDM. Enfin, des schémas de modulation multicolore pour les systèmes VLC sont illustrés. L'OFDM optique souffre de PAPR comme dans RF, qui est susceptible d'induire une distorsion non linéaire sévère et diminuer les performances de transmission des systèmes VLC. Par conséquent, plusieurs techniques ont été proposées pour réduire le PAPR dans les systèmes OFDM. Cette problématique fait l'objet du suivant chapitre.

Chapitre 3
PAPR et Techniques de
réduction

3.1 Introduction

Les techniques traditionnelles de modulation à mono-porteuse ne peuvent atteindre que des débits de données limités en raison des restrictions imposées par l'effet de trajets multiples du canal sans fil et la complexité du récepteur. Par conséquent, les systèmes de communication utilisant une modulation à mono-porteuse souffrent d'interférences inter symboles (ISI) graves causées par une réponse impulsionnelle de canal dispersif, nécessitant ainsi un mécanisme d'égalisation complexe. L'OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) est une technique de modulation multiporteuse, qui divise la totalité du canal d'évanouissement sélectif en fréquence en de nombreux sous-canaux orthogonaux à évanouissement plat à bande étroite. En raison de ces avantages, la modulation OFDM a été utilisée dans de nombreuses applications. Cependant, l'OFDM souffre de plusieurs inconvénients tel que PAPR (peak-to-average power ratio) [56]. Dans ce chapitre, nous étudierons le problème du PAPR, ainsi que sa définition et les méthodes de réduction du PAPR proposées dans la littérature ensuite nous présenterons les techniques de réduction de PAPR pour les systèmes de communication OFDM optique.

3.2 Définition.

Dans les techniques de modulation multi-porteuse, en raison de la nature de l'IFFT qui, additionne N sinusoïdes par superposition, certaines combinaisons des sinusoïdes créent de grands pics. L'inconvénient d'une large plage dynamique est qu'elle exerce une pression sur la conception des composants tels que la longueur de mot de la paire IFFT / FFT, DAC et ADC, les étages de mixage et, surtout, le HPA qui doit être conçu pour gérer les grands pics. l'incapacité de concevoir des composants avec une plage linéaire suffisamment large entraîne une saturation du HPA. Le PAPR est la relation entre la puissance maximale d'un échantillon dans un symbole d'émission OFDM donné divisée par la puissance moyenne de ce symbole OFDM. Donc pour un signal OFDM continu $x(t)$ défini sur une période $[0, T]$, le PAPR est donné par l'équation suivante [57]:

$$\text{PAPR}_{[x]} = \frac{\max_{0 \leq t \leq T} |x(t)|^2}{E\{|x(t)|^2\}}. \quad (3.1)$$

Où $E\{*\}$ représente la fonction d'espérance mathématique.

Pour un signal discret x_n , $0 \leq n \leq N$ le PAPR est donné par

$$\text{PAPR}_{[x]} = \frac{\max_{0 \leq t \leq T} |x_n|^2}{\frac{1}{N} \sum_{0}^{N-1} |x_n|^2}. \quad (3.2)$$

Ce problème résulte des sous-porteuses qui ajoutent en phase à certains échantillons de temps, ce qui entraîne des pics beaucoup plus importants que la puissance moyenne du signal.

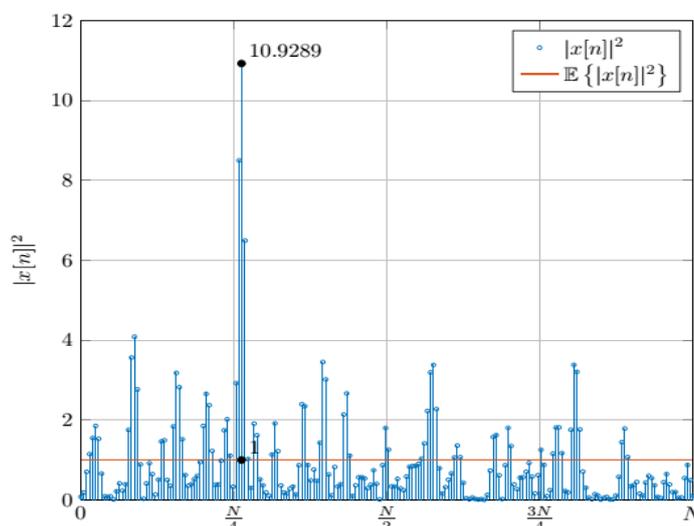


Figure 3.1 Exemple de domaine temporel d'un module carré de symbole OFDM [58].

La figure 3.1 représente un symbole OFDM avec $N = 64$ sous-porteuses et une modulation BPSK. Comme il est illustré dans cet exemple, la valeur maximale du module au carré du symbole OFDM est environ 10 fois supérieure à la puissance moyenne du symbole. Cependant, ce pic élevé n'est présent qu'à un instant du symbole OFDM [58].

3.3. Fonction de répartition du PAPR

Le PAPR mesure les variations de l'enveloppe d'un signal multi-porteuses OFDM. La propriété aléatoire de cette variable vient du fait que les symboles d'entrée arrivent aléatoirement à l'entrée de la modulation. Donc, le calcul exact de cette valeur est très difficile. Ainsi, une étude statistique de cette variable aléatoire semble être la solution la plus

confortable pour pouvoir analyser le PAPR, nombreuses études ont été menées pour avoir une idée de la probabilité d'apparition des forts pics de puissance [59]. Dans une première approche, il est démontré que la valeur maximale peut atteindre par le PAPR pour un système OFDM à M porteuses est donnée par [60, 61].

$$PAPR_{max} = M \quad (3.3)$$

Cependant, Cette valeur n'est pas très significative. Pour 64 porteuses, la probabilité d'apparition d'un pic valant M est d'environ de $2^{-64} \approx 10^{-19}$, ce qui ne donne pas suffisamment d'informations sur les variations du signal OFDM vis-à-vis du PAPR. Les recherches se sont alors plutôt tournées vers l'étude du caractère aléatoire du PAPR à travers l'analyse de sa CCDF qui est définie par la probabilité qu'une variable aléatoire dépasse une certaine valeur noté γ [62].

$$CCDF(PAPR) = Pr(PAPR \geq \gamma) \quad (3.4)$$

La première expression approchée de la CCDF apparaît dans [63], où Van Nee et De Wild ont développé une approximation de la CCDF pour un signal OFDM à M porteuses en temps discret et ont déduit que:

$$Pr(PAPR \geq \gamma) = 1 - (1 - e^{-\gamma})^M \quad (3.5)$$

Ensuite, ils ont aussi proposé une formule empirique de la CCDF pour un signal OFDM continu:

$$Pr(PAPR \geq \gamma) = 1 - (1 - e^{-\gamma})^{\alpha M}, \quad \text{avec } \alpha = 2.8. \quad (3.6)$$

Ensuite, une autre approche probabiliste a été proposé par Ochiai et Imai dans [64], qui consiste à calculer le nombre de fois que la valeur d'amplitude du signal continu atteint un niveau seuil $\bar{\gamma}$ fixée. l'approche de la distribution du PAPR est donnée par l'expression:

$$Pr(PAPR \geq \gamma) = \begin{cases} 1 - \left(1 - \frac{\sqrt{\bar{\gamma}}e^{-\gamma}}{\sqrt{\bar{\gamma}}e^{-\bar{\gamma}}}\right)^{\sqrt{\frac{\pi}{3}}\sqrt{\bar{\gamma}}e^{-\bar{\gamma}}} & \gamma > \bar{\gamma} \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (3.7)$$

En outre, dans [65] Zhou et Caffery proposent une borne supérieure pour la CCDF du PAPR. Cette borne supérieure est donnée par l'expression:

$$Pr(PAPR \geq \gamma) \leq \sqrt{\frac{\pi}{3}} M \sqrt{\gamma} e^{-\bar{\gamma}} \quad (3.8)$$

Une autre expression de la borne supérieure de la CCDF du PAPR a été proposée par Sharif et al dans [66] pour un système OFDM à temps continu en se basant dans un premier temps sur un signal OFDM discret puis en le suréchantillonnant de telle sorte à obtenir l'expression suivante [59]:

$$Pr(PAPR \geq \gamma) \leq k_{opt} M e^{-\gamma \left(1 - \frac{\pi}{k_{opt}}\right)}, k_{opt} > \pi \text{ et } k_{opt} \left(1 - \frac{\pi}{k_{opt}}\right) = \frac{1}{\gamma} \quad (3.9)$$

3.4 Effets de non-linéarité des LED sur PAPR

Dans les systèmes à radiofréquence (RF), la principale source de non-linéarité est l'amplificateur de puissance (PA). Le PA fonctionne près du point de saturation afin d'atteindre le rendement énergétique maximal. Dans cette région de fonctionnement, des effets non linéaires indésirables dus à des distorsions d'amplitude et de phase sont introduits. De plus, l'écrêtage du signal au niveau de saturation de PA est une source critique de distorsion, en particulier pour l'OFDM en raison de son PAPR élevé. La réduction de la puissance moyenne du signal d'entrée garantit le PA pour fonctionner dans une région de fonctionnement quasi-linéaire et évite la saturation [67].

Dans les systèmes optiques, la LED est la principale source de non-linéarité. La caractéristique de transfert non linéaire d'une LED peut être décrite comme la relation non linéaire entre le courant direct et la tension directe comme le montre la figure 3.2. La LED a

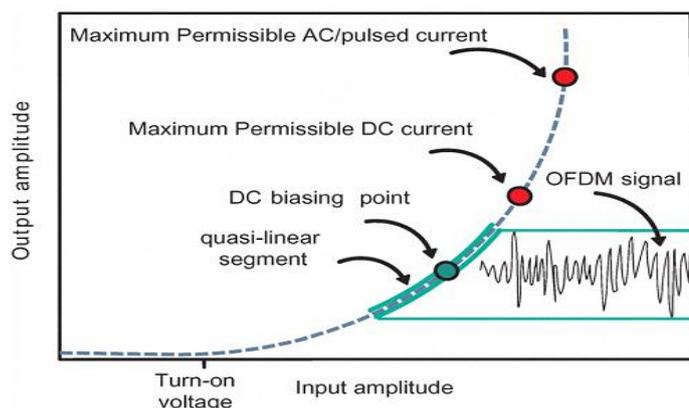


Figure 3.2 Caractéristiques de transfert non linéaires du LED [68].

une valeur de seuil connue sous le nom "turn-on voltage" où toute valeur inférieure à ce point la LED est considérée dans une zone de coupure "cut-off" et ne conduit pas de courant. Au-dessus de la tension "turn-on", le courant et l'amplitude de sortie augmentent de manière exponentielle avec la tension, jusqu'à ce que le courant commence à saturer. En raison de la caractéristique non linéaire d'une LED, dans un système IM / DD, les signaux d'entrée de PAPR élevés peuvent souffrir de distorsion due à l'écrêtage. Dans les systèmes optiques, l'intensité optique ne peut pas être négative, donc la LED doit être polarisée. Le point de polarisation doit être soigneusement sélectionné pour prendre en compte le courant direct maximum autorisé et pour minimiser l'écrêtage du signal et la distorsion d'amplitude. De plus, les coupures de puissance du signal peuvent être utilisées pour minimiser les niveaux de distorsion en faisant fonctionner la LED dans un segment quasilineaire de sa caractéristique autour du point de polarisation choisi [68].

3.5 Méthodes de réduction du PAPR

Le problème de réduction du PAPR dans une chaîne de transmission classique se situe à l'émission, donc pour réduire le PAPR il convient d'insérer un nouveau bloc au niveau de l'émetteur. Différents emplacements sont possibles comme il est montré par la figure 3.3.

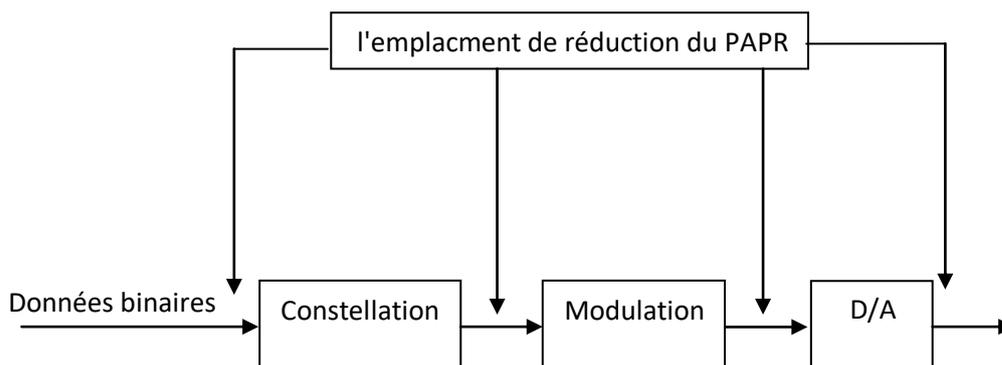


Figure 3.3 l'emplacement de réduction du PAPR

On peut coder les données binaires par un codage adéquat de telle sorte à obtenir des motifs en sortie de modulateur ayant des valeurs de PAPR les plus faibles possibles. Aussi, au niveau de la constellation on peut faire un codage pour pouvoir trouver des séquences de points de la constellation qui engendrent des valeurs de PAPR faibles. De la même manière, il est possible de traiter le signal en sortie de modulateur ou de CNA pour éviter que ce signal n'ait des pics de puissance trop élevés [59]. Plusieurs techniques de réduction du PAPR pour l'O-OFDM ont été étudiées dans la littérature.

3.5.1 Techniques probabilistes

L'idée principale des techniques probabilistes est d'effectuer plusieurs copies du symbole OFDM initial en modifiant soit la phase, l'amplitude et/ou la position des porteuses, et choisir ensuite la copie qui possède la plus faible PAPR. Ces techniques nécessitent d'une information supplémentaire SI (Side Information) à la transmission pour informer le récepteur de la copie sélectionnée afin qu'il puisse récupérer le signal, à cause de cette raison le débit utile sera réduit et elle représente l'inconvénient de ces techniques.

3.5.1.1 Selective Mapping (SLM)

L'idée de base de SLM [69] est de produire U séquences de transmission alternatives à partir de la même source de données, puis de sélectionner le signal de transmission présentant le plus faible PAPR [56]. Comme le montre la figure 3.4, on se fixe U codes de longueur M , où M représente le nombre de porteuses. Les symboles entrant dans le modulateur sont codés par ces U codes. Donc U blocs de M symboles sont obtenus à partir de la même constellation. Ces U blocs passent par l'IFFT et génèrent U signaux OFDM différents [59].

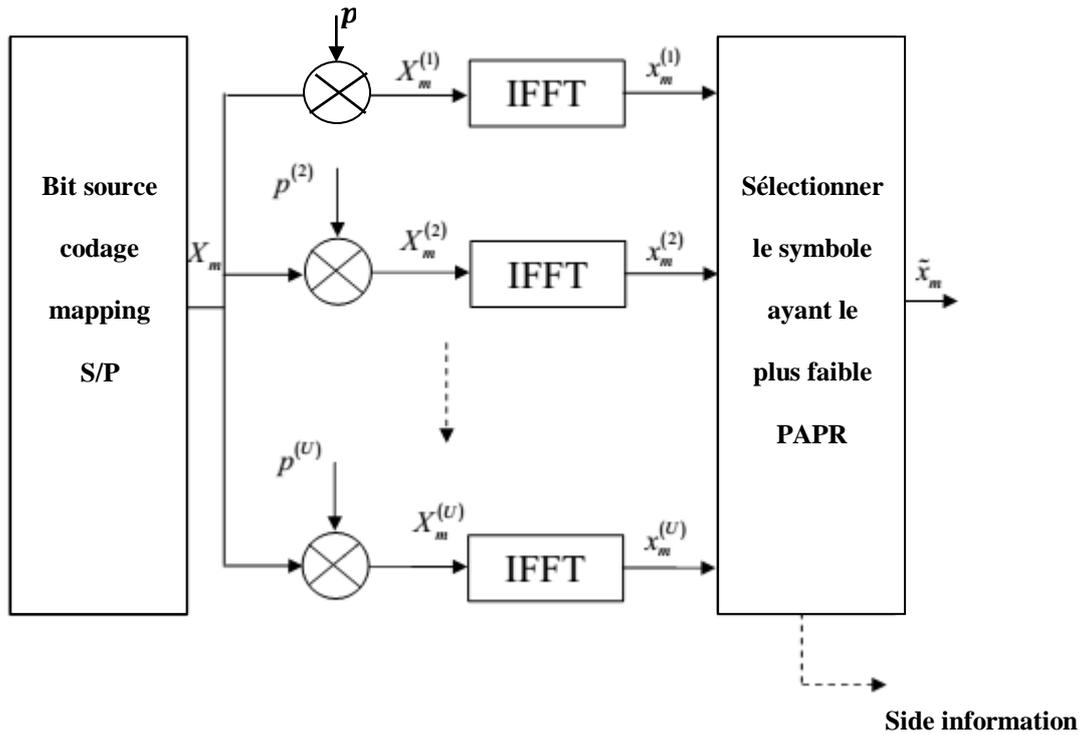


Figure 3.4 Schéma bloc de la technique SLM OFDM.

Soit $X = \{X_m\}$, $m = 0, \dots, N - 1$, le vecteur symbole OFDM dans le domaine fréquentiel. Le principe de SLM est de multiplier point par point le vecteur X_m par un vecteur de pondération

$$P^{(u)} = \{P_k^{(u)}\} \quad k = 0, \dots, N - 1 \quad \text{où} \quad P_k^{(u)} = e^{j\varphi_k^{(u)}} \quad , \varphi_k^{(u)} \in [0, 2\pi] \quad , u = 0, 1, \dots, U - 1 \quad (3.10)$$

Cette multiplication résultant un ensemble de U différents symboles de transmission possibles,

$$X_m^{(u)} = X_m \cdot P^{(u)} \quad (3.11)$$

Ensuite, tous les vecteurs de transmission U possibles sont transférés vers le domaine temporel via l'IFFT et on obtient :

$$x_m^{(u)} = IFFT(X_m^{(u)}) \quad (3.12)$$

Et le symbole d'émission avec le PAPR le plus bas, \check{x}_m , est choisi pour la transmission. L'information de decodage (side information) est également un problème important dans la

SLM car le récepteur doit être informé du vecteur $P^{(u)}$ utilisé. $\log_2(U)$ bits sont nécessaires pour envoyer cette information [70]. Comme la perte de cette information (dans un canal à évanouissement) signifie que la perte complète du codage du canal de symbole de transmission est nécessaire pour assurer une récupération correcte des données au niveau du récepteur, augmentant encore la redondance [56]. Le SLM est la technique la plus populaire et l'une des techniques les plus efficaces pour la réduction du PAPR [71], en plus est une technique très simple à comprendre et très simple pour l'implémentation. Cependant, un inconvénient majeur de cette technique est de l'utilisation de plusieurs opérations d'IFFT. De plus, une séquence d'information secondaire est nécessaire dans cette méthode pour que le récepteur identifie la séquence qui a un PAPR plus faible. Le problème de l'information secondaire ou SI (side information) pour la SLM est explorée plus en détail dans [72] où le besoin d'envoyer SI a été évité. En plus, dans [73] une autre méthode a été proposée pour éviter le SI appelée Blind SLM (BSLM).

3.5.1.2 Partial Transmit Sequence (PTS)

Le but de PTS (Partial Transmit Sequence) est de générer un signal avec un PAPR faible par l'addition des parties de signal à rotation de phase appropriée. Elle a été initialement proposée dans [70]. Le schéma de principe du PTS est illustré par la figure 3.4. Le signal d'origine est donné par :

$$x_m = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} X_m \cdot e^{\frac{j2\pi nk}{N}} \quad 0 \leq n \leq N-1 \quad (3.13)$$

Le signal à transmettre est divisé en plusieurs sous-blocs, $X_{m,k}$ de longueur N/V .

Où N est le nombre de sous-porteuses et V est le nombre de sous-blocs.

Toutes les positions de sous-porteuses occupées dans un autre bloc sont mises à zéro.

$$X_m = \sum_{k=1}^V X_{m,k}.$$

Ensuite, une rotation de phase constante $P_{m,k} = e^{+j\phi_{m,k}}$, $\phi_{m,k} \in [0, 2\pi]$, $1 < k < V$ est effectuée sur chaque sous-bloc à l'exception du premier qui est maintenu constant, ce qui donne:

$$\tilde{X}_m = \sum_{k=1}^V P_{m,k} X_{m,k} \quad (3.14)$$

L'information en \tilde{X}_m est la même que X_m mais avec une rotation de phase supplémentaire, qui doit être connue au niveau du récepteur.

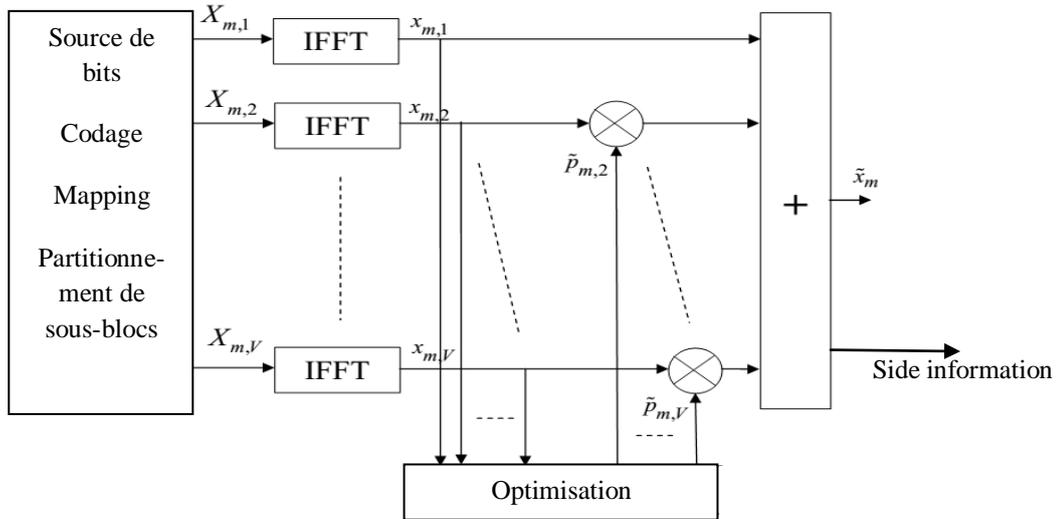


Figure 3.5 Schéma bloc de la technique PTS OFDM.

En suite, une IFFT est effectuée sur chaque sous-bloc qui puis tout additionné pour créer un symbole de transmission donné par:

$$\tilde{x}_m = \sum_{k=1}^V P_{m,k} \cdot \text{IFFT}[X_{m,k}] = \sum_{k=1}^V P_{m,k} \cdot x_{m,k} \quad (3.15)$$

Le processus est répété avec une rotation de phase différente, $P_{m,k}$, pour produire un autre signal d'émission alternatif. Les paramètres optimaux pour le symbole d'émission sont:

$$\{\tilde{P}_{m,1}, \dots, \tilde{P}_{m,V}\} = \arg \min_{\{\tilde{P}_{m,1}, \dots, \tilde{P}_{m,V}\}} \left\{ \max_{0 \leq n \leq N-1} \left| \sum_{k=1}^V P_{m,k} \cdot x_{m,k} \right| \right\} \quad (3.16)$$

L'angle de phase optimal, $P_{m,k}$, est évidemment celui où le PAPR est minimisé. Par conséquent, le signal d'émission est donné par:

$$\tilde{x}_m = \sum_{k=1}^V \tilde{P}_{m,k} \cdot x_{m,k} \quad (3.17)$$

Le PTS exige que SI soient envoyées au récepteur pour l'informer de la rotation de phase utilisée afin que les données puissent être décodées. il est noté que le nombre d'angles devrait

être maintenu bas pour réduire au minimum les SI [74]. Si chaque rotation de phase est choisie parmi un ensemble de W angles admissibles, le nombre de bits requis pour les SI est, $R_{ap} = (V-1) \log_2 W$ bits par symbole OFDM. Afin de réduire la complexité, les angles de phase doivent être limités à $\{\pm 1, \pm j\}$. les SI peuvent être aussi évitées si un codage différentiel est utilisé pour la modulation à travers les sous-porteuses dans chaque sous-bloc. Dans ce cas, seul le partitionnement de bloc doit être connu au niveau du récepteur et une sous-porteuse dans chaque sous-bloc doit être laissée non modulée en tant que porteuse de référence [70]. L'inconvénient de ce schéma est la complexité, surtout avec l'augmentation de V et W . En outre, un grand espace de mémoire est nécessaire pour stocker les signaux de transmission alternatifs afin de les comparer pour trouver celui avec la valeur de pic la plus faible.

3.5.2 Techniques de codage

Ces techniques font partie des premières solutions proposées pour la réduction du PAPR. Le principe de base du codage est d'insérer des bits redondants dans le flux de données qui peuvent être utilisés pour la correction d'erreurs au niveau du récepteur. Leur application à la réduction du PAPR consiste à créer des séquences de bits qui présenteront un PAPR faible après l'IFFT. Il existe deux types de codes de détection et de correction d'erreur, de codes de bloc et de codes convolutifs. Pendant le processus de codage, k bits d'information sont codés en n bits, par conséquent $(n-k)$ bits non d'information redondants sont ajoutés aux k bits d'information [75,76]. La figure 3.6 montre le schéma de principe de réduction du PAPR par les techniques de codage.

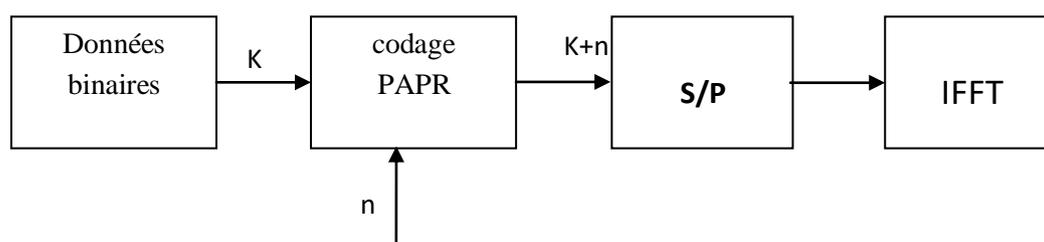


Figure 3.6 Schéma bloc des techniques de codage.

La capacité d'un code à corriger les erreurs est en fonction de la distance du code [56];

$$d(c_i, c_j) = \sum_{l=1}^N c_{i,l} \oplus c_{j,l} (\text{mod } - q) \quad (3.18)$$

Où d est la distance du mot code et q est le nombre de valeurs possibles de C_i et C_j

La plus petite distance d_{\min} est la distance minimale pour un ensemble donné

$$d_{\min} = \text{Min}\{d(c_i, c_j)\} \quad (3.19)$$

Différents codes présentent différents degrés de capacité de correction d'erreur.

3.5.2.1 Codes en blocs

Les techniques de codage pour la réduction du PAPR ont été appliquées pour la première fois dans l'OFDM [76]. Le principe de base était de déterminer quelles combinaisons de données à l'entrée IFFT produisaient de grands pics en sortie et d'éviter de transmettre ces séquences en ajoutant des bits redondants à l'entrée. Initialement, un système OFDM simple avec 4 sous-porteuses et une modulation BPSK est considéré. Un mot de données de 3 bits est mappé sur un mot de code de 4 bits, c'est-à-dire un code de bloc (3,4) de telle sorte que l'ensemble de mots de code autorisés ne crée pas de pics d'enveloppe excessifs. Un autre travail a été présenté dans [77], dans lequel il présente le CCOFDM (Combined Coded OFDM). CCOFDM tente d'exploiter les propriétés de détection / correction d'erreurs présentées dans la référence [78] tout en conservant la suppression PAPR. Des codes polyphasés sont appliqués aux données codées (choisies dans un ensemble PAPR bas) qui sont connues du récepteur, ainsi, ils peuvent être compensés sans affecter les propriétés de distance du code. Dans [79] un algorithme a été développé pour calculer les phases qui minimisent le PAPR pour de plus grands ensembles de données d'intérêt pratique, des ensembles de valeurs de phase ont trouvé, qui sont connues à la fois au niveau de l'émetteur et du récepteur qui réduisent le PAPR sans affecter les propriétés de correction d'erreur. Une autre idée a été proposé dans [80], où les vecteurs ou messages de données qui présentent un PAPR élevé sont atténués. L'amplitude des sous-porteuses qui sont au-dessus d'un seuil donné est uniformément réduite pour atteindre l'égalité entre le maximum de la puissance d'enveloppe et le niveau de seuil. Lorsque la puissance d'enveloppe est inférieure au seuil, ces sous-porteuses sont augmentées pour obtenir l'égalité, cela permet de réduire le PAPR sans affecter le débit binaire net. Un autre travail dans [81] qui établit un lien entre le nombre de sous-porteuses et le type de mapping

utilisé. Il est indiqué que si les sous-porteuses du même groupe sont déphasées du même montant, l'enveloppe reste inchangée. Ce concept est utilisé pour créer des codes avec des propriétés PAPR faibles.

La réduction du PAPR par des codes en blocs a deux inconvénients majeurs; le premier se présente dans le calcul du PAPR de chacune des séquences, ce qui peut devenir très long et presque irréalisable lorsque le nombre de porteuses devient trop grand. Le deuxième vient de l'association du mot d'information et de mot code qui nécessite des tables de codage et de décodage [57].

3.5.2.2 Codes cycliques

Une méthode simple a été développée dans [82] basée sur un codage cyclique à débit de code $\frac{3}{4}$ qui peut réduire le PAPR de 3 dB lorsque le nombre de sous-porteuses est un multiple de 4. La phase de chaque 4^{ème} sous-porteuse est calculée de manière à minimiser l'amplitude donnant un code de débit $\frac{3}{4}$. le codage SBC (Sub Block Coding) a été introduit dans [83], où les systèmes avec un grand nombre de sous-porteuses sont divisés en sous-blocs avec une modification du dernier bit de chaque sous-bloc. En divisant la trame OFDM en sous-blocs, un grand nombre de sous-porteuses peut être utilisé tout en maintenant un PAPR réduit, ce qui est un problème avec d'autres schémas de codage. L'idée est développée pour optimiser les positions des bits de contrôle de parité impaire pour une réduction supplémentaire du PAPR au prix de l'introduction d'informations secondaires pour informer le récepteur des positions des bits de contrôle de parité impaire [57].

3.5.2.3 Codes Shapiro-Rudin

les phases Shapiro-Rudin et Newman sont appliquées aux tests de réponse en fréquence multitons dans [84]. Un signal multi-tone peut atteindre un CF(Crest Factor) sous 6 dB pour les phases Shapiro-Rudin et autour de 4,6 dB en utilisant des phases Newman pour un nombre arbitrairement grand de sous-porteuses. Il est noté que l'ensemble des tons doit être une puissance de 2 pour que les codes soient optimaux. Des séquences de Shapiro-Rudin sont appliquées pour réduire le PAPR dans l'OFDM [85].

3.5.2.4 Codes complémentaires de Golay

Les codes de Golay sont des codes de blocs binaires linéaires qui sont le seul exemple non trivial d'un code parfait. Comme chaque mot de code se trouve à une distance 3 de tout mot de code, ils peuvent être utilisés en conjonction avec une détection de probabilité maximale pour un décodage qui n'est pas trop complexe à implémenter des codes complémentaires de Golay

ont été utilisés dans [86]. Les séquences de Golay ont d'abord été reconnues comme ayant de bonnes propriétés PAPR pour une application dans l'OFDM. Un algorithme a été développé où certains sous-ensembles de codes jusqu'à la longueur 16 ont une distance minimale de la moitié de la longueur du code et ont un PAPR de 3dB. Les codes FEC (Forward Error Correction) existants sont incorporés dans les techniques PAPR avec un nouvel algorithme de décodage développé qui utilise la transformée de Walsh-Hadamard inverse. Cependant, le nouvel algorithme de décodage a des performances inférieures de 3 dB à la détection optimale du maximum de vraisemblance [78].

3.5.2.5 Codes Reed-Muller

La réduction du PAPR par Codes Reed-Muller rentre dans la continuité de celle basée sur les codes complémentaires de Golay. Le principe est d'appliquer un code correcteur d'erreurs de Reed-Muller, produisant des séquences complémentaires avant la transformée de Fourier inverse (IFFT), et assurant un PAPR constant de 3dB quelque soit le nombre de sous-porteuses, et donnant aussi un bon gain de codage et une capacité élevée de correction d'erreurs [87]. Par conséquent, dans [88], les auteurs ont développé une méthode de codage plus appropriée en reconnaissant la relation entre les séquences complémentaires de Golay et les codes Reed-Muller du second ordre (RM (2, m)), c'est-à-dire que dans le cas binaire les séquences de Golay se produisent comme des cosets du premier ordre Reed-Muller. Dans [88] de nombreuses preuves mathématiques ont été fournis pour les séquences de Golay, de codes Reed-Muller et le décodage à l'aide de transformées rapides d'Hadamard. La référence [89] utilise aussi des codes Reed-Muller dans un environnement de simulation pour tester leurs performances en présence d'AWGN pour déterminer le BER avec QPSK et 8 types de mappage PSK, et différentes longueurs de code, m. Le nombre de sous-porteuses est choisi tel que $N = 2^m$ la longueur du code. La référence [90] a développé de nouveaux algorithmes de décodage avec des transformées de Hadamard rapides généralisées. La complexité et les performances de leur algorithme de décodage sont comparées à la méthode du maximum de vraisemblance. Les algorithmes sous-optimaux sont aussi présentés avec des complexité qui s'est avérée avoir une dégradation minimale par rapport aux méthodes optimales.

Cette technique a deux inconvénients majeurs; le premier est que cette technique n'est applicable qu'aux modulations numériques de phase ce qui réduit leur domaine d'application, le deuxième inconvénient est que cette technique n'est réellement applicable qu'a un faibles nombre de sous-porteuses, du fait que le taux de codage γ est inversement proportionnel.

3.5.3 Techniques d'ajout de signal

Les techniques d'ajout de signal consistent à ajouter un signal correcteur en temps ou en fréquence au signal d'origine de tel sorte que le signal résultant ait un PAPR plus faible que le signal d'origine, où peut être formulé sous la forme $PAPR(X + C) < PAPR(X)$ où X fait référence au signal original et C le signal de réduction de pics nécessaire pour réduire le PAPR, il existe quelques exemples tels que, l'écrêtage et filtrage, la TR (Tone Reservation), la TI (Tone Injection), l'ACE (Active Constellation Extension) [57,62].

3.5.3.1 L'écrêtage et filtrage

Dans la réduction du PAPR la méthode la plus simple est L'écrêtage ou "clipping". Le principe de base de cette méthode consiste à faire un écrêtage des pics qui dépassent un certain seuil de signal à amplifier. Le signal OFDM écrêté (t) s'exprime comme suit:

$$y(t) = f_{clip}[x(t)] = \begin{cases} x(t) & \text{si } |x(t)| \leq A_{clip} \\ A_{clip} e^{j\phi(x(t))} & \text{si } |x(t)| > A_{clip} \end{cases} \quad (3.20)$$

Où A_{clip} est le seuil d'écrêtage, $\phi(x)$ est la phase du signal OFDM initial $x(t)$ et $f_{clip} [.]$ est la fonction d'écrêtage. l'amplitude du signal est limité à A_{clip} et la phase reste inchangé [91,92], ce qui a pour but de diminuer la puissance instantanée maximale et la ensuite la puissance moyenne du signal et donc diminuer le PAPR. En effet, comme la fonction générant ce clipping est évidemment non-linéaire, on engendre inévitablement de la distorsion car l'orthogonalité entre les porteuses est cassée. En effet, on observe tout d'abord une remontée des lobes secondaires et une génération de bruit au niveau de la bande utile dans la densité spectrale de puissance en émission, ce bruit étant les différents produits d'intermodulation tombant dans la bande utile du signal [59], donc ce processus non-linéaire entraînera des distorsions dans la bande utile qui dégradent le BER, et des distorsions hors bandes qui causent des interférences. Pour améliorer cette dégradation de BER et ainsi réduire les interférences hors bandes, il nécessite un filtrage juste après l'opération de clipping. Plusieurs méthodes ont été proposées dans littérature pour lutter contre les inconvénients d'écrêtage, tel que le deep clipping, le smooth clipping, le clipping inversible et le clipping adaptatif [57].

3.5.3.2 Tone Reservation

Cette technique TR(Tone Reservation) appelés aussi PRT (Peak Reduction Tones) , a été initialement proposée par Tellado-Mourello dans [93], et a pour but de réserver certaines porteuses pour générer un signal supplémentaire servant à réduire les pics de puissance. Le schéma bloc de la technique TR est illustré par la figure 3.7.

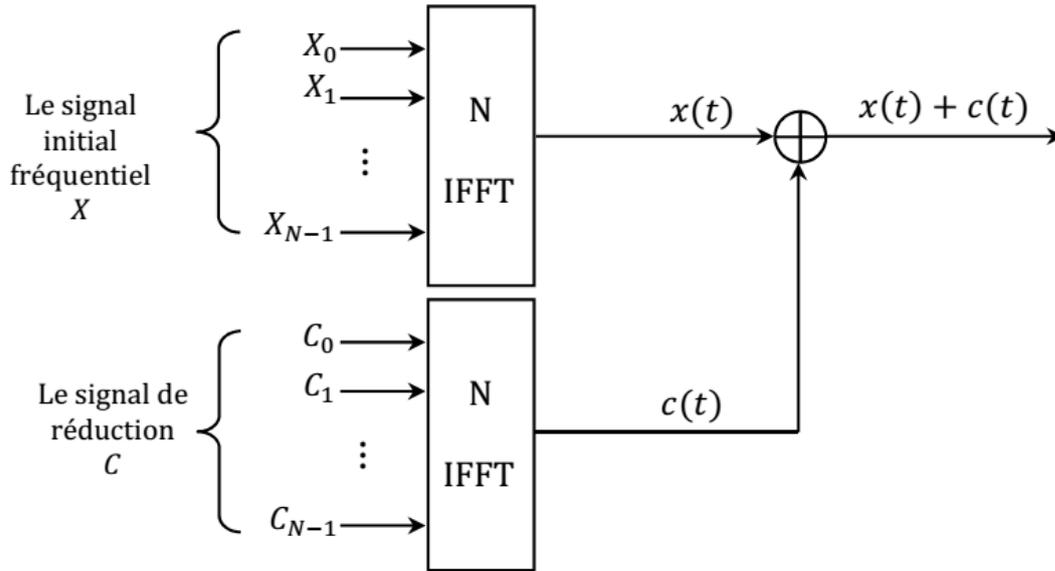


Figure 3.7 Schéma bloc de la technique TR.

Soit $x(t)$ le signal OFDM à amplifier et $X=[0, \dots, X_{N-1}]$ le vecteur symbole fréquentiel correspondant, et soit $c^{PAPR}(t)$ le signal de réduction du PAPR et $C^{PAPR}=[C_0, \dots, C_{N-1}]$ son vecteur symboles fréquentiel. Soit $R = \{i_0, \dots, i_{N_r-1}\}$ l'ensemble ordonné des indices des sous-porteuses réservées à la réduction du PAPR (N_r est le nombre de porteuses réservé avec $N_r \ll N$). Le vecteur à émettre est $X + C^{PAPR}$, les vecteurs X et C^{PAPR} sont orthogonaux: $X_k \cdot C_k^{PAPR} = 0$, où $k = 0, \dots, N - 1$. D'une autre façon nous avons:

$$X_k + C_k^{PAPR} = \begin{cases} X_k, & k \notin \mathcal{R} \\ C_k^{PAPR}, & k \in \mathcal{R} \end{cases} \quad (3.21)$$

Par suite, le signal temporel discret obtenu est donné par

$$\begin{aligned} y_n &= x_n + c_n^{PAPR} \\ &= IFFT(X + C^{PAPR}) \end{aligned} \quad (3.22)$$

Le PAPR du signal à transmettre s'écrit :

$$PAPR_{[y]} = \frac{\max_{0 \leq n \leq N} |x_n + c_n^{PAPR}|^2}{E\{|x_n + c_n^{PAPR}|^2\}} \quad (3.23)$$

Le but de la méthode TR est de diminuer le PAPR sans augmenter la puissance moyenne transmise.

$$\min_{c^{PAPR}} \left\{ \frac{\max_{0 \leq n \leq N} |x_n + c_n^{PAPR}|^2}{E\{|x_n|^2\}} \right\} \quad (3.24)$$

Donc le dénominateur n'est pas fonction du signal de réduction c_n et la relation de minimisation du PAPR est équivalent à :

$$\begin{aligned} \min_{c^{PAPR}} \max_{0 \leq n < N} |x_n + c_n^{PAPR}|^2 &= \min_{c^{PAPR}} \|x_n + c_n^{PAPR}\|_{\infty}^2 \\ &= \min_{c^{PAPR}} \|IFFT(X + C^{PAPR})\|_{\infty}^2 \end{aligned} \quad (3.24)$$

Où $\|\cdot\|_{\infty}^2$ est la norme infinie.

Le problème ainsi défini se ramène à un problème d'optimisation. Une solution sous-optimale a été proposée dans [93] basée sur l'algorithme du gradient, ensuite une nouvelle solution de problème d'optimisation a été proposée dans [94], basée sur le SOCP (Second Order Cone Programming). L'un des inconvénients majeurs des algorithmes TR étant la complexité de calcul qui est très élevée.

3.5.3.3 Tone Injection

Une autre méthode de réduction du PAPR par ajout de signal développée dans la référence [85] appelée TI (Tone Injection) associe les données qui provoquent de grands pics à de nouvelles positions qui ne produiront pas de pics lorsque l'IFFT est effectuée. Les données peuvent être alors facilement décodées correctement avec une opération modulo D dans le récepteur comme le montre le schéma de la Figure 3.8.

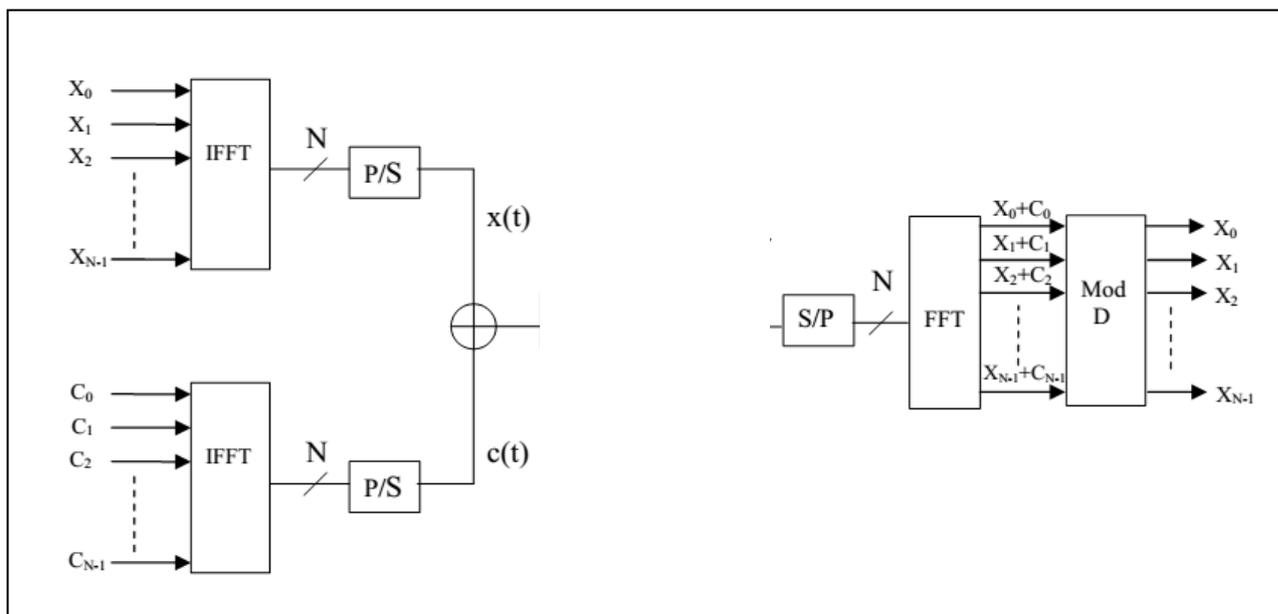


Figure 3.8 Schéma bloc d'un émetteur-récepteur OFDM à TI.

Si

$$X_k = A = \frac{d_k}{2} + \frac{j3d_k}{2} \tag{3.25}$$

et A est changé de sorte que:

$$\hat{A} = A + pD + jqD \tag{3.26}$$

où p et q sont des valeurs entières et D est un nombre réel positif connu au niveau du récepteur. Ce processus augmente efficacement la taille de la constellation, ainsi que la puissance moyenne du symbole de transmission. il a été indiqué dans [93] qu'une sélection précise de \hat{A} peut réduire le PAPR de plus de 5 dB avec seulement une augmentation de 2% de la puissance moyenne [56]. Figure 3.9 illustre un exemple de la méthode TI pour une constellation 16-QAM.

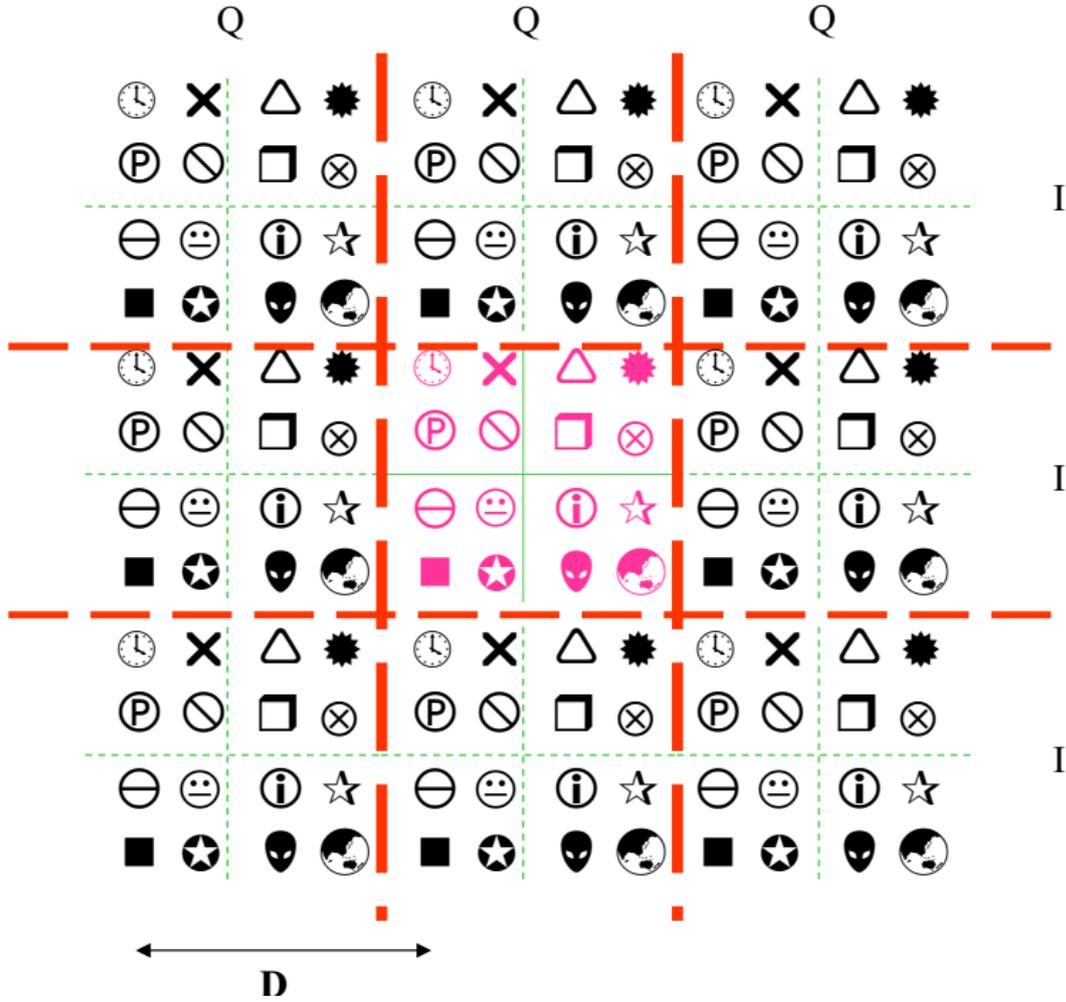


Figure 3.9 Exemple d'élargissements possibles de constellation en TI pour 16 QAM [56].

$$\hat{x}_n = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} (X_k + p_k D_k + j q_k D_k) e^{\frac{j2\pi kn}{N}} \quad (3.27)$$

La réduction de pic maximale par décalage de tone est:

$$\delta = \sqrt{\frac{6M_{k_0}^2}{M_{k_0}^2 - 1} \frac{2p}{\sqrt{N}}} \quad (3.28)$$

Où $\sqrt{M_k}$ est le nombre de niveaux par dimension. Le facteur de réduction de pic maximum est $K\delta$, où K est le nombre de dimensions réelles / imaginaires. Le facteur de réduction de pic δ diminue à mesure que N augmente, de sorte que pour maintenir le facteur de réduction de pic constant, K doit être augmenté. Il n'y a pas de redondance dans TI car le récepteur utilise une opération modulo D pour décoder les informations, séparant ainsi le point de constellation

d'origine de celui développé. La complexité de TI vient de la recherche de valeurs de p_k et de q_k qui produisent un PAPR faible qui à son tour nécessite (comme dans TR) la résolution d'un problème de programmation d'entiers, qui a une complexité exponentielle. En supposant L points en double par constellation, si K dimensions doivent être modifiées, l'algorithme doit rechercher sur les combinaisons $(NL)^k$ les vecteurs p_k et q_k , où L est le facteur de suréchantillonnage. Des algorithmes itératifs de faible complexité sont utilisés pour trouver des approximations proches de la solution optimale. Des algorithmes itératifs de faible complexité sont utilisés pour trouver des approximations proches de la solution optimale. L'algorithme commence par le symbole multi-porteuse d'origine ($p_k = 0, q_k = 0$). Après l'échantillon maximal, n_0 , est situé, le ton, k_0 , se trouve, éq (3.27) est mis à jour. Si plus d'une valeur de x est grande, une nouvelle valeur pour k_0 qui réduit autant de pics de possible est trouvée. Cette procédure peut être répétée plusieurs fois jusqu'à ce que le PAPR souhaité soit atteint ou que le maximum d'itérations soit atteint. Chaque itération diminue le PAPR d'environ 1 dB jusqu'à un maximum de 6 dB de réduction [56].

3.5.3.4 Active Constellation Extension (ACE)

Une autre technique de réduction de PAPR par ajout de signal appelée ACE (Active Constellation Extension) utilise des constellations non bijectives pour réduire le PAPR en codant de manière appropriée les symboles de données. Pour un canal individuel, il y a quatre points de constellation possibles, qui se trouvent dans chaque quadrant dans le plan complexe et sont équidistants des axes réel et imaginaire. Dans un bruit gaussien blanc, les régions de décision de maximum de vraisemblance sont les quatre quadrants délimités par les axes, et ainsi un symbole de données reçues est attribué en fonction du quadrant dans lequel le symbole est observé [95, 96]. Du fait qu'un seul des quatre points de constellation peut être transmis à la fois, des erreurs se produiront lorsque le bruit traduit l'échantillon reçu dans l'un des trois autres quadrants. Tout point qui est plus éloigné des limites de décision que le point de constellation nominal (dans le quadrant approprié) offrira une marge accrue, ce qui garantit un taux d'erreur plus faible. Des points de constellation peuvent être modifiés dans le quart de plan en dehors du point de constellation nominal sans dégradation des performances [96].

La figure 3.10(a) illustre ce principe, où la région ombrée représente la région d'extension pour le symbole de données du premier quadrant. Pour un système OFDM, le déplacement dans la région ombrée a pour effet d'ajouter des signaux cosinusoïdaux et / ou sinusoïdaux supplémentaires à la fréquence de sous-canaux particulière au signal émis. Si elle est réglée intelligemment, une combinaison de ces signaux supplémentaires peut être utilisée pour

annuler partiellement les pics du domaine temporel dans le signal OFDM transmis. L'idée ACE peut également être appliquée à d'autres constellations, telles que les constellations QAM et M-PSK, car les points de données situés sur les limites extérieures des constellations ont de la place pour une marge accrue sans dégrader la probabilité d'erreur pour d'autres symboles de données. Pour les constellations QAM carrées, les points de constellation peuvent être considérés comme étant des points intérieurs, d'angle ou latéraux. Les points intérieurs ne peuvent pas être déplacés, les points latéraux ne peuvent être étendus que vers l'extérieur dans une direction et les points d'angle ont la flexibilité d'être translattés vers l'extérieur dans deux directions. Pour les constellations M-PSK supérieures à 4, les régions étendues s'étendent simplement parallèlement à la limite de région de décision afin de maintenir la même distance minimale.

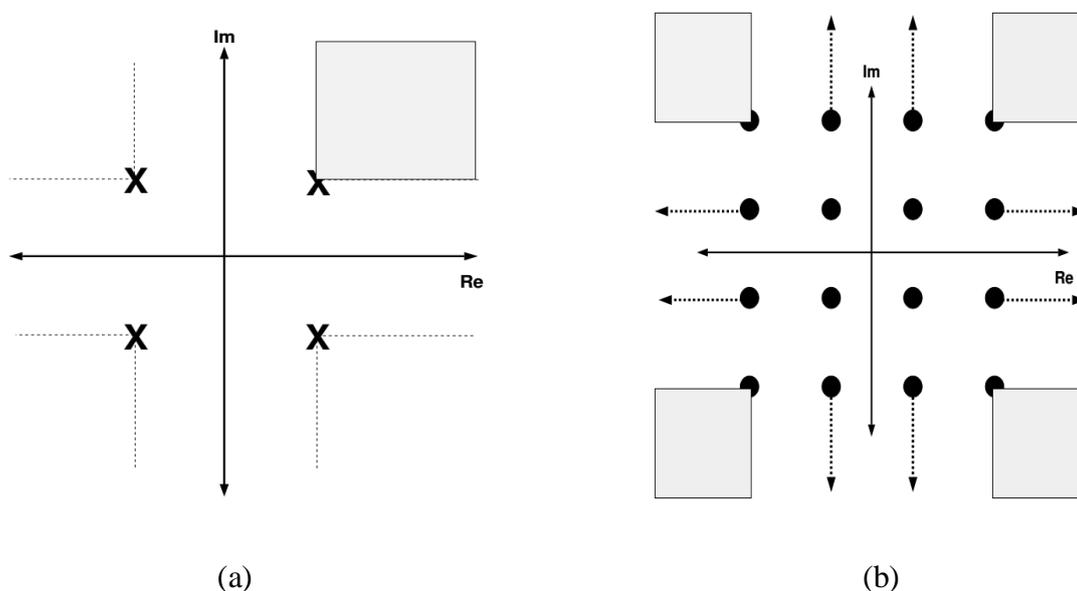


Figure 3.10 Représentation de la modification de canal actif avec le codage QPSK(a),16-QAM(b).

Les régions de modification de canal actives du 16-QAM sont illustrées par la figure 3.10 (b). La région ombrée représente les régions d'extension des points d'angle et les lignes pointillées et fléchées représentent les chemins d'extension des points latéraux. Les modifications sont basées uniquement sur le maintien et l'augmentation d'un point de constellation à partir des limites de décision, et donc le maintien d'une distance minimale. Un autre critère pourrait être utilisé, cependant, qui se fonde uniquement sur aucune dégradation du BER dans le système.

Alors que ce critère offre plus de flexibilité pour la réduction ACE PAPR, il pose un problème de calcul lorsque nous traitons des algorithmes ACE efficaces pour la réduction du PAPR. Alors que dans tous les cas, ces modifications augmentent la puissance transmise pour ce bloc de données, en pratique, de très grands pics se produisent assez rarement pour que ces modifications n'aient qu'un faible impact sur la puissance totale transmise, et leur utilisation ne devrait nécessiter que des changements modestes dans la plupart des implémentations de normes actuelles [96,97].

3.5.3.5 La technique de companding

La technique de companding est l'une des méthodes de réduction du PAPR par ajout de signal, elle consiste à appliquer une compression en émission suivie d'une décompression en réception. De nombreux schémas de companding ont été proposés dans la littérature pour réduire le PAPR tel que la μ -law et la A-law [98].

3.5.3.5.1 μ -law Companding

Le companding μ -law utilise la fonction logarithmique du côté émetteur. En général, une caractéristique de compression de μ -law est donnée par [99]:

$$y = \frac{V \log_e \left(1 + \frac{\mu|x|}{V}\right)}{\log_e(1+\mu)} \operatorname{sgn}(x) \quad (3.29)$$

où μ est le paramètre de μ -law du compandeur,

x : signal d'entrée.

V : est la valeur maximale du signal x .

μ : le paramètre contrôle la quantité de compression.

La valeur maximale de la sortie y est la même valeur maximale de l'entrée x est égale à V .

Pour un signal d'entrée normalisé avec $|x| \leq 1$, la caractéristique devient

$$y = \frac{\log(1+\mu|x|)}{\log(1+\mu)} \operatorname{sgn}(x) \quad (3.30)$$

Le décompresseur de μ -law est l'inverse du compresseur:

$$x = \frac{V}{\mu} \left(e^{|y| \log(1+\mu)/V} - 1 \right) \operatorname{sgn}(y) \quad (3.31)$$

3.5.3.5.2 A-law Companding

La caractéristique de ce companding est donnée par:

$$y = \begin{cases} \frac{1+\ln A|x|}{1+\ln A} \operatorname{sgn}(x) & \frac{1}{A} \leq |x| \leq 1 \\ \frac{A|x|}{1+\ln A} \operatorname{sgn}(x) & 0 \leq |x| \leq \frac{1}{A} \end{cases} \quad (3.32)$$

A: paramètre contrôle la quantité de compression.

En plus, une transformée companding non linéaire a été proposée dans [100] pour réduire efficacement le PAPR du signal OFDM. Dans cette méthode, les composantes gaussiennes distribuées I/Q (in-phase and quadrature-phase) du signal complexe OFDM en temps discret sont transformées en une distribution quasi uniforme, la fonction de companding est appliquée séparément aux composantes I et Q du signal OFDM. Les grandes valeurs des composantes I ou Q du signal OFDM sont compressées, tandis que celles avec de petites composantes I et Q sont agrandies. La capacité de réduction PAPR et les performances BER de ce schéma peuvent être optimisées en choisissant correctement les paramètres de la fonction de companding. Un autre schéma de companding EC (Exponentielle Companding) a été proposé dans [101] pour transformer l'amplitude du signal OFDM distribué par Rayleigh en une distribution uniforme. EC peut réduire efficacement le PAPR du signal OFDM mais sa fonction de companding n'a pas de flexibilité de conception et, par conséquent, un bon compromis entre les performances BER et PAPR ne peut pas être obtenu. Dans [102] les auteurs ont proposé quatre fonctions de transformation de companding pour réduire le PAPR du signal OFDM. Celles-ci incluent: la LST (Linear Symmetrical Transform), la LNST (Linear Non Symmetrical Transform), la NLST (Non-Linear Symmetrical Transform) et la NLNST (Non-Linear Non-Symmetrical Transform).

TC (Trapezoidal Companding) proposé dans [103] est une autre méthode efficace de réduction PAPR avec un BER bas. Ce schéma transforme l'amplitude du signal OFDM distribué de Rayleigh en une distribution trapézoïdale. La companding trapézoïdale utilise une fonction par morceaux définie dans trois intervalles de magnitude du signal OFDM [98].

3.5.5 Techniques spécifiques à la structure O-OFDM

Dans ces techniques, la structure de trame de l'O-OFDM est exploitée pour réduire le PAPR. Dans [104] les auteurs ont proposé un algorithme basé sur la relaxation semi-définie (Semi-definite relaxation) pour optimiser les variables de TI traitant le problème de PAPR dans

DCO-OFDM [105]. Dans DCO-OFDM, un DCO-OFDM à base d'ellipse (E-DCO-OFDM) est proposé dans [106], par lequel des signaux à valeur réelle, multipliés par un facteur d'échelle, sont modulés sur une ellipse, et seule la valeur imaginaire du point correspondant sur l'ellipse est transmise par des émetteurs LED. Dans E-DCO-OFDM La séquence du domaine temporel $x = \{x_{\text{DCO}}[0], x_{\text{DCO}}[1], \dots, x_{\text{DCO}}[N-1]\}$ est ensuite modulée sur une ellipse, qui est présentée sur la figure 3.11. Les informations de phase $\theta = \{\theta(0), \theta(1), \dots, \theta(N-1)\}$ de la transformée ellipse peuvent être décrites comme

$$\theta[n] = \beta x_{\text{DCO}}[n] = \begin{bmatrix} y[n] \\ x[n] \end{bmatrix}, \quad n=0,1,\dots,N-1. \quad (3.33)$$

où β est un facteur de scaling.

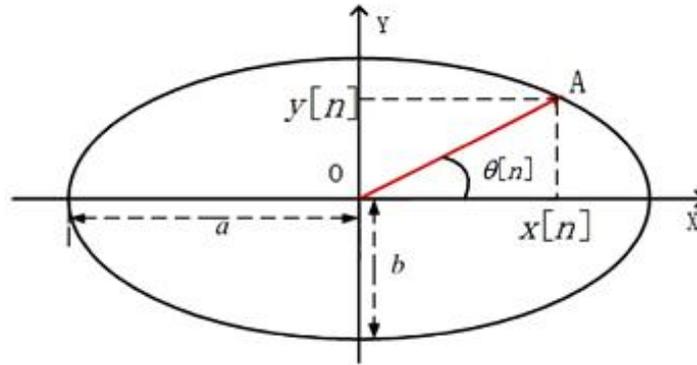


Figure 3.11 Illustration Ellipse de l'E-DCO-OFDM [106]

$\{x[n], y[n]\}$, est la coordonnée du point correspondant sur une ellipse générée par $\theta[n]$, qui suit:

$$\frac{x[n]^2}{a^2} + \frac{y[n]^2}{b^2} = 1 \quad (3.34)$$

où a et b désignent le rayon majeur et mineur si les foyers de l'ellipse sont sur l'axe réel.

Ainsi $\{x[n], y[n]\}$ peut être calculé comme suite

$$x[n] = \frac{1}{\sqrt{\frac{1}{a^2} + \tan^2\left(\frac{\theta[n]}{b^2}\right)}} \quad (3.35)$$

$$y[n] = \tan(\theta[n]) \frac{1}{\sqrt{\frac{1}{a^2} + \tan^2\left(\frac{\theta[n]}{b^2}\right)}} \quad (3.36)$$

Dans E-DCO-OFDM, seule la partie imaginaire $y[n]$ doit être transmise.

3.6 Critères d'évaluation des techniques de réduction du PAPR

Il existe plusieurs critères de mérite permettant d'évaluer les performances d'une technique de réduction du PAPR.

3.6.1 Le gain de réduction de PAPR

Ce critère permet de quantifier l'efficacité de la technique en termes de pourcentage de réduction du PAPR original. Sa valeur est estimée à un niveau de probabilité que le PAPR dépasse une certaine valeur. On définit le gain en réduction du PAPR à une valeur ϕ donnée de la CCDF, le paramètre $\Delta\text{PAPR}(\phi)$ en [db] défini par [107]

$$\Delta\text{PAPR}(\phi) = \text{PAPR}_{[x]}(\phi) - \text{PAPR}_{[y]}(\phi) \quad (3.37)$$

où $\text{PAPR}_{[x]}(\phi)$ et $\text{PAPR}_{[y]}(\phi)$ sont les PAPRs des signaux $x(t)$ et $y(t)$ à $\text{CCDF} = \phi$.

$\text{PAPR}_{[x]}$ et $\text{PAPR}_{[y]}$ sont des variables aléatoires dont ses CCDFs sont représentées sur la figure 3.12, où $x(t)$ est le signal original et $y(t)$ le signal après la réduction du PAPR.

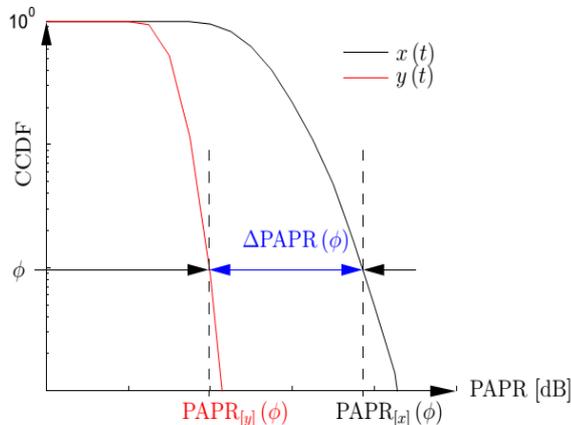


Figure 3.12 Calcul du gain en réduction du PAPR [107]

3.6.2 Dégradation du BER

Certaines techniques de réduction du PAPR influent sur la structure du signal, et souvent la courbe de BER est dégradée, dues aux non-linéarités de l'amplification de puissance d'une part et de réduction du PAPR d'autre part. Cependant, la dégradation du BER est un critère plus important qui peut être contribué à réduire la qualité de transmission. Une transmission

est d'autant plus efficace qu'elle présente une faible (ou non) dégradation du valeur de BER [57,62].

3.6.3 La compatibilité descendante

Une technique de réduction de PAPR est dite à compatibilité descendante si le récepteur n'est pas modifié de son implantation dans l'émetteur. Ainsi l'émetteur n'a pas besoin de communiquer au récepteur de l'information concernant le traitement appliqué à l'émission pour la réduction du PAPR. C'est le cas des techniques comme l'ACE, le clipping, TR, par contre d'autres techniques ne sont pas à comptabilité descendante comme les techniques de codage [57].

3.6.4 Variation de la puissance moyenne

Certaines techniques de réduction du PAPR s'accompagnent d'une diminution ou d'une augmentation de la puissance moyenne du signal à transmettre. Avec l'ajout d'un signal correcteur ou l'écrêtage des pics, la puissance moyenne du signal peut augmenter ou diminuer, ce qui représente un impact fort sur la qualité de transmission. Dans une chaine de transmission la variation de la puissance moyenne du à transmettre s'écrit

$$\Delta E[\tau] = P_y - P_x [dB]$$

où τ est le paramètre qui contrôle la performance de réduction du PAPR. Cette variation a un impact fort sur la qualité de la transmission [62, 107].

6.5 Diminution du débit utile

Certaines techniques ont besoin d'augmenter la bande passante ce qui a pour conséquence de diminuer l'efficacité spectrale. Si le récepteur a besoin d'information complémentaire (side information) pour pouvoir rendre l'opération de réduction du PAPR transparente pour la démodulation, cette transmission d'information implique une diminution du débit utile [57].

3.6.6 Complexité

Si une technique est très performante en termes de réduction du PAPR mais nécessite de fortes ressources de calcul, ceci peut devenir complexe pour certaines applications pratiques de type "temps réel". La complexité des algorithmes mis en œuvre doit alors être étudiée.

3.7 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons premièrement décrit la notion du PAPR et présenté sa fonction de distribution CCDF pour les systèmes OFDM. Ensuite nous avons expliqué dans ce chapitre l'effet de non-linéarité des LED sur le PAPR dans les systèmes VLC-OFDM. Nous avons abordé aussi les techniques de réduction du PAPR qui ont été proposées dans la littérature pour réduire le PAPR, ces techniques peuvent être regroupées en quatre catégories : les techniques de codage, les techniques probabilistes, les techniques d'ajout de signal et les techniques spécifiques à la structure O-OFDM. dans la dernière partie nous avons décrit les différents critères de mérite qui vont permettre d'évaluer les performances de toute technique de réduction du PAPR . Dans le chapitre suivant nous allons proposer une méthode combinée avec la méthode SLM expliquée précédemment permettant de réduire le PAPR dans les systèmes VLC-OFDM.

Chapitre 4

Proposition d'une méthode pour réduire le PAPR d'un Système VLC-OFDM

4.1 Introduction

Les systèmes de communication par lumière visible (VLC) peuvent fournir un éclairage et une communication simultanément via des diodes électroluminescentes (LEDs). Au niveau de l'émetteur, les LEDs convertissent l'amplitude du signal électrique en intensité du signal optique, tandis qu'au niveau du récepteur, les photodiodes (PD) génèrent le signal électrique proportionnel à l'intensité du signal optique reçu. IM / DD exige que le signal électrique soit à valeur réelle et unipolaire (valeur positive). Un certain nombre de techniques de modulation ont été utilisées pour VLC tel que l'OFDM. DCO-OFDM une des techniques OFDM populaires développées pour le VLC. En raison des caractéristiques non linéaires des émetteurs LED dans les systèmes IM/DD, les signaux d'entrée à PAPR élevés souffriront d'une distorsion due à l'écrêtage. Les systèmes OFDM souffrent d'un problème de PAPR élevé qui peut limiter ses performances dans les systèmes IM/DD. Des techniques ont été utilisées pour réduire ce PAPR. Ce chapitre analyse les performances d'un système DCO-OFDM. Ensuite nous appliquons la technique SLM pour réduire le PAPR dans le système VLC-OFDM. Enfin nous proposons une expression mathématique pour le facteur de scaling combiné avec la technique SLM afin de réduire le PAPR dans les systèmes DCO-OFDM.

4.2 OFDM pour communications en lumière visible (O-OFDM)

Le signal OFDM traditionnel largement appliqué au système RF est complexe et bipolaire. En raison de l'IM / DD, la signalisation pour le système VLC doit être réelle et unipolaire. Par conséquent, le signal OFDM traditionnel est modifié pour les rendre à valeur réelle et unipolaire. Il existe plusieurs variantes de l'OFDM unipolaire qui sont proposées pour le système VLC, telles que DCO-OFDM (DC-Biased Optical OFDM), ACO-OFDM (Asymmetrically Clipped Optical OFDM), ADO-OFDM (Asymmetrically Clipped DC biased Optical OFDM), U-OFDM (Unipolar OFDM), PAM-DMT (Pulse-Amplitude-Modulated Discrete Multitone Modulation) et Flip-OFDM.

4.2.1 Propriétés de l'OFDM bipolaire

Afin de montrer les propriétés de la modulation OFDM, l'expression mathématique de l'OFDM est donnée par:

$$S_{OFDM}(t) = Re \left\{ \sum_{i=-\infty}^{\infty} \sum_{n=-N_{SC}/2}^{N_{SC}/2-1} C_{nk_i} g(t - iT_s) e^{j2\pi f_0(t-iT_s)} e^{j2\pi \frac{n}{T_s}(t-iT_s)} \right\}, \quad (4.1)$$

Où C_{nk_i} est un élément d'une séquence de symboles, qui a la $k^{\text{ème}}$ valeur d'un alphabet M^{aire} à la $i^{\text{ème}}$ slot et à la $n^{\text{ème}}$ sous-porteuse. T_s est la période du symbole et $g(t)$ est la fonction de mise en forme d'impulsion [108,109]. L'élément d'une séquence de symboles C_{nk_i} est un complexe et dépend de la modulation de sous-porteuse du symbole OFDM.

$$C_{nk_i} = \begin{cases} e^{j2\pi \frac{k-1}{M}} & \text{pour } M - PSK \\ a_{ki} + jb_{ki} & \text{pour } M - QAM \end{cases}, \quad (4.2)$$

Où a_{ki} et b_{ki} sont des éléments de la séquence de symboles de PAM. Les schémas de modulation d'ordre supérieur tels que QAM peuvent être écrits comme une modulation en quadrature de deux signaux PAM. Deux symboles séparés de k bits de la séquence d'informations sur deux porteuses quadratiques donnent la modulation QAM [109]. Pour mieux comprendre la formule de l'OFDM, cela devrait être donné avec l'équivalent en bande de base

$$s_{OFDM}(t) = Re\{s_{OFDM,Base}(t) \cdot e^{j2\pi f_0 t}\}, \quad (4.3)$$

Où

$$s_{OFDM,Base}(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} g(t - iT_s) \cdot \sum_{n=-N_{SC}/2}^{N_{SC}/2-1} C_{nk_i} e^{j2\pi \frac{n}{T_s}(t - iT_s)}. \quad (4.4)$$

Bien que la modulation multi-porteuse qui se chevauche puisse résoudre l'efficacité spectrale, mais la complexité du calcul de l'implémentation des modulateurs et des démodulateurs cohérents rend toujours la structure OFDM coûteuse. Il a été montré que la modulation et la démodulation OFDM peuvent être réalisées en utilisant la transformée de Fourier discrète inverse (IDFT) et la transformée de Fourier discrète (DFT). Pour les opérations IDFT et DFT, des algorithmes numériques existent, qui rendent ces opérations plus rapides existent, Il s'agit de la transformée de Fourier rapide inverse (IFFT) et de la transformée de Fourier rapide (FFT). Ces algorithmes diminuent le nombre de multiplications complexes de N^2 à $(N/2) \cdot \log_2(N)$. Par conséquent, en appliquant IFFT et FFT pour la modulation et la démodulation OFDM, cela devient moins cher et moins compliqué [110]. En conséquence, les équations précédentes qui décrivent le signal OFDM sont modifiées à:

$$s_H(t) = g(t) \cdot \text{IFFT}\{c_{nk_i}\}, \quad (4.5)$$

$$s_{\text{OFDM,Base}}(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} s_H(t - iT_s) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} g(t - iT_s) \cdot \text{IFFT}\{c_{nk_i}\}, \quad (4.6)$$

$$s_{\text{OFDM}}(t) = \text{Re}\{s_{\text{OFDM,Base}}(t) \cdot e^{j2\pi f_0 t}\} = \text{Re}\left\{\left(\sum_{i=-\infty}^{\infty} g(t - iT_s) \cdot \text{IFFT}\{c_{nk_i}\}\right) e^{j2\pi f_0 t}\right\} \quad (4.7)$$

l'OFDM peut fournir une protection contre l'ISI en utilisant l'intervalle de garde. Cet intervalle de garde est un préfixe cyclique en pratique car la fin du symbole est copiée au début du symbole comme intervalle de garde. L'émetteur met ce préfixe cyclique au début du symbole et le récepteur jette le préfixe cyclique avant de traiter le signal reçu. La fonction de mise en forme d'impulsion $[g(t)]$ pourrait être plus complexe qu'une simple impulsion rectangulaire. Pour connecter un préfixe cyclique à un symbole OFDM, nous devons modifier la longueur de $g(t)$ [108, 110]. Cependant, le fenêtrage peut aussi modifier $g(t)$. La forme d'impulsion rectangulaire ce n'est pas un spectrale efficace, car la transformée de Fourier de l'impulsion rectangulaire est une fonction sinc, qui a des lobes secondaires. Pour réduire ces lobes secondaires, la fonction de forme d'impulsion peut être fenêtrée. Une forme d'impulsion en cosinus surélevé peut être appliquée pour réduire les lobes secondaires et réduire la bande passante occupée du signal OFDM. La forme de cette fonction de forme d'impulsion fenêtrée, qui est étendue avec un préfixe cyclique est représentée sur la figure 4.1. L'expression de la fonction de mise en forme d'impulsion est la suivante [3, 108].

$$g(t) = \begin{cases} \frac{1}{2} [1 - \cos\pi(t + T_{\text{win}} + T_{\text{cp}}) / T_{\text{win}}] & -T_{\text{win}} - T_{\text{cp}} \leq t \leq -T_{\text{cp}} \\ 1 & -T_{\text{cp}} \leq t < T_s \\ \frac{1}{2} [1 - \cos\pi(t - T_s) / T_{\text{win}}] & T_s \leq t \leq T_s + T_{\text{win}} \end{cases} \quad (4.8)$$

Où T_{win} est le temps de fenêtre, T_{cp} est la durée du préfixe cyclique, T_s est le temps de symbole effectif et T est la longueur totale d'un symbole OFDM.

Après la considération de la modulation OFDM avec un préfixe cyclique et un fenêtrage. le schéma de principe de l'émetteur et du récepteur OFDM est illustré dans les Figures 4.2 (a) et 4.2 (b) respectivement [110]. L'émetteur OFDM est divisé en partie bande de base et partie RF. Le signal est produit par la partie bande de base, qui est convertie à la fréquence porteuse

par un bloc de conversion ascendante RF. Les bits de données sont transmis à un convertisseur série-parallèle, qui est l'entrée du mapping de symboles de sous-porteuse.

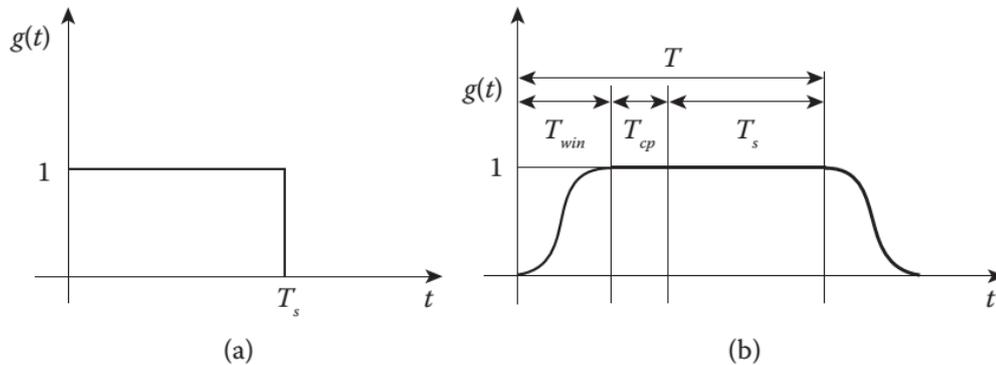


Figure 4.1 La représentation de la fonction de forme d'impulsion (a) et fonction de forme d'impulsion avec préfixe cyclique et fenêtrage (b).

Une modulation est effectuée sur chaque sous-porteuse, qui peut être N-QAM ou N-PSK, et produit les n symboles des sous-porteuses. Ensuite, ces symboles sont convertis en symboles OFDM par un bloc IFFT, puis le préfixe cyclique est ajouté aux symboles OFDM. Afin d'obtenir un signal OFDM analogique, les symboles OFDM discrets doivent être convertis par un convertisseur numérique-analogique. L'OFDM de bande de base doit être réglé sur la bande RF donnée, dont la conversion est effectuée par le convertisseur RF (upconverter). Ce bloc est un simple (upconverter) avec un mélangeur et des filtres nécessaires. Le schéma de principe du récepteur OFDM est similaire à celui de l'émetteur.

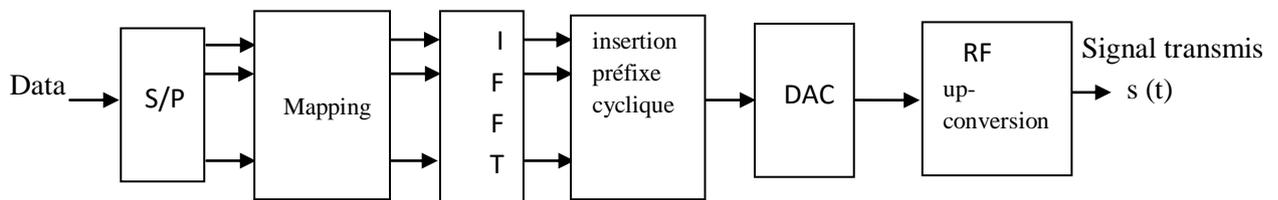


Figure 4.2 (a) Schéma de principe de l'émetteur OFDM

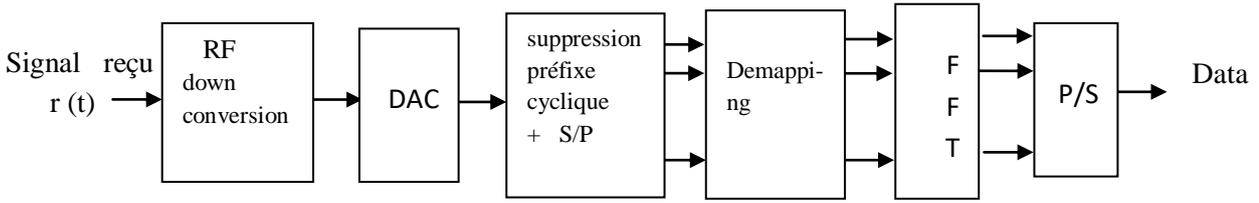


Figure 4.2(b) Schéma de principe du récepteur OFDM.

Le récepteur OFDM en bande de base produit un signal numérique à partir du signal analogique avec un convertisseur analogique-numérique, puis il supprime le préfixe cyclique. Les symboles r_m échantillonnés doivent être transformés avec un bloc FFT pour obtenir c_k des symboles d'information reçus. Les données reçues sont produites à partir des symboles d'information par un bloc de décision de symbole de données et un convertisseur parallèle-série [3, 110].

4.2.2 OFDM unipolaires pour VLC

Des signaux réels et unipolaires sont nécessaires dans les systèmes IM/DD VLC. Afin d'obtenir le signal réel, une symétrie Hermitienne est appliquée sur le vecteur d'entrée de l'IFFT.

$$\begin{aligned}
 s_H(t) &= g(t) \cdot \sum_{n=-N_{SC}/2}^{\frac{N_{SC}-1}{2}} c_{ni} e^{j2\pi \frac{n}{T_s} t} = g(t) \cdot \left[\sum_{n=-N_{SC}/2}^{-1} c_{ni} e^{j2\pi \frac{n}{T_s} t} + \sum_{n=1}^{\frac{N_{SC}-1}{2}} c_{ni}^* e^{j2\pi \frac{n}{T_s} t} \right], \\
 s_H(t) &= g(t) \cdot \left[\sum_{n=1}^{\frac{N_{SC}-1}{2}} c_{ni} e^{-j2\pi \frac{n}{T_s} t} + c_{ni}^* e^{j2\pi \frac{n}{T_s} t} \right] = g(t) \cdot \left[2 \cdot \text{Re} \left\{ \sum_{n=1}^{\frac{N_{SC}-1}{2}} c_{ni} e^{-j2\pi \frac{n}{T_s} t} \right\} \right] \\
 &= 2 g(t) \sum_{n=1}^{\frac{N_{SC}-1}{2}} a_{ni} \cos \left(2\pi \frac{n}{T_s} t \right) \quad (4.9)
 \end{aligned}$$

L'équation donne le polynôme de Fourier d'une fonction paire périodique. Avec un décalage de la moitié de la période du symbole, nous obtenons une fonction impaire. Cela signifie que les informations des $N/2$ premiers échantillons sont répétées dans la seconde moitié du

symbole OFDM [48]. Le signal OFDM avec l'entrée de symétrie Hermitienne est toujours bipolaire, ce qui n'est pas subtil pour un système IM/DD [111]. Plusieurs méthodes existent pour obtenir des signaux unipolaires, dans notre travail, nous considérons le système DCO OFDM.

4.2.3 DCO OFDM (DC-Biased Optical OFDM)

4.2.3.1 Principe

DCO-OFDM est la manière la plus simple de garantir la non-négativité des signaux OFDM. DCO-OFDM ajoute une polarisation DC (DC bias) au signal OFDM bipolaire. La DC-bias requise pour satisfaire la non-négativité est égale à l'amplitude négative maximale du signal OFDM [111]. La Figure 4.3 présente le schéma de principe d'une liaison DCO-OFDM. Dans le système DCO-OFDM, les données qui se trouvent dans un flux série sont démultiplexées en flux parallèles, chacun est transmis par une sous-porteuse distincte. La modulation M-QAM est utilisée, un bloc de N symboles M-QAM à valeurs complexes, $X = [X_0, X_1, \dots, X_{N-1}]$ est mappé sur N -subcarrier avec l'opération IFFT. Le nombre d'entrées des blocs IFFT et FFT est de $2N$ pour N symboles transmis. Afin de garantir que la sortie de l'IFFT est un signal à valeur réelle, X doit avoir une symétrie conjuguée Hermitienne définie par:

$$\begin{cases} X_K = X_{2N-K}^* & 0 \leq K \leq N \\ X_N = X_0 = 0 \end{cases} \quad (4.10)$$

Il s'agit d'une copie transposée-conjuguée des sous-porteuses actives, qui est ajoutée à l'autre moitié de la trame IFFT. où les éléments du nouveau vecteur d'entrée IFFT X sont

$$X = [X_0, X_1, \dots, X_{N-1}, X_N, X_{N-1}^*, \dots, X_2^*, X_1^*] \quad (4.11)$$

Avec la symétrie hermitienne, le signal en sortie de l'IFFT est réel. Ce signal est sérialisé puis précédé d'un préfixe cyclique, ensuite le signal est converti dans le domaine analogique via un DAC. Après la conversion A/C, le signal direct positif qui commande la LED doit être à la fois mis à l'échelle linéaire LS (linear scaling) et une opération de polarisation d'une composante continue (DC bias) est suffisante. Le signal discret résultant est le signal DCO-OFDM qui peut être exprimé mathématiquement comme suite [112].

$$s_{DCO-OFDM}(t) = \alpha s_{OFDM}(t) + s_{DC} + n(s_{DC}) \approx \alpha s_{OFDM}(t) + s_{DC} \quad (4.12)$$

Où α Le facteur d'échelle (factor scaling), $n(s_{DC})$ est le bruit d'écrêtage. Si s_{DC} est suffisamment élevée, le bruit d'écrêtage peut être négligé. La DC bias est relative à la puissance de $S_{OFDM}(t)$ [112].

$$s_{DC} = \mu \sqrt{E\{s_{OFDM}^2(t)\}}, \quad (4.13)$$

où μ représente la constante de proportionnalité et DC_{Bias} le niveau de composante continue nécessaire. Le signal $s_{DCO-OFDM}(t)$ généré va moduler en intensité une source optique (LED) avant d'être transmis dans un canal optique.

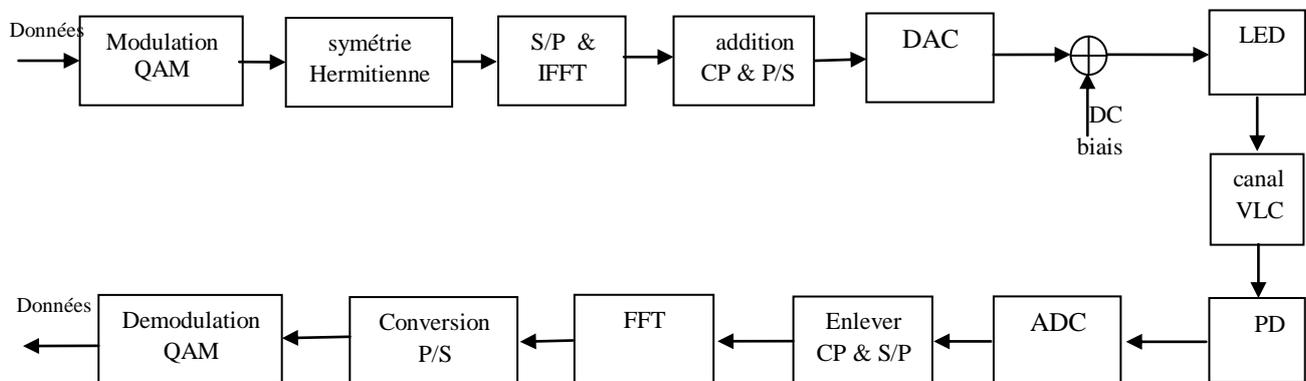


Figure 4.3 Schéma bloc d'un système DCO-OFDM.

Au niveau du récepteur, Les symboles OFDM sont obtenus lorsque le signal optique est capturé et converti par un détecteur photodiode (PD) et un convertisseur A/N. Ensuite, l'opération FFT est appliquée après avoir supprimé le préfixe cyclique. Par conséquent, la structure de trame en miroir générée lors de la transmission est reproduite par l'opération FFT. La moitié de cette trame est conservée comme résultat correct, puis les données complexes sont démodulées par le démodulateur QAM pour récupérer les données binaires [113].

4.2.3.2 Analyse et performance du DCO-OFDM.

La figure 4.4 illustre le signal OFDM avant et après l'ajout de CP et la polarisation DC_{bias} . il est clair qu'après l'ajout du DC_{bias} le signal DCO-OFDM résultant est réel et unipolaire. Pour que le signal OFDM ne soit pas déformé, de nombreux composants de l'émetteur et du récepteur doivent avoir une large plage dynamique en raison du PAPR élevé du signal OFDM

causé par la reproduction des pics après la conversion D/A. Pour que les méthodes de réduction du PAPR soient des solutions efficaces au PAPR, ces méthodes doivent être appliquées soit au signal analogique, soit à une version suréchantillonnée du signal numérique. C'est parce qu'une fois que le signal est converti en D/A, les pics du signal peuvent se produire entre les échantillons discrets comme le montre la Fig 4.5.

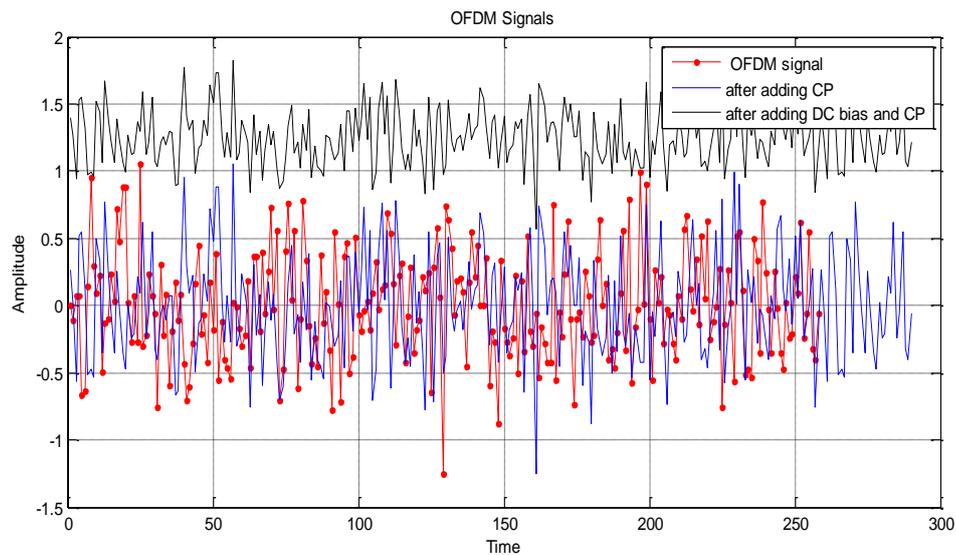


Figure 4.4 le signal OFDM avant et après l'ajout de CP et la polarisation DC_{bias} .

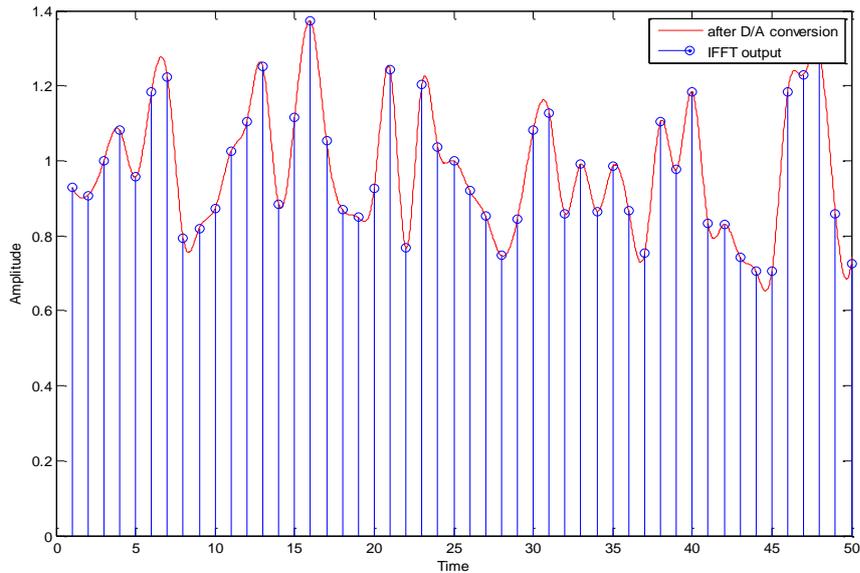


Figure 4.5. Sortie IFFT et signal continu après la conversion D/A .

4.2.3.2.1 BER pour DCO-OFDM.

Afin d'étudier l'effet de l'ordre de modulation sur la performance du BER, des simulations sont effectuées pour différentes commande QAM, comme indiqué sur la figure 4.6. Il est clair que, lorsque l'ordre de modulation QAM augmente, le BER augmente, c'est-à-dire qu'un SNR plus élevé est nécessaire pour obtenir la même chose lorsque QAM change de l'ordre inférieur à l'ordre supérieur.

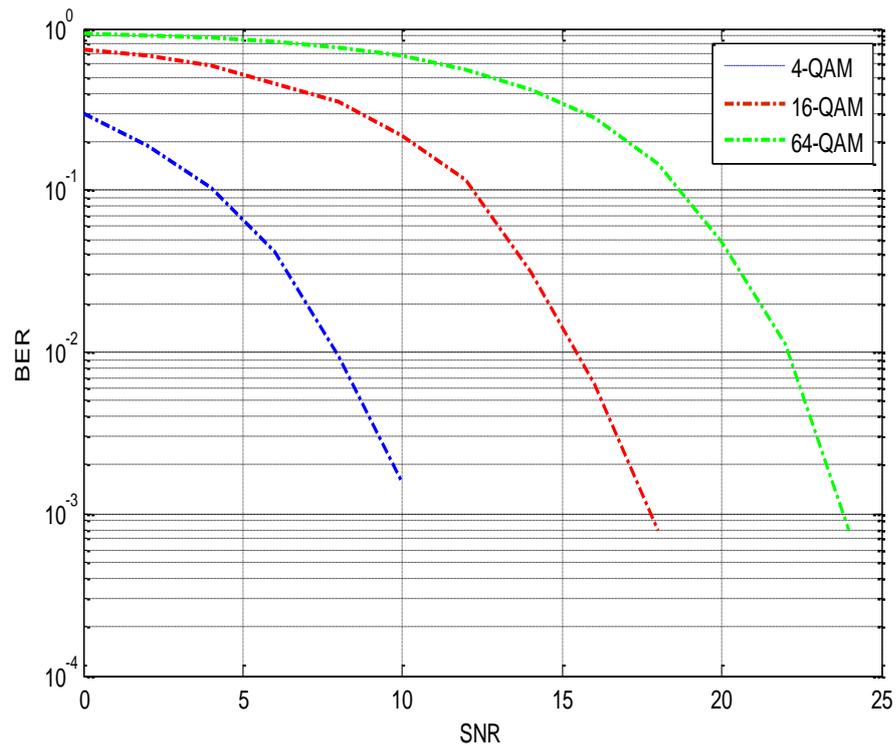


Figure 4.6. performances du BER pour le système DCO-OFDM

4.2.3.2.2 CCDF de PAPR pour DCO-OFDM avec et sans LS et DC_{bias}

La performance du PAPR pour différents types de modulation QAM est illustrée par la Fig. 4.7 pour DCO-OFDM avec et sans LS (linear scaling) en présence d'une composante continue DC_{bias} . On peut voir que l'utilisation de LS et DC_{bias} performe le signal d'origine. On remarque par exemple que pour une probabilité CCDF de 10^{-2} le signal original a un PAPR0 d'environ 12.5dB, alors qu'après l'utilisation de LS et DC_{bias} est d'environ 4dB.

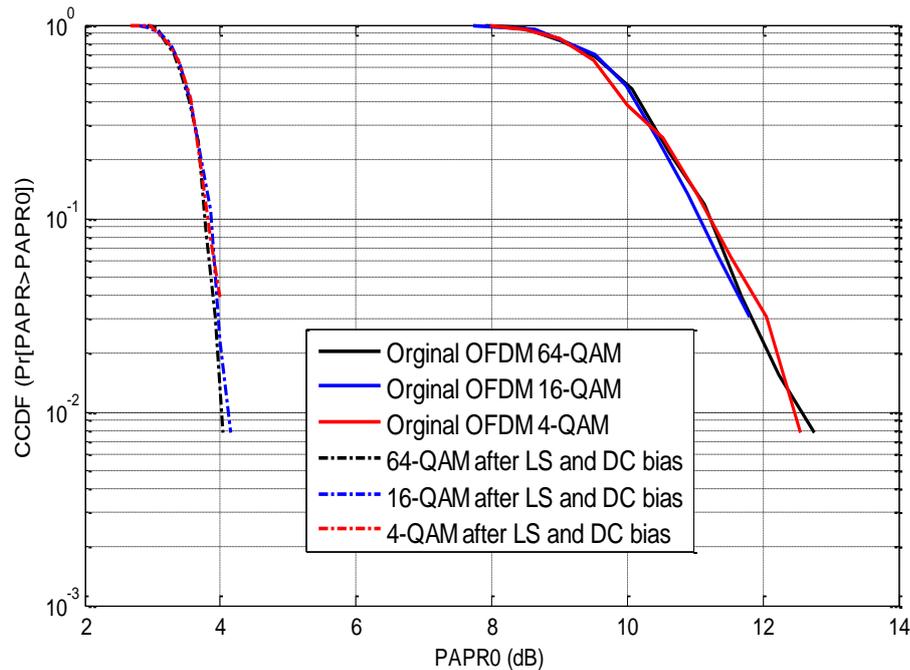


Figure 4.7 Comparaison de CCDF du PAPR pour DCO-OFDM avant et après LS et DC_{bias} pour différents types de QAM.

4.3 Combinaison de l'échelle d'enveloppe (LS) avec la méthode SLM pour la réduction de PAPR

L'OFDM est l'une des techniques modernes de modulation multi-carrier dans les systèmes de télécommunication. Elle a été largement appliquée dans de nombreuses communications sans fil. OFDM est robuste contre l'évanouissement multi-trajet, l'ISI (Inter Symbol Interference) et canaux sélectifs en fréquence, et a une efficacité spectrale élevée. En raison de ces derniers avantages, OFDM est aussi utilisée dans les communications optiques, y compris l'optique de l'espace libre et la VLC. Similairement aux systèmes de communication radiofréquence RF-OFDM, l'inconvénient du PAPR est aussi devenu un problème majeur dans le système VLC-OFDM en raison de la non-linéarité supplémentaire de la LED. Un certain nombre de méthodes ont été proposées pour réduire le PAPR dans le système VLC-OFDM tel que (DFT-Spread Combined with PTS Method) [114], (a pilot symbol) [115] et (linearizing the LED response) [116]. Dans cette section, nous expliquons notre méthode proposée pour réduire le PAPR dans le système VLC-OFDM. L'idée principale est de combiner la méthode SLM avec un facteur d'échelle d'enveloppe (factor scaling).

4.3.1 Modèle de base du système proposé

Le modèle de base de notre travail est illustré à la figure 4.8 . Ce modèle est basé celui de la figure 2.7 qui a été expliquée dans la section 2.3.1, avec des modifications pour réduire le PAPR.

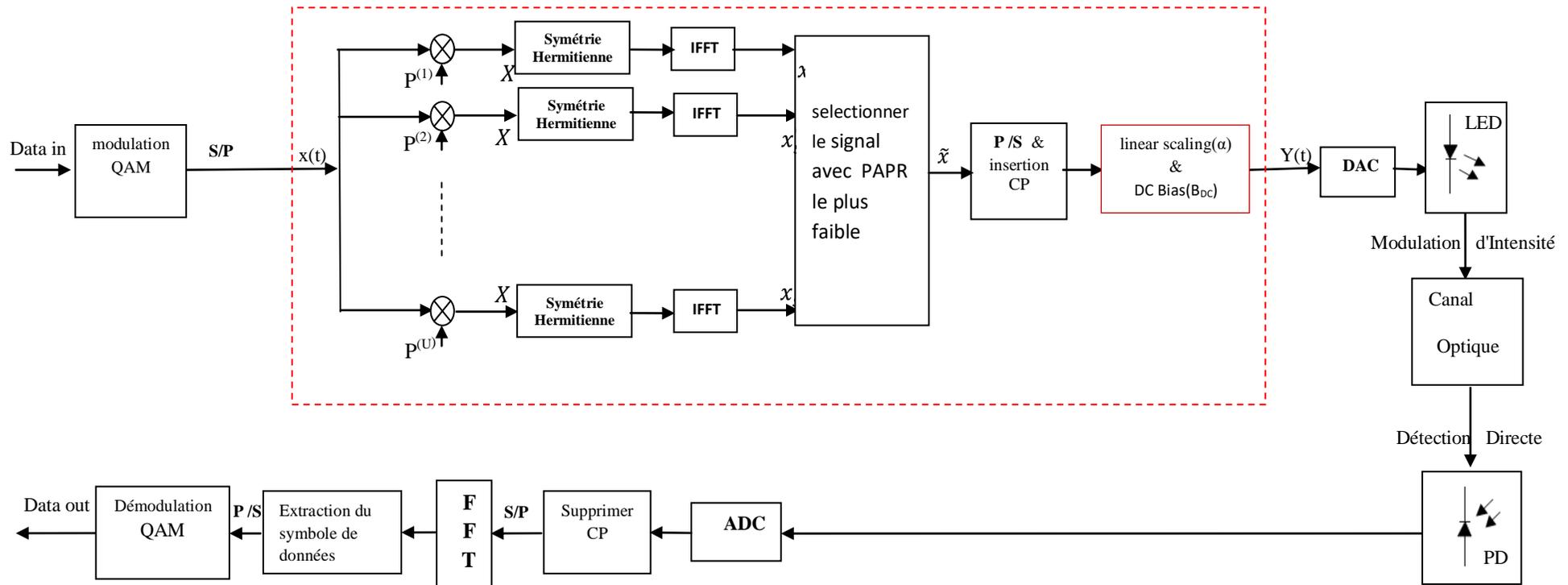


Figure 4.8 Le modèle de base de système DCO-OFDM avec le bloc de réduction du PAPR.

Dans un système DCO-OFDM, le signal positif $y(t)$ qui commande la LED doit être obtenu à partir de $x(t)$ après application d'une échelle linéaire (LS) et une composante continue DC_{Bias} , ce qui nous permet d'écrire l'équation suivante.

$$y(t) = \alpha x(t) + B_{DC} \quad (4.14)$$

où la valeur réelle B_{DC} est le niveau de la composante continue qui doit être ajoutée à $x(t)$ afin d'assurer un signal OFDM unipolaire à l'entrée de la LED sachant que la valeur réelle α est le facteur de mise à l'échelle de $x(t)$ dans la plage dynamique de la LED [117].

Après la mise à l'échelle et le biaisement, le signal résultant $y(t)$ aura une valeur moyenne B_{DC} et une variance donnée par

$$\sigma_y^2 = \alpha^2 \cdot \sigma_x^2, \quad (4.15)$$

Où σ_x^2 est la variance de $x(t)$.

Ensuite le signal passe par le bloc SLM dans le but d'améliorer le PAPR.

Dans les systèmes VLC, les LEDs sont utilisées pour transmettre des informations et l'illumination en même temps, et ils sont la principale source de la non-linéarité, en outre, le système VLC est limité par la plage dynamique de la LED.

La caractéristique d'entrée / sortie de la LED peut être linéarisée dans un intervalle limité $[V_{TOV}, V_{SAT}]$ [118] comme indiqué à la figure 4.9.

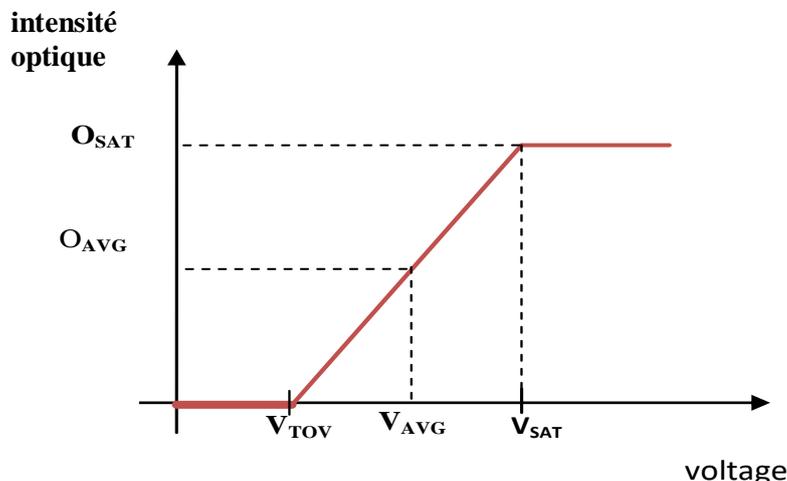


Figure 4.9 Caractéristique d'entrée / sortie linéaire d'une LED.

Où V_{TOV} (turn-on voltage) est la tension d'activation et V_{SAT} (saturation input voltage) indique la tension d'entrée de saturation.

O_{SAT} désigne la puissance optique de sortie à la V_{SAT} et O_{AVG} est la puissance optique moyenne.

La plage dynamique de la LED est définie par:

$$DR = V_{SAT} - V_{TOV} \quad (4.16)$$

4.3.2 Influence du facteur d'échelle α (scaling factor) sur le PAPR et la méthode proposée.

Dans le système VLC-OFDM, la plage dynamique linéaire de la LED est très limitée, ce qui est similaire au système de communication radiofréquence (RF-OFDM). Le problème de PAPR devient un inconvénient important du système VLC-OFDM. Le but de cette section est d'étudier l'influence du facteur α , donné dans l'équation (4.14), sur la performance du système DCO-OFDM en évaluant le CCDF de PAPR. Le PAPR (équation 3.2) peut être considéré comme une variable aléatoire et est mieux caractérisé par la fonction de distribution cumulative complémentaire CCDF (Complementary Cumulative Distribution Function). Le CCDF du PAPR est défini comme la probabilité que le PAPR d'une trame OFDM dépasse une valeur de référence donnée $PAPR_0$ et c'est la mesure la plus fréquemment utilisée pour décrire la réduction du PAPR. Le CCDF est caractérisé par l'équation suivante

$$CCDF = P(PAPR > PAPR_0) = 1 - P(PAPR \leq PAPR_0) = 1 - CDF \quad (4.17)$$

Où, CDF indique Cumulative Distribution Function

Pour évaluer l'effet du facteur α sur la réduction du PAPR, nous proposons différentes valeurs pour α . Ensuite nous proposons notre expression pour le facteur α et qui nous donne une meilleure réduction, sachant que ce facteur α est lié aux paramètres des caractéristiques de la LED et le DC_{bias} .

Afin de proposer une expression mathématique pour α nous suivons la procédure suivante:

- On donne les valeurs aléatoires suivantes: 1.5, 1, 0.9 et 0.4 respectivement pour α puis nous calculons le PAPR du signal qui attaque la LED (voir l'équation 4.14).

D'après la représentation de la fonction CCDF qui caractérise le PAPR (voir figures 4-10, 4-11 et 4-12), on constate que le PAPR diminue proportionnellement avec la diminution de α ($\alpha \searrow$, PAPR \searrow) et plus convenablement dans le cas où α est inférieur à 1 comme est indiquée dans le tableau 4.1.

Tableau 4-1 Variation de PAPR en fonction de α pour un CCDF de 10^{-2} et 10^{-3}

	α	1.5	1	0.9	0.4
CCDF 10^{-2}	PAPR (4-QAM)	8.4	6.6	6.4	3.6
	PAPR (16-QAM)	8.72	7.04	6.94	3.8
	PAPR (64-QAM)	8.64	7.2	7.05	3.97
CCDF 10^{-1}	PAPR (4-QAM)	8.04	6.14	5.96	3.32
	PAPR (16-QAM)	7.92	6.4	6.2	3.76
	PAPR (64-QAM)	7.92	6.46	6.2	3.71

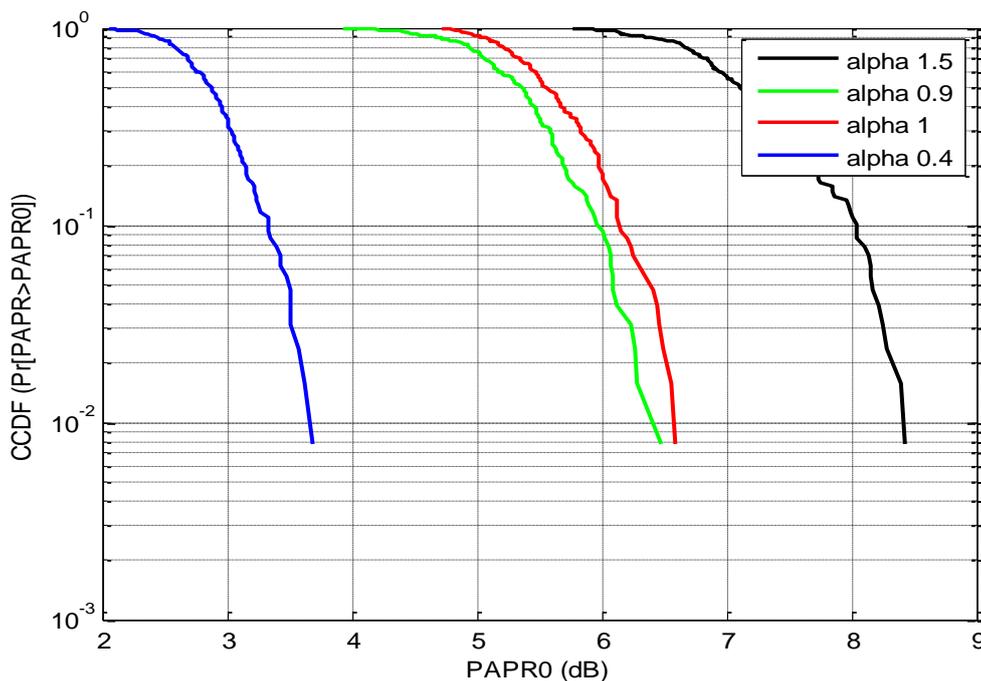


Figure 4.10 Comparaison de CCDF du PAPR entre différentes valeurs de α pour 4-QAM

Donc, pour obtenir meilleure réduction PAPR on prend α inférieur à 1 et en conséquence on propose

$$\alpha = \frac{\min(x)}{\max(x)} \tag{4.18}$$

Sachant que le facteur α dépend de la plage dynamique (DR) de la LED et ainsi de DC_{bias} , alors

$$\alpha_{opt} = \frac{\min(DR, B_{DC})}{\max(DR, B_{DC})} \tag{4.19}$$

Où α_{opt} , c'est la valeur optimale de α , qui positionne automatiquement le signal $x(t)$ de l'OFDM à l'échelle sans donner des valeurs fixes pour α .

4.3.3 Validation de l'expression proposée

4.3.3.1 Validation par simulation

La formule proposée (voire l'eq. 4.19) est testée pour les catégories de modulation 16-QAM et 64-QAM respectivement et des résultats encourageants sont obtenus comme ci-montré par les figures 4.11 et 4.12.

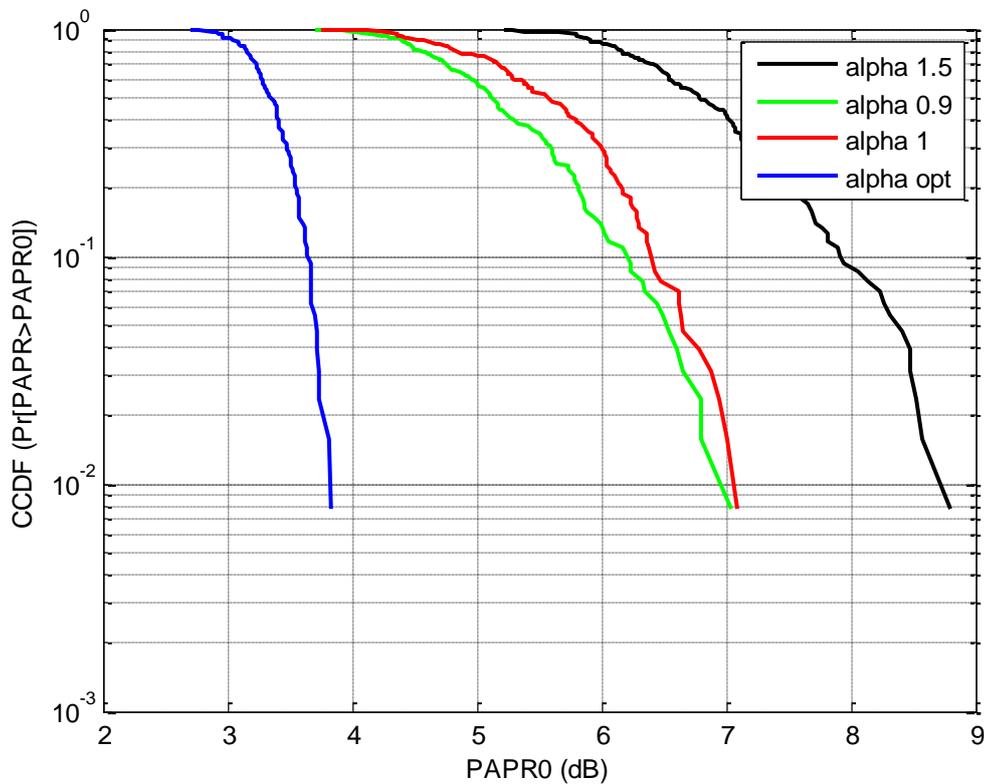


Figure 4.11 Comparaison de CCDF du PAPR entre α proposé et différentes valeurs de α pour 16-QAM.

La figure 4.11 montre la performance PAPR du système VLC pour différentes valeurs sélectionnées de α comparées avec α proposée pour le type de modulation 16-QAM. Il est clair que le facteur proposé α_{opt} a le PAPR le plus faible par rapport aux autres.

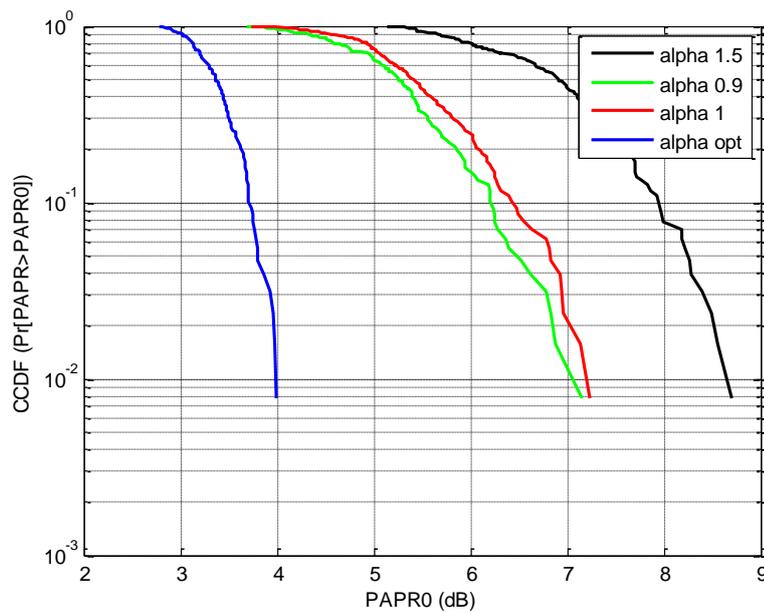


Figure 4.12 Comparaison de CCDF du PAPR entre α proposé et différentes valeurs choisies de α pour 64-QAM.

La figure 4.12 illustre la performance PAPR du système VLC pour différentes valeurs choisies de α comparées avec α_{opt} proposé pour 64-QAM. Pour un CCDF de 10^{-2} , le PAPR est d'environ 8.65dB, 7.2dB, 7.1dB et 4dB pour $\alpha=1.5$, $\alpha=1$, $\alpha=0.9$ et α_{opt} respectivement. Il est clair que le facteur proposé a le PAPR le plus faible par rapport aux autres.

D'autre part, on remarque que lorsque l'ordre de modulation augmente, il y a une légère augmentation du PAPR comme le montre la figure 4.13.

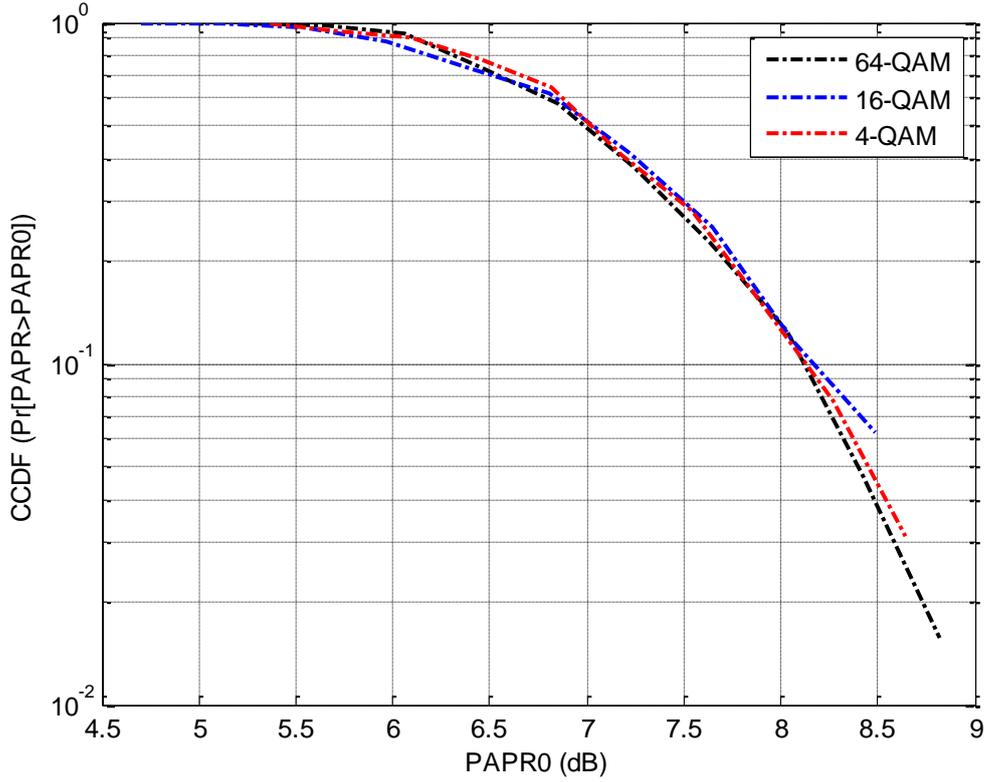


Figure 4.13. Comparaison de CCDF du PAPR pour différents types de modulation.

4.3.3.2 Démonstration de l'expression proposée pour le facteur scaling

La gamme dynamique (DR) des LED, DR_{LED} , est une contrainte principale pour les systèmes VLC basés sur l'OFDM. Chaque LED a un courant direct recommandé minimum qui est le début du flux de courant et des émissions de lumière. Le comportement LED reliant $v_{LED}(t)$ à la puissance optique de sortie $\phi_{LED}(t)$ peut être décrit comme suit [122]:

$$v_{LED}(t) = \begin{cases} V_{Sat} & \text{si } v_{LED}(t) \geq V_{Sat} \\ v_{LED}(t) & \text{si } V_{TOV} < v_{LED}(t) < V_{Sat} \\ V_{TOV} & \text{si } v_{LED}(t) \leq V_{TOV} \end{cases} \quad (4-20)$$

Par conséquent, le système est limité par DR_{LED} , qui est donnée par

$$DR_{LED} = V_{Sat} - V_{TOV} \quad (4-21)$$

En définissant le DR de $i_{LED}(t)$ comme

$$DR_{OFDM} = \max\{x[n]\} - \min\{x[n]\} \quad (4-22)$$

DR_{OFDM} doit être contraint par DR_{LED}

$$DR_{OFDM} \leq DR_{LED}.$$

Étant donné que l'intensité optique ne peut pas être négative, $v_{LED}(t)$ doit être non négatif

La contribution de $v_{OFDM}(t)$ à $\phi_{LED}(t)$ est définie comme,

$$\phi_{LED}(t) = E[v_{OFDM}(t)] \quad (4-23)$$

La contribution de $v_{OFDM}(t)$ à $\phi_{LED}(t)$ est définie sur la base d'une mise à l'échelle linéaire telle que

$$v_{OFDM}(t) = \alpha \cdot v_{OFDM}(t) \quad (4-24)$$

Le signal résultant a un écart-type

$$\sigma_{OFDM} = \alpha \cdot \sqrt{E[v_{OFDM}^2(t)]} \quad (4-25)$$

σ_{OFDM} peut être maximisée en sélectionnant un facteur de mise à l'échelle avec la plus grande valeur absolue α Pour s'assurer que $v_{LED}(t)$ reste dans l'intervalle de DR_{LED} et qui donnée par

$$\alpha = \frac{DR_{LED}}{\max\{v_{UFDM}(t)\}} \quad (4-26)$$

Par approximation

$$\alpha_{opt} = \frac{\min(DR, B_{DC})}{\max(DR, B_{DC})} \cong \alpha \quad (4-27)$$

4.3.4 Réduction du PAPR par SLM combinée avec facteur de mise à l'échelle proposé

La méthode SLM est une technique attrayante et couramment utilisée pour réduire le PAPR dans des systèmes RF-OFDM ainsi que dans O-OFDM en raison de sa simplicité de structure.

Le principe de SLM est expliqué dans la section 3.5.1.1.

Comme il a été expliqué précédemment, l'OFDM est connu pour son inconvénient de PAPR et est donc très sensible aux distorsions non linéaires. La LED est la principale source de non linéarité dans VLC. Bien que les LEDs peuvent être linéarisées, la plage dynamique est limitée par le courant continu (turn-on). Pour faire fonctionner le signal OFDM avec le système VLC limité par la plage dynamique. Le signal OFDM doit être soit correctement mis à l'échelle ou écrêté. Des modèles de mise à l'échelle et de biais linéaire ont été proposés dans la littérature. Le facteur d'échelle dépend du PAPR de l'OFDM et le niveau de polarisation est déterminé par la demande d'éclairage [119]. Notre contribution dans cette section est de combiner la méthode SLM avec le facteur proposé dans l'équation 4.19 et d'évaluer les performances de cette contribution. Les paramètres de simulation du tableau 4.2 sont utilisés durant la simulation.

Tableau 4-2: Les paramètres de simulation (Li-Fi).

Paramètres	Valeurs
Nombre de sous-porteur	128
taille IFFT	256
Modulation	16-QAM, 64-QAM
facteurs de Phase de rotation	2, 4, 8, 16

La méthode proposée pour réduire le PAPR dans le système DCO-OFDM est montrée par l'organigramme illustré par la figure 4-14. Au début des bits de données sont générés aléatoirement puis modulés par la modulation M-QAM donnant des symboles complexes. Ensuite ces symboles sont converti de la forme série à la forme parallèle. Dans l'étape suivante nous appliquons la méthode conventionnelle SLM avec modification pour le système VLC. Donc un ensemble de vecteur fixe pseudo aléatoire est généré. Puis on multiplie le signal avec chacun des vecteurs résultant en un ensemble de différents symboles de transmission possibles. L'étape suivante est d'appliquer la symétrie hermitienne, puis une transformée via une IFFT est appliquée sur la sortie hermitienne. Compte-tenu de la symétrie

hermitienne, le nombre de symboles d'entrées des blocs IFFT et FFT est de $2N$ pour N symboles transmis, dont les autres N symboles sont des versions conjuguées complexes inversées des premiers. Le symbole de transmission avec le PAPR le plus bas, est choisi pour la transmission. Les symboles au niveau de la sortie IFFT sont converti de la forme parallèle à la forme série. Pour éviter les effets de l'ISI, un préfixe cyclique est ajouté. Ensuite on calcule les éléments de facteur scaling α_{opt} que nous avons proposé dans l'équation (4-19) qui permet de minimiser plus le PAPR, après la mise en échelle linéaire du signal en fonction de ce facteur, une composante continue DC_{bias} est ajoutée au signal pour satisfaire la non-négativité. L'organigramme de la figure 4.14 montre comment de réduire le PAPR en utilisant à la fois la méthode SLM associée à la méthode proposé.

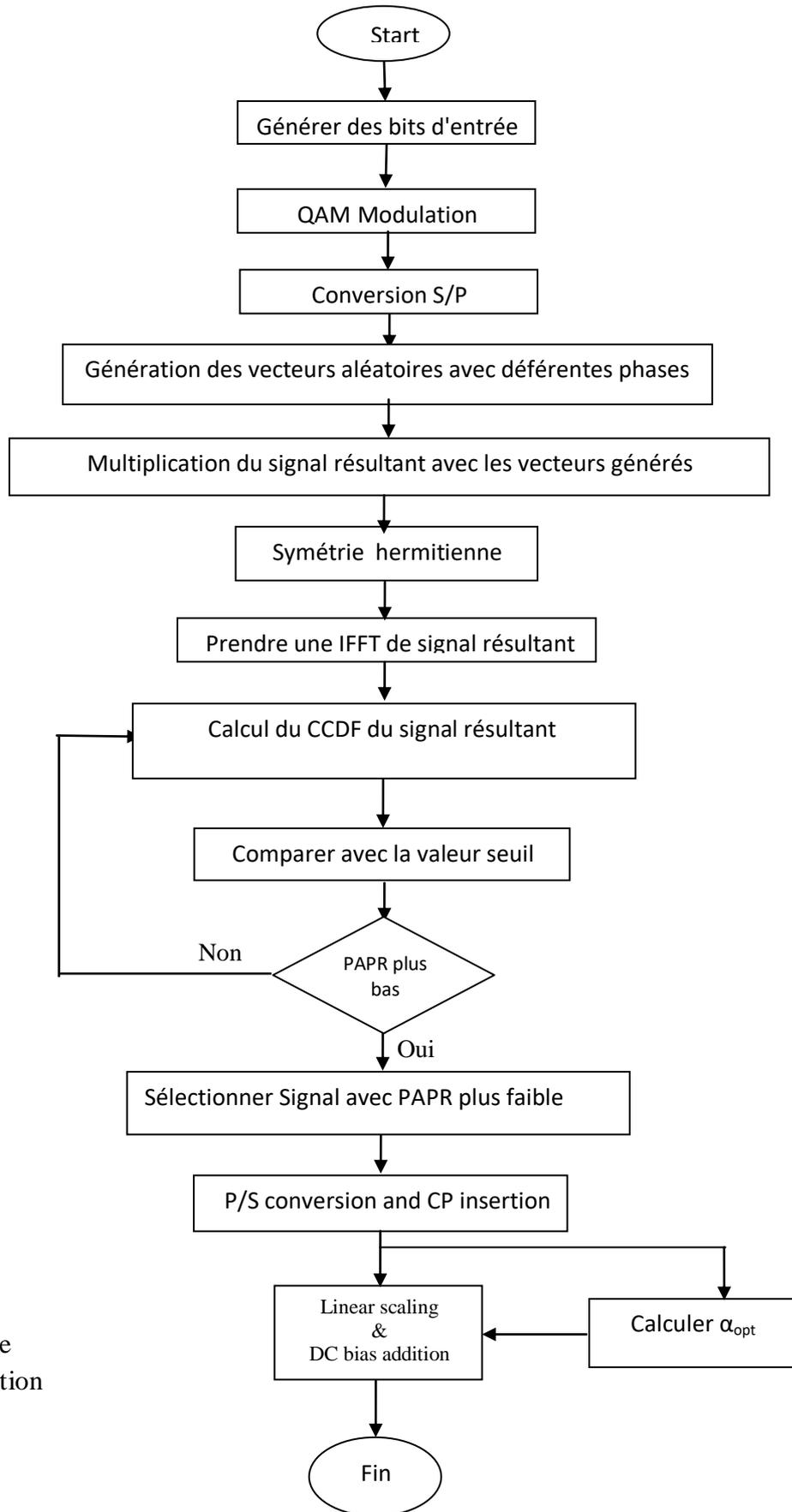


Figure 4- 14
 Illustre l'organigramme
 proposé pour la réduction
 du PAPR

Les figures 4.15, 4.16 et 4.17 montrent les performances du PAPR pour la méthode proposée (α_{opt} , SLM). La figure 4.15 présente une comparaison de CCDF du PAPR pour le système DCO-OFDM entre SLM ($U=2, 4$ et 8) et (α_{opt} , SLM) avec 16 QAM. Il est clair que la méthode proposée (α_{opt} , SLM) présente un PAPR faible comparé aux autres. À titre d'exemple, lorsque la valeur CCDF est 10^{-3} , le PAPR pour VLC-OFDM est d'environ 17.11 dB, alors qu'il est réduit d'environ 3.5 à 3.8 dB pour $U=2$ à $U=8$, respectivement et pour VLC-OFDM avec SLM, en même temps, le PAPR est réduit de 5.33 à 6.55 dB pour la méthode proposée (α_{opt} , SLM) avec $U=2$ à $U=8$ respectivement. D'autre part, les performances de PAPR augmentent avec l'augmentation du facteur U .

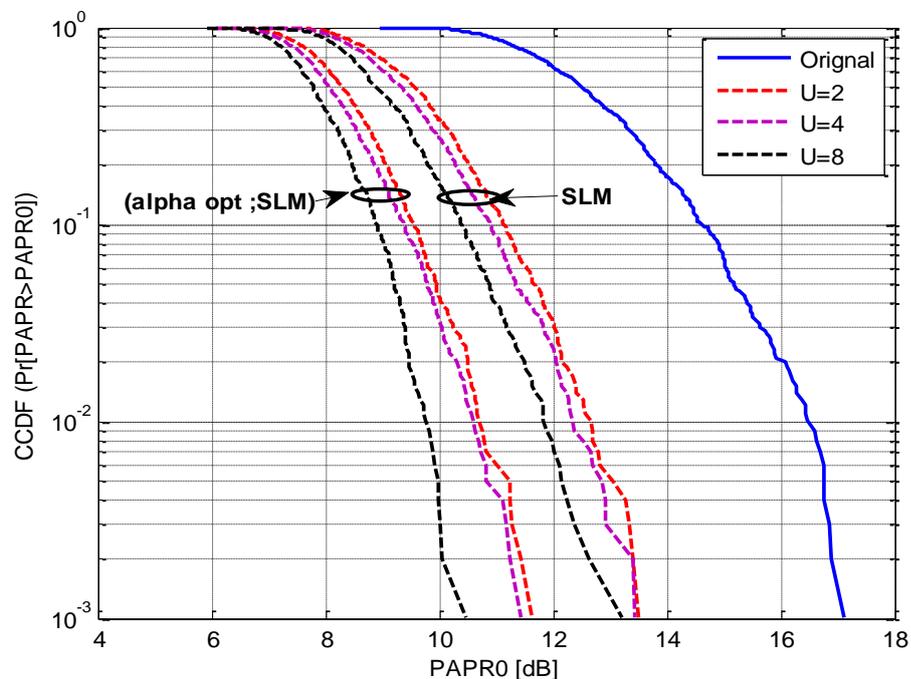


Figure 4.15 CCDF de PAPR pour le système DCO-OFDM avec (α_{opt} , SLM) pour 16 QAM.

La figure 4.16 présente une comparaison de CCDF du PAPR pour le système DCO-OFDM entre SLM ($U=2, 4$ et 8) et (α_{opt} , SLM) avec 64 QAM. Il est clair que la méthode proposée (α_{opt} , SLM) présente un PAPR faible comparé aux autres. Pour un CCDF de 10^{-3} , le PAPR est d'environ 16.66 dB pour VLC-OFDM, alors qu'il est réduit d'environ 2.66 à 4 dB pour $U=2$ à $U=8$, respectivement et pour VLC-OFDM avec SLM, en même temps, le PAPR est réduit d'environ de 5 dB à 5.88 dB pour la méthode proposée (α_{opt} , SLM) avec $U=2$ à $U=8$ respectivement.

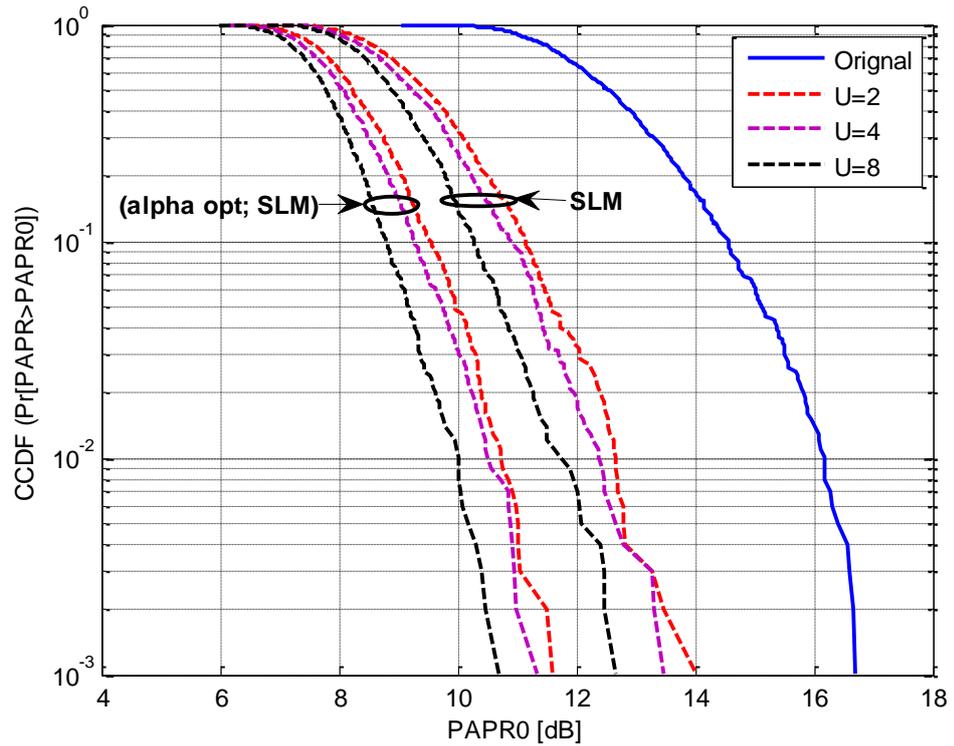


Figure 4.16 CCDF de PAPR pour le système DCO-OFDM. avec (α_{opt}, SLM) pour 64 QAM.

La figure 4.17 présente une comparaison de CCDF du PAPR pour le système DCO-OFDM avant et après SLM ($U=16$) et (α_{opt}, SLM) avec 16QAM. Il est clair que la méthode proposé (α_{opt}, SLM) présente un PAPR faible comparé aux autres.

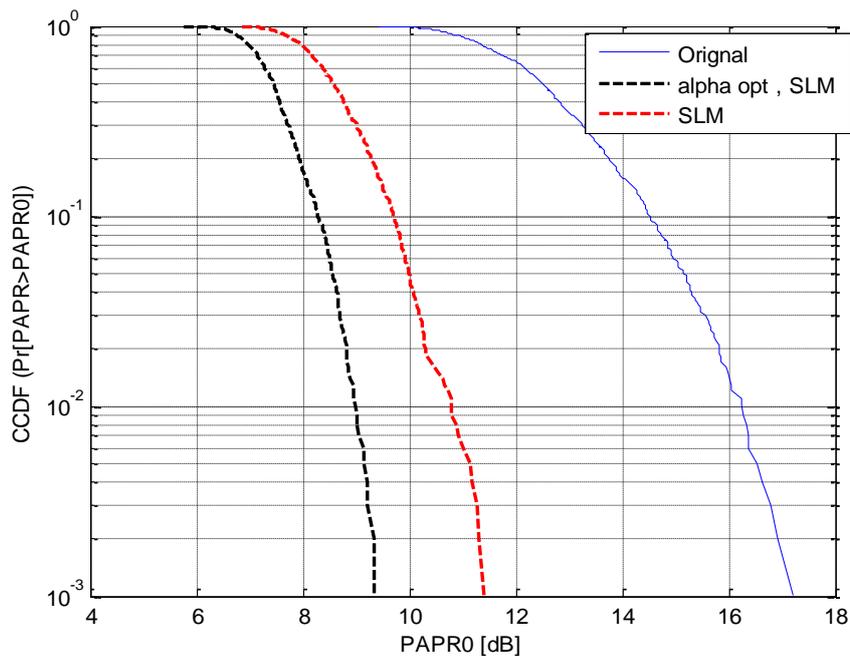


Figure 4.17 CCDF de PAPR pour le système DCO-OFDM avec (α_{opt}, SLM) pour 16 QAM et $U=16$.

La figure (4-18), montre que l'application α_{opt} donne une meilleure réduction de PAPR par rapport à SLM et en même temps l'application du SLM avec $\alpha_{opt}(SLM, \alpha_{opt})$ réduit le PAPR mieux que α_{opt} et mieux que SLM.

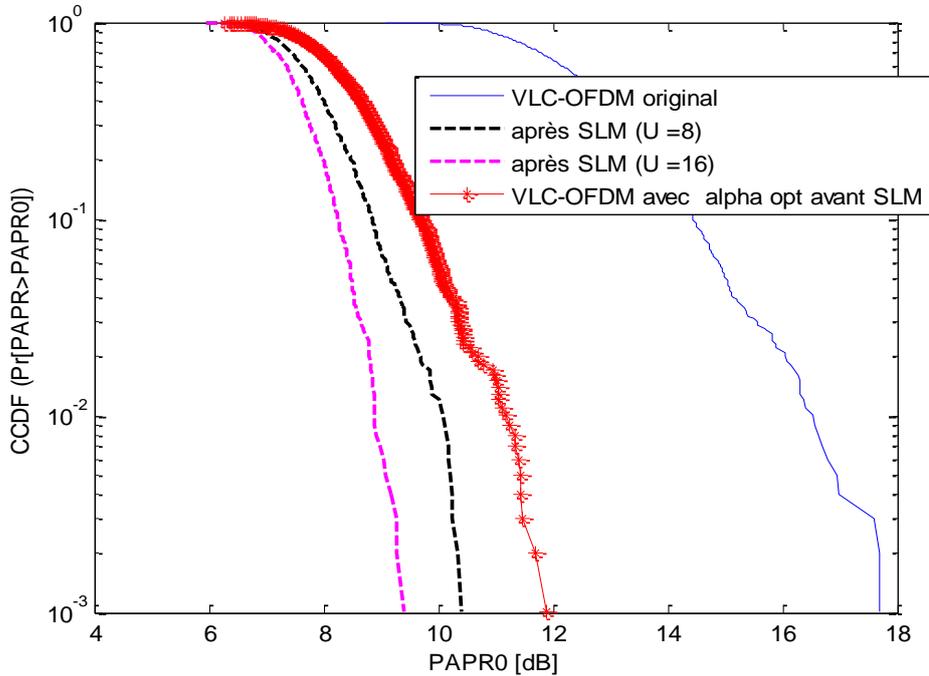


Figure 4.16 CCDF de PAPR pour le système DCO-OFDM avec SLM, α_{opt} et (α_{opt} , SLM)

4.3.5 Validation des résultats de la méthode proposée par comparaison avec d'autres méthodes

Afin de valider les résultats obtenus par notre méthode que nous avons proposée, nous les avons comparés avec celles publiés dans [120], le tableau 4.3 et la figure (4 -18) illustrent cette comparaison.

Tableau 4.3 Comparaison du PAPR entre la méthode proposée et d'autres méthodes publiées dans [120].

	CCDF 10^{-1}	CCDF 10^{-2}	CCDF 10^{-3}
PAPR (α_{opt} , SLM)	8.28	9	9.33
PAPR SLM	9.7	10.28	11.33
PAPR VLM-OOFDM [120]	9.7	10.65	11.34
PAPR DCT-OOFDM [120]	10.1	11	11.68

D'après le tableau 4.3 et la figure 4-16, la méthode proposée a un PAPR faible par rapport aux autres méthodes. Pour un CCDF de 10^{-3} , la méthode proposée (α_{opt} , SLM) a un PAPR

d'environ 9.33 dB, comparé avec la valeur 11.68 dB publiée dans [120]. Donc on peut constater que la méthode proposée présente meilleure performance de réduction du PAPR.

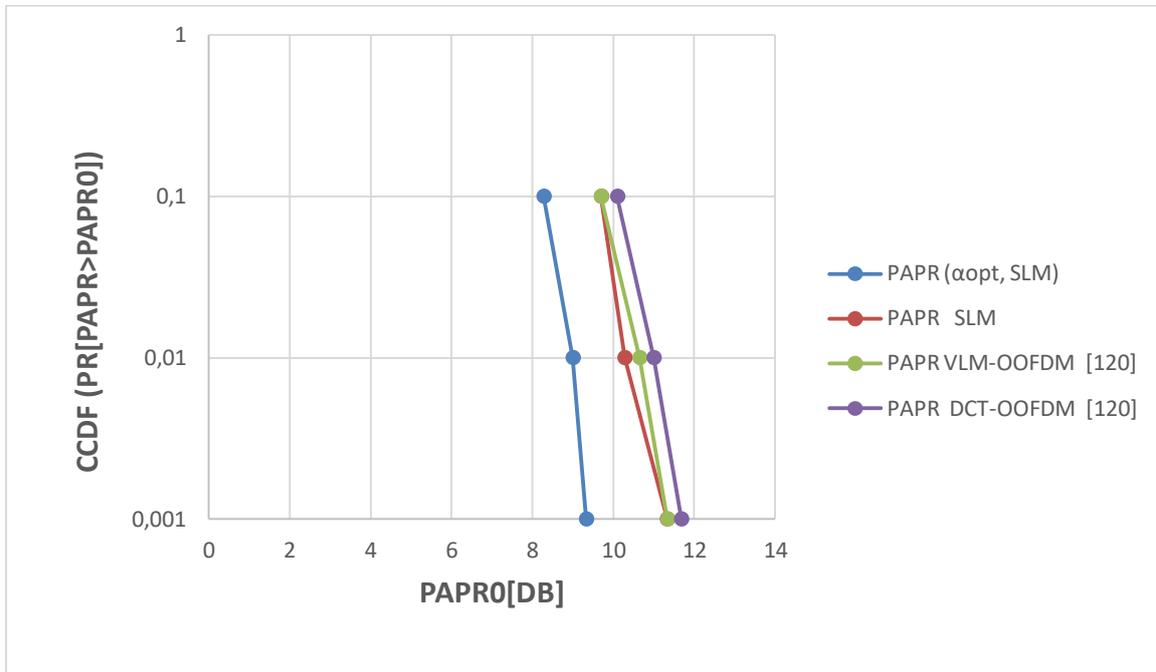


Figure 4.18 Comparaison du PAPR entre la méthode proposée et d'autres méthodes publiées dans [120].

4.3.6 Taux d'erreur binaire (Bit Error Rate: BER)

La figure 4.19 illustre l'organigramme proposé pour le calcul du BER du système. Au début et après la réception du signal, une conversion A/N est appliquée. Ensuite l'opération FFT est effectuée après la suppression de cyclique préfixe et après une conversion P/S. Les données complexes de la sortie FFT sont démodulées par le démodulateur QAM pour récupérer les données binaires. Enfin les données récupérées sont comparées avec celles générées à l'entrée en mesurant le taux d'erreur binaire BER.

La figure 4.20 montre la performance BER du système VLC avec SLM associée à la méthode proposée comparée avec celles des systèmes VLC original et VLC-SLM. On remarque qu'il ya une petite dégradation de BER pour notre système par rapport aux autres. Bien que nous avons amélioré nettement la réduction du PAPR comme il est montré but dans les sections précédentes,

Cette dégradation de BER reste un inconvénient dans notre proposition et nous oriente à chercher d'autres techniques dans des prochaines travaux pour surmonter cet inconvénient.

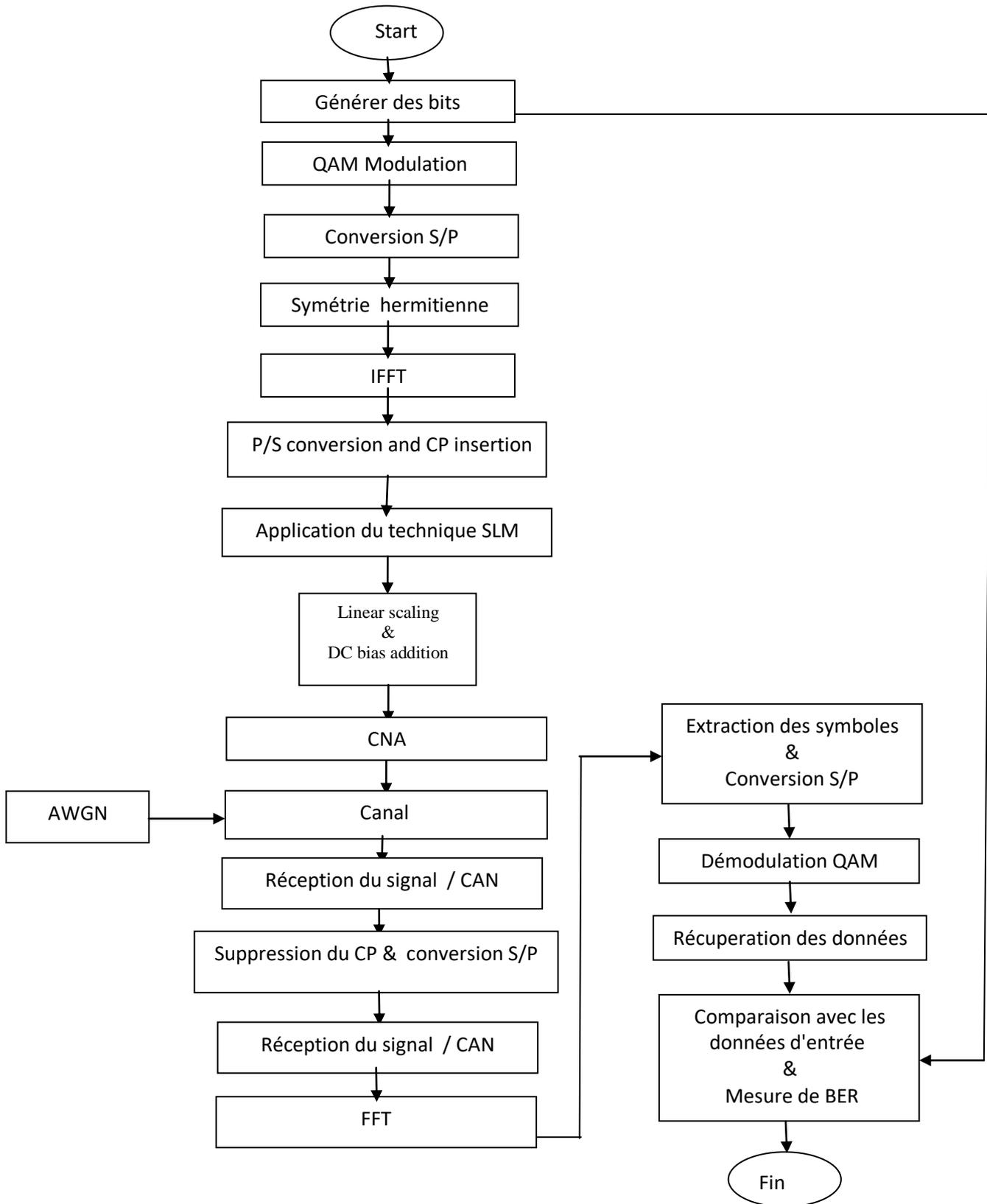


Figure 4- 19
Organigramme de calcul de BER

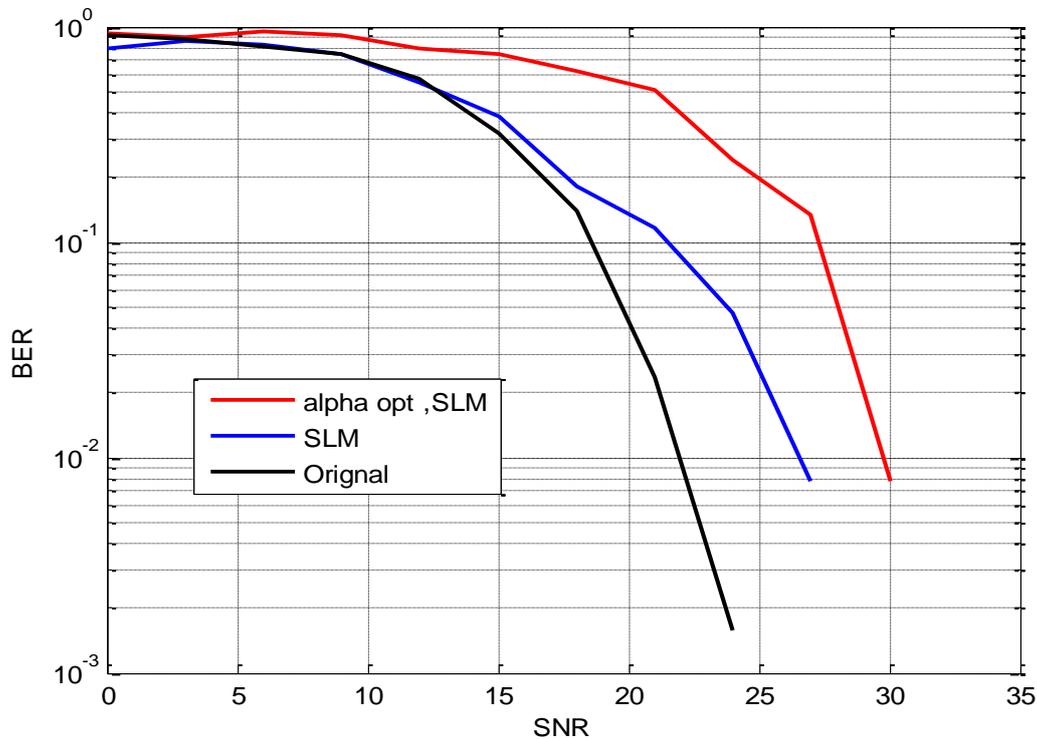


Figure 4.20 BER du système VLC-SLM-alpha opt

4.4 Conclusion

L'O-OFDM est un schéma efficace pour les systèmes de communication en lumière visible VLC basée sur l'IM/DD. Comme le schéma IM / DD est utilisé dans VLC, l'amplitude des signaux O-OFDM doivent d'être réels et non négatifs. Une des approches O-OFDM conforme aux contraintes IM-DD est le DCO-OFDM. Dans ce chapitre nous avons analysé et évalué les performances du système DCO-OFDM. DCO-OFDM souffre de PAPR élevé comme dans RF, qui est susceptible de produire une distorsion non linéaire sévère et réduire les performances de transmission des systèmes VLC. Par conséquent, plusieurs techniques ont été introduites pour améliorer la performance de l'O-OFDM par la réduction de PAPR. Dans ce chapitre, nous avons appliqué la méthode SLM pour la réduction du PAPR, puis nous avons combiné la méthode SLM avec notre proposition de facteur de mise à l'échelle. Les résultats de simulations montrent que notre proposition donne des meilleures performances.

Conclusion générale et perspectives

Dans ce travail de thèse, le système de communication par lumière visible basé sur la modulation OFDM a été analysé. Ainsi qu'une méthode de réduction de PAPR pour le système VLC-OFDM a été développé.

Aujourd'hui Il existe une demande croissante concernant l'utilisation des communications radiofréquences, qui a conduit à une congestion spectrale RF. Les communications optiques sans fil (OWC) deviennent un candidat prometteur pour compléter les communications RF conventionnelles, surtout pour les transmissions de données à l'intérieur. L'OWC utilise un spectre optique, qui comprend une lumière infrarouge (IR) et une lumière visible pour transmettre des informations dans un espace libre. Les systèmes OWC les plus pratiques utilisent des diodes LEDs ou des diodes laser LDs comme émetteur et des photodiodes PDs comme récepteur. L'OWC présente de nombreux avantages, notamment une large bande passante (THz), faible coût, une grande sécurité, aucune interférence électromagnétique, etc.

Au cours des dernières années, l'utilisation d'un spectre lumineux visible pour transmettre des informations, connue par VLC (visible light communications), devient très importante en raison de la croissance de la technologie SSL (solid-state lighting).

Dans cette thèse, nous nous sommes concentré sur le VLC basé sur la modulation d'intensité (IM) / détection directe (DD), ce qui signifie que le signal de modulation doit être à la fois réel et unipolaire. L'OFDM (Orthogonal frequency division multiplexing) est appliqué à VLC grâce à sa capacité à augmenter les taux de données. L'OFDM peut lutter contre des interférences inter-symboles (ISI). De nombreuses méthodes de modulations dérivées de l'OFDM ont été appliquées pour satisfaire les contraintes des systèmes IM/DD tel que le DCO-OFDM. Les approches O-OFDM pour les systèmes OWC basés sur IM-DD manifestent un PAPR élevé, ce qui entraîne une dégradation de la performance due à une plage dynamique limitée des LED, car le signal d'intensité modulée (IM) qui dépasse la plage dynamique de la LED est coupé. Plusieurs méthodes ont été proposées pour réduire le PAPR élevé de l'O-OFDM. Certaines de ces méthodes classiques sont SLM (Selected-Mapping), PA (Pilot-Assisted), PTS (Partial Transmit Sequence), TR (Tone Reservation), etc. Dans cette thèse, le PAPR élevé du signal DCO-OFDM a été réduit par la combinaison du SLM avec une nouvelle expression de facteur de mise à l'échelle.

Pour comprendre le contexte de ce travail, dans un premier temps, un bref historique sur les communications optique sans fil a été présenté. Ce qui nous a permis de tirer les différents avantages rendant cette technologie très importante. On peut dire qu'elle représente une solution alternative au problème de saturation du spectre RF. Ensuite, nous avons décrit en

détail le principe de fonctionnement de la technologie de communication par lumière visible. Nous avons expliqué le fonctionnement, les caractéristiques et les types des LEDs, composant principale de cette technologie, permettant de transmettre des informations. De plus nous nous sommes intéressés au fonctionnement de récepteurs associés à cette technologie. Le canal de transmission pour le système VLC a été étudié. Les différentes sources de bruits et les divers types de trajets ont été décrits. Enfin, les avantages, les inconvénients et les applications de système VLC ont été présentés. Ensuite, les différentes architectures O-OFDM utilisées en systèmes IM/DD ont été décrites, les divers schémas de modulations en bande de base ont été présentés. Ensuite, les différents types de modulation OFDM pour VLC ont été présentés.

Dans un second temps, et puisque PAPR est une métrique importante largement utilisée pour quantifier les variations de l'OFDM, une étude du PAPR pour O-OFDM a été présentée, l'influence des caractéristiques non linéaires de la LED sur PAPR pour le système VLC-OFDM a été expliquée. Ensuite, nous avons décrit plus en détail les méthodes de réduction de PAPR proposées dans la littérature. et les critères d'évaluation des techniques de réduction du PAPR ont été expliqués.

Enfin, nous nous sommes intéressés aux performances du système DCO-OFDM, nous avons analysé le BER et le PAPR de ce système, nous avons évalué aussi les performances des opérations de mise à l'échelle linéaire et de biaisement.

En outre, nous avons appliqué la méthode SLM sur le système DCO-OFDM pour réduire le PAPR, les résultats obtenus montrent que cette méthode a réduit le PAPR pour les systèmes DCO-OFDM. Ensuite, nous avons proposé la combinaison du technique SLM avec une nouvelle expression pour le facteur de mise en échelle, cette proposition représente la principale contribution de notre travail.

D'après les résultats obtenus, nous avons remarqué que cette combinaison réduit le PAPR du système DCO-OFDM d'une manière significative, ainsi la réduction de PAPR augmente avec l'augmentation de facteur U .

Plusieurs perspectives peuvent être envisagées dans des travaux futurs sur les VLC:

- Une première perspective consiste à combiner d'autres techniques avec le facteur de mise en échelle pour réduire au plus le PAPR du DCO-OFDM.
- Une deuxième perspective consiste à travailler sur la mise en échelle pour la réduction du PAPR pour le système VLC-OFDM

- Une autre perspective consiste à travailler sur la réduction du PAPR pour autres types de VLC-OFDM, tel que le ACO-OFDM et U-OFDM
- L'utilisation du système VLC dans la 5G de la communication nous motive à résoudre les problèmes rencontrant ce système.

Bibliographie

- [1] W. H. and Z. X. Z. Wang, Q. Wang, *Visible Light Communications Modulation and Signal Processing*. 2017.
- [2] H. Elgala, "A Study on the Impact of Nonlinear Characteristics of LEDs on Optical OFDM", Jacobs Univ., 2010.
- [3] Z. Ghassemlooy, L. N. Alves, S. Zvánovec, and M.-A. Khalighi, *Visible Light Communications Theory and Applications*. 2017.
- [4] FAHAD BIN ZAFAR, "Efficient Utilization of LEDs and LDs for Illumination and Visible Light Communication," Monash University Malaysia, 2018.
- [5] C. Le Bas, "Bas Système de télésurveillance médicale utilisant la technologie de transmission optique sans fil," université de Limoges, 2017.
- [6] 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 Light-Emitting Diodes Employing Ce:YAG-Doped Glass," *IEEE J. Sel. Top. Quantum Electron.*, vol. 17, no. 3, pp. 741–746, May 2011.
- [7] I. Neokosmidis, T. Kamalakis, J. W. Walewski, B. Inan, and T. Sphicopoulos, "Impact of Nonlinear LED Transfer Function on Discrete Multitone Modulation: Analytical Approach," *J. Light. Technol.*, vol. 27, no. 22, pp. 4970–4978, Nov. 2009.
- [8] D. Karunatilaka, F. Zafar, V. Kalavally, and R. Parthiban, "LED Based Indoor Visible Light Communications: State of the Art," *IEEE Commun. Surv. Tutorials*, vol. 17, no. 3, pp. 1649–1678, 2015.
- [9] J. R. Barry, *Wireless Infrared Communications*. Boston, MA: Springer US, 1994.
- [10] Z. Yu, R. J. Baxley, and G. T. Zhou, "Iterative Clipping for PAPR Reduction in Visible Light OFDM Communications," in *2014 IEEE Military Communications Conference*, 2014, pp. 1681–1686.
- [11] H. Elgala, R. Mesleh, and H. Haas, "Indoor optical wireless communication: potential and state-of-the-art," *IEEE Commun. Mag.*, vol. 49, no. 9, pp. 56–62, Sep. 2011.
- [12] P. Mark, "Ethernet over Light," BRITISH COLUMBIA, 2014.
- [13] R. T. V. and A. M. de O. D. Adriano J.C. Moreira, "Optical interference produced by artificial light," 1997, pp. 131–140.
- [14] Z. Ghassemlooy, W. Popoola, and S. Rajbhandari, *Optical Wireless Communications*. Second edition. | Boca Raton, FL : CRC Press/Taylor & Francis Group, 2018.: CRC Press, 2019.
- [15] P. H. Pathak, X. Feng, P. Hu, and P. Mohapatra, "Visible Light Communication,

- Networking, and Sensing: A Survey, Potential and Challenges,” *IEEE Commun. Surv. Tutorials*, vol. 17, no. 4, pp. 2047–2077, 2015.
- [16] A. M. Cailean, “Study, implementation and optimization of a visible light communications system. Application to automotive field.,” Stefan cel Mare University of Suceava Request Full-text Paper PDF, 2014.
- [17] J. Lin, “The Curious Case of the IARC Working Group on Radio Frequency Electromagnetic Fields and Cell Phones [Health Effects],” *IEEE Microw. Mag.*, vol. 12, no. 6, pp. 32–36, Oct. 2011.
- [18] H. Devereux and M. Smalley, “Are infra red illuminators eye safe?,” in *Proceedings The Institute of Electrical and Electronics Engineers. 29th Annual 1995 International Carnahan Conference on Security Technology*, pp. 480–481.
- [19] 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, p. 867, 2011.
- [20] N. Bardsley, “Solid-state lighting research and development: Multi-year program plan,” 2014.
- [21] U. of M. A. Liqun Li, Microsoft Research, Beijing; Pan Hu and C. Peng, “Epsilon: A Visible Light Based Positioning System,” in *11th USENIX Symposium on Networked Systems Design and Implementation (NSDI '14)*, 2014.
- [22] H.-S. Kim, D.-R. Kim, S.-H. Yang, Y.-H. Son, and S.-K. Han, “An Indoor Visible Light Communication Positioning System Using a RF Carrier Allocation Technique,” *J. Light. Technol.*, vol. 31, no. 1, pp. 134–144, Jan. 2013.
- [23] N. Al Abdulsalam, R. Al Hajri, Z. Al Abri, Z. Al Lawati, and M. M. Bait-Suwailam, “Design and implementation of a vehicle to vehicle communication system using Li-Fi technology,” in *2015 International Conference on Information and Communication Technology Research (ICTRC)*, 2015, pp. 136–139.
- [24] Dang Quang Hien and Myungsik Yoo, “Handover in outdoor Visible Light Communication system,” in *2017 International Conference on Information Networking (ICOIN)*, 2017, pp. 67–69.
- [25] Y. W. X. H. L. T. N. Chi, “1.8-Gb/s WDM visible light communication over 50-meter outdoor free space transmission employing CAP modulation and receiver diversity technology,” in *2015 Optical Fiber Communications Conference and Exhibition (OFC)*, 2015.
- [26] W. P. Z. Ghassemlooy, *Optical Wireless Communications System and Channel Modelling with MATLAB®*. CRC Press, 2013.

- [27] J. M. Kahn and J. R. Barry, "Wireless infrared communications," *Proc. IEEE*, vol. 85, no. 2, pp. 265–298, 1997.
- [28] R. Hagelauer, J. Hausner, T. Lueftner, R. Weigel, M. Huemer, and C. Kroepl, "Edge-position modulation for high-speed wireless infrared communications," *IEE Proc. - Optoelectron.*, vol. 150, no. 5, pp. 427–437, Oct. 2003.
- [29] X. Li *et al.*, "Wireless Visible Light Communications Employing Feed-Forward Pre-Equalization and PAM-4 Modulation," *J. Light. Technol.*, vol. 34, no. 8, pp. 2049–2055, Apr. 2016.
- [30] J. G. Proakis, *Digital Communications*. New York: McGraw-Hill, 2001.
- [31] Z. Ghassemlooy, A. R. Hayes, N. L. Seed, and E. D. Kaluarachchi, "Digital pulse interval modulation for optical communications," *IEEE Commun. Mag.*, vol. 36, no. 12, pp. 95–99, 1998.
- [32] Z. Ghassemlooy and A. R. Hayes, "Digital pulse interval modulation for IR communication systems? a review," *Int. J. Commun. Syst.*, vol. 13, no. 7–8, pp. 519–536, Nov. 2000.
- [33] U. Sethakaset and T. A. Gulliver, "Performance of differential pulse-position modulation (DPPM) with concatenated coding over optical wireless communications," *IET Commun.*, vol. 2, no. 1, p. 45, 2008.
- [34] U. Sethakaset and T. A. Gulliver, "Differential Amplitude Pulse-Position Modulation for Indoor Wireless Optical Communications," *EURASIP J. Wirel. Commun. Netw.*, vol. 2005, no. 1, p. 542578, Dec. 2005.
- [35] K. Lee and H. Park, "Modulations for Visible Light Communications With Dimming Control," *IEEE Photonics Technol. Lett.*, vol. 23, no. 16, pp. 1136–1138, Aug. 2011.
- [36] H. Elgala, R. Mesleh, and H. Haas, "Indoor broadcasting via white LEDs and OFDM," *IEEE Trans. Consum. Electron.*, vol. 55, no. 3, pp. 1127–1134, Aug. 2009.
- [37] R. Prasad, *OFDM for Wireless Communications Systems*. Artech, 2004.
- [38] J. Armstrong, "OFDM for Optical Communications," *J. Light. Technol.*, vol. 27, no. 3, pp. 189–204, Feb. 2009.
- [39] J. R. Barry, *Wireless Infrared Communications*. Springer US, 1997.
- [40] A. A. Abdulkafi, M. Y. Alias, and Y. S. Hussein, "Performance analysis of DCO-OFDM in VLC system," in *2015 IEEE 12th Malaysia International Conference on Communications (MICC)*, 2015, pp. 163–168.
- [41] N. KUMAR, "VISIBLE LIGHT COMMUNICATION SYSTEMS FOR ROAD SAFETY APPLICATIONS," Aveiro, 2011.
- [42] J. Armstrong and A. J. Lowery, "Power efficient optical OFDM," *Electron. Lett.*, vol.

- 42, no. 6, p. 370, 2006.
- [43] J. Armstrong, B. J. C. Schmidt, D. Kalra, H. A. Suraweera, and A. J. Lowery, "SPC07-4: Performance of Asymmetrically Clipped Optical OFDM in AWGN for an Intensity Modulated Direct Detection System," in *IEEE Globecom 2006*, 2006, pp. 1–5.
 - [44] M. F. O. SANYA, "Déploiement de réseaux optiques d'accès NGPON dans des métropoles de pays en développement," LIMOGES, ABOMEY-CALAVI, 2015.
 - [45] R. Mesleh, H. Elgala, and H. Haas, "An overview of indoor OFDM/DMT optical wireless communication systems," in *2010 7th International Symposium on Communication Systems, Networks & Digital Signal Processing (CSNDSP 2010)*, 2010, pp. 566–570.
 - [46] S. D. Dissanayake and J. Armstrong, "Comparison of ACO-OFDM, DCO-OFDM and ADO-OFDM in IM/DD Systems," *J. Light. Technol.*, vol. 31, no. 7, pp. 1063–1072, Apr. 2013.
 - [47] D. Tsonev, S. Sinanovic, and H. Haas, "Novel Unipolar Orthogonal Frequency Division Multiplexing (U-OFDM) for Optical Wireless," in *2012 IEEE 75th Vehicular Technology Conference (VTC Spring)*, 2012, pp. 1–5.
 - [48] N. Fernando, Y. Hong, and E. Viterbo, "Flip-OFDM for Unipolar Communication Systems," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 60, no. 12, pp. 3726–3733, Dec. 2012.
 - [49] I. S. 802.15.7-2018, "802.15.7-2011 - IEEE Standard for Local and Metropolitan Area Networks--Part 15.7: Short-Range Wireless Optical Communication Using Visible Light."
 - [50] et. al Yokoi, A., "More description about CSK constellation," 2011.
 - [51] S. Rajagopal, R. 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.
 - [52] K.-I. Ahn and J. K. Kwon, "Color Intensity Modulation for Multicolored Visible Light Communications," *IEEE Photonics Technol. Lett.*, vol. 24, no. 24, pp. 2254–2257, Dec. 2012.
 - [53] R. Singh, T. O'Farrell, and J. P. R. David, "An Enhanced Color Shift Keying Modulation Scheme for High-Speed Wireless Visible Light Communications," *J. Light. Technol.*, vol. 32, no. 14, pp. 2582–2592, Jul. 2014.
 - [54] E. Monteiro and S. Hranilovic, "Design and Implementation of Color-Shift Keying for Visible Light Communications," *J. Light. Technol.*, vol. 32, no. 10, pp. 2053–2060, May 2014.
 - [55] R. J. Drost and B. M. Sadler, "Constellation Design for Channel Precompensation in

- Multi-Wavelength Visible Light Communications,” *IEEE Trans. Commun.*, vol. 62, no. 6, pp. 1995–2005, Jun. 2014.
- [56] G. Hill, “Peak power reduction in orthogonal frequency division multiplexing transmitters,” Victoria University, 2011.
- [57] O. Gouba, “Approche conjointe de la réduction du facteur de crête et de la linéarisation dans le contexte OFDM,” école doctorale Matisse, Supélec, 2013.
- [58] J. L. G. Monsalve, “GreenOFDM a new method for OFDM PAPR reduction,” GRENOBLE ALPES, 2019.
- [59] A. Skrzypczak, “Contribution à l’étude des modulations multiporteuses OFDM / OQAM et OFDM suréchantillonnées,” Rennes 1, 2007.
- [60] S. B. Slimane, “Peak-to-average power ratio reduction of OFDM signals using pulse shaping,” in *Globecom '00 - IEEE. Global Telecommunications Conference. Conference Record (Cat. No.00CH37137)*, vol. 3, pp. 1412–1416.
- [61]. C.Tellambura and M. Friese, *Orthogonal Frequency Division Multiplex for Wireless Communications*. Springer, 2006.
- [62] M. Chafii, “Etude d’une nouvelle forme d’onde multiporteuses à PAPR réduit,” École doctorale Matisse, CentraleSupélec,.
- [63] R. van Nee and A. de Wild, “Reducing the peak-to-average power ratio of OFDM,” in *VTC '98. 48th IEEE Vehicular Technology Conference. Pathway to Global Wireless Revolution (Cat. No.98CH36151)*, vol. 3, pp. 2072–2076.
- [64] H. Ochiai and H. Imai, “On the distribution of the peak-to-average power ratio in OFDM signals,” *IEEE Trans. Commun.*, vol. 49, no. 2, pp. 282–289, 2001.
- [65] Xuefu Zhou and J. J. Caffery, “A new distribution bound and reduction scheme for OFDM PAPR,” in *The 5th International Symposium on Wireless Personal Multimedia Communications*, vol. 1, pp. 158–162.
- [66] M. Sharif, M. Gharavi-Alkhansari, and B. H. Khalaj, “On the peak-to-average power of ofdm signals based on oversampling,” *IEEE Trans. Commun.*, vol. 51, no. 1, pp. 72–78, Jan. 2003.
- [67] A. R. S. Bahai, M. Singh, A. J. Goldsmith, and B. R. Saltzberg, “A new approach for evaluating clipping distortion in multicarrier systems,” *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, vol. 20, no. 5, pp. 1037–1046, Jun. 2002.
- [68] H. Elgala, R. Mesleh, and H. Haas, “A study of LED nonlinearity effects on optical wireless transmission using OFDM,” in *2009 IFIP International Conference on Wireless and Optical Communications Networks*, 2009, pp. 1–5.
- [69] R. W. Bäuml, R. F. H. Fischer, and J. B. Huber, “Reducing the peak-to-average power

- ratio of multicarrier modulation by selected mapping,” *Electron. Lett.*, vol. 32, no. 22, p. 2056, 1996.
- [70] S. H. Müller and J. B. Huber, “OFDM with reduced peak-to-average power ratio by optimum combination of partial transmit sequences,” *Electron. Lett.*, vol. 33, no. 5, p. 368, 1997.
- [71] and J. B. H. Marco Breiling, Stefan H. Muller–Weinfurtner, “Peak-Power Reduction in OFDM without explicit side information,” in *5th International OFDM-Workshop*, 2000.
- [72] H. Breiling, S. H. Muller-Weinfurtner, and J. B. Huber, “SLM peak-power reduction without explicit side information,” *IEEE Commun. Lett.*, vol. 5, no. 6, pp. 239–241, Jun. 2001.
- [73] A. D. S. Jayalath and C. Tellambura, “A blind SLM receiver for PAR-reduced OFDM,” in *Proceedings IEEE 56th Vehicular Technology Conference*, pp. 219–222.
- [74] S. H. Muller and J. B. Huber, “A comparison of peak power reduction schemes for OFDM,” in *GLOBECOM 97. IEEE Global Telecommunications Conference. Conference Record*, vol. 1, pp. 1–5.
- [75] T. S. Rappaport, *Wireless Communications: Principles and Practice*. IEEE Press (The Institute of Electrical And Electronics Engineers, Inc. Prentic Hall PTR, 1966.
- [76] T. A. Wilkinson, A. E. Jones, and S. K. Barton, “Block coding scheme for reduction of peak to mean envelope power ratio of multicarrier transmission schemes,” *Electron. Lett.*, vol. 30, no. 25, pp. 2098–2099, Dec. 1994.
- [77] A. E. Jones and T. A. Wilkinson, “Combined coding for error control and increased robustness to system nonlinearities in OFDM,” in *Proceedings of Vehicular Technology Conference - VTC*, vol. 2, pp. 904–908.
- [78] T. A. Wilkinson and A. E. Jones, “Minimisation of the peak to mean envelope power ratio of multicarrier transmission schemes by block coding,” in *1995 IEEE 45th Vehicular Technology Conference. Countdown to the Wireless Twenty-First Century*, vol. 2, pp. 825–829.
- [79] V. Tarokh and H. Jafarkhani, “An algorithm for reducing the peak to average power ratio is a multicarrier communications system,” in *1999 IEEE 49th Vehicular Technology Conference (Cat. No.99CH36363)*, vol. 1, pp. 680–684.
- [80] D. Wulich, “Peak factor in orthogonal multicarrier modulation with variable levels,” *Electron. Lett.*, vol. 32, no. 20, p. 1859, 1996.
- [81] J. E. M. Nilsson, “Coding to control the signal waveform in M-ary PSK multicarrier communications,” in *Radio Vetenskap och Kommunikation '96*, 1996.

- [82] D. Wulich, "Reduction of peak to mean ratio of multicarrier modulation using cyclic coding," *Electron. Lett.*, vol. 32, no. 5, p. 432, 1996.
- [83] Y. Zhang, A. Yongacoglu, J.-Y. Chouinard, and L. Zhang, "OFDM peak power reduction by sub-block-coding and its extended versions," in *1999 IEEE 49th Vehicular Technology Conference (Cat. No.99CH36363)*, vol. 1, pp. 695–699.
- [84] S. Boyd, "Multitone signals with low crest factor," *IEEE Trans. Circuits Syst.*, vol. 33, no. 10, pp. 1018–1022, Oct. 1986.
- [85] S. J. Shepherd, P. W. J. Van Eetvelt, C. W. Wyatt-Millington, and S. K. Barton, "Simple coding scheme to reduce peak factor in QPSK multicarrier modulation," *Electron. Lett.*, vol. 31, no. 14, p. 1131, 1995.
- [86] R. D. J. van Nee, "OFDM codes for peak-to-average power reduction and error correction," in *Proceedings of GLOBECOM'96. 1996 IEEE Global Telecommunications Conference*, vol. 1, pp. 740–744.
- [87] Y. Louët, "Mise en oeuvre et performances des codes de Reed-Muller pour la réduction du facteur de crête dans la modulation OFDM," Rennes 1, 2000.
- [88] J. A. Davis and J. Jedwab, "Peak-to-mean power control in OFDM, Golay complementary sequences and Reed-Muller codes," in *Proceedings. 1998 IEEE International Symposium on Information Theory (Cat. No.98CH36252)*, p. 190.
- [89] A. G. Armada, V. Gil, and J. L. García, "Improving Peak-to-Average power Ratio (PAR) and Probability of Error in OFDM-based WLAN," 2001.
- [90] A. J. Grant and R. van Nee, "Efficient maximum likelihood decoding of peak power limiting codes for OFDM," in *VTC '98. 48th IEEE Vehicular Technology Conference. Pathway to Global Wireless Revolution (Cat. No.98CH36151)*, vol. 3, pp. 2081–2084.
- [91] T. May and H. Rohling, "Reducing the peak-to-average power ratio in OFDM radio transmission systems," in *VTC '98. 48th IEEE Vehicular Technology Conference. Pathway to Global Wireless Revolution (Cat. No.98CH36151)*, vol. 3, pp. 2474–2478.
- [92] Xiaodong Li and L. J. Cimini, "Effects of clipping and filtering on the performance of OFDM," *IEEE Commun. Lett.*, vol. 2, no. 5, pp. 131–133, May 1998.
- [93] J. Tellado-Mourelo, "Peak to Average Power Ratio Reduction for multicarrier modulation," Stanford, 1999.
- [94] S. Zabre, J. Palicot, Y. Louet, and C. Lereau, "SOCP Approach for OFDM Peak-to-Average Power Ratio Reduction in the Signal Adding Context," in *2006 IEEE International Symposium on Signal Processing and Information Technology*, 2006, pp. 834–839.
- [95] D. L. Jones, "Peak power reduction in OFDM and DMT via active channel

- modification,” in *Conference Record of the Thirty-Third Asilomar Conference on Signals, Systems, and Computers (Cat. No.CH37020)*, vol. 2, pp. 1076–1079.
- [96] B. S. Krongold, “New Techniques for Multicarrier Communication Systems,” Illinois at Urbana-Champaign,.
- [97] E.-V. I. Cudeanu, “PAPR Reduction of OFDM Signals using Partial Transmit Sequence and Clipping Hybrid Scheme,” in *AICT 2012: The Eighth Advanced International Conference on Telecommunications*, 2012.
- [98] A. Goel, “Improved PAPR Reduction in OFDM Systems,” JAYPEE INSTITUTE OF INFORMATION TECHNOLOGY, 2012.
- [99] H. Y. Sakran, M. Shokair, and A. A. Elazm, “COMBINED INTERLEAVING AND COMPANDING FOR PAPR REDUCTION IN OFDM SYSTEMS,” *Prog. Electromagn. Res. C*, vol. 6, pp. 67–78, 2009.
- [100] T. Jiang, W. Xiang, P. Richardson, D. Qu, and G. Zhu, “On the Nonlinear Companding Transform for Reduction in PAPR of MCM Signals,” *IEEE Trans. Wirel. Commun.*, vol. 6, no. 6, pp. 2017–2021, Jun. 2007.
- [101] T. Jiang, Y. Yang, and Y.-H. Song, “Exponential Companding Technique for PAPR Reduction in OFDM Systems,” *IEEE Trans. Broadcast.*, vol. 51, no. 2, pp. 244–248, Jun. 2005.
- [102] S. A. Aburakhia, E. F. Badran, and D. A. E. Mohamed, “Linear Companding Transform for the Reduction of Peak-to-Average Power Ratio of OFDM Signals,” *IEEE Trans. Broadcast.*, vol. 55, no. 1, pp. 155–160, Mar. 2009.
- [103] J. Hou, J. H. Ge, and J. Li, “Trapezoidal companding scheme for peak-to-average power ratio reduction of OFDM signals,” *Electron. Lett.*, vol. 45, no. 25, p. 1349, 2009.
- [104] H. Zhang, Y. Yuan, and W. Xu, “PAPR Reduction for DCO-OFDM Visible Light Communications via Semidefinite Relaxation,” *IEEE Photonics Technol. Lett.*, vol. 26, no. 17, pp. 1718–1721, Sep. 2014.
- [105] A. W. Azim, “Signal Processing Techniques for Optical Wireless Communication Systems,” GRENOBLE ALPES, 2018.
- [106] T. Mao, Z. Wang, Q. Wang, and L. Dai, “Ellipse-based DCO-OFDM for visible light communications,” *Opt. Commun.*, vol. 360, pp. 1–6, Feb. 2016.
- [107] D. Guel, “Etude de nouvelles techniques de réduction du ‘facteur de crête’ (PAPR) à compatibilité descendante pour les systèmes multiporteuses,” Université Rennes 1, français, 2009.
- [108] K. ASADZADEH, “Efficient OFDM signaling schemes for visible light communication systems,” Hamilton, Ontario, Canada, 2011.

- [109] S. Weinstein and P. Ebert, "Data Transmission by Frequency-Division Multiplexing Using the Discrete Fourier Transform," *IEEE Trans. Commun. Technol.*, vol. 19, no. 5, pp. 628–634, Oct. 1971.
- [110] J. Armstrong and B. Schmidt, "Comparison of Asymmetrically Clipped Optical OFDM and DC-Biased Optical OFDM in AWGN," *IEEE Commun. Lett.*, vol. 12, no. 5, pp. 343–345, May 2008.
- [111] X. Li, R. Mardling, and J. Armstrong, "Channel Capacity of IM/DD Optical Communication Systems and of ACO-OFDM," in *2007 IEEE International Conference on Communications*, 2007, pp. 2128–2133.
- [112] D. J. F. Barros, S. K. Wilson, and J. M. Kahn, "Comparison of Orthogonal Frequency-Division Multiplexing and Pulse-Amplitude Modulation in Indoor Optical Wireless Links," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 60, no. 1, pp. 153–163, Jan. 2012.
- [113] R. Touhami, D. Slimani, and A. Khelil, "Analysis of an OFDM based Indoor Visible Light Communication System," in *2018 International Conference on Communications and Electrical Engineering (ICCEE)*, 2018, pp. 1–4.
- [114] Z. Fulai, L. Luokun, and Y. Jinjin, "DFT-spread combined with PTS method to reduce the PAPR in VLC-OFDM system," in *2014 IEEE 5th International Conference on Software Engineering and Service Science*, 2014, pp. 629–632.
- [115] W. O. Popoola, Z. Ghassemlooy, and B. G. Stewart, "Pilot-Assisted PAPR Reduction Technique for Optical OFDM Communication Systems," *J. Light. Technol.*, vol. 32, no. 7, pp. 1374–1382, Apr. 2014.
- [116] V. Guerra, C. Suarez-Rodriguez, O. El-Asmar, J. Rabadan, and R. Perez-Jimenez, "Pulse width modulated optical OFDM," in *2015 IEEE International Conference on Communication Workshop (ICCW)*, 2015, pp. 1333–1337.
- [117] R. Touhami, D. Slimani, A. A. Abdulkafi, Y. S. Hussein, and M. Y. Alias, "Combined Envelope Scaling with Modified SLM Method for PAPR Reduction in OFDM-Based VLC Systems," *J. Opt. Commun.*, Feb. 2020.
- [118] J. G. D. A. C. O. O. V. B.-L. P. L. D. Perez-Calderon, "Cubic Metric Reduction for DCO-OFDM Visible Light Communication Systems," *Light. Technol.*, vol. 33, no. 10, pp. 1971–1978, 2015.
- [119] Z. Yu, "OPTICAL WIRELESS COMMUNICATIONS WITH OPTICAL POWER AND DYNAMIC RANGE CONSTRAINTS," 2014.
- [120] A. A. Sharifi, "PAPR reduction of optical OFDM signals in visible light communications," *ICT Express*, vol. 5, no. 3, pp. 202–205, Sep. 2019.
- [121] W.-W. Hu, "PAPR Reduction in DCO-OFDM Visible Light Communication Systems

Using Optimized Odd and Even Sequences Combination,” *IEEE Photonics J.*, vol. 11, no. 1, pp. 1–15, Feb. 2019.

- [122] T.D.C. Little and H. Elgala, ”Adaptation of OFDM under Visible Light Communications and Illumination Constraints” MCL Technical Report., Multimedia Communications Laboratory., Department of Electrical and Computer Engineering., Boston University, Boston, Massachusetts, October 2, 2014.

Liste des publications

Publications dans les journaux

- **R. Touhami**, D. Slimani, A. A. Abdulkafi, Y. S. Hussein, and M. Y. Alias, “Combined Envelope Scaling with Modified SLM Method for PAPR Reduction in OFDM-Based VLC Systems,” *J. Opt. Commun.*, Feb. 2020.

Publications dans les conférences

- D. Slimani and **R. Touhami**, "Application of the OFDM technology on the fourth generation (4G) network mobile system," international conference on industrial engineering and manufacturing ICIEM'10 University of Batna, Algeria MAI 2010.
- **R. Touhami**, A.Khelil and F.Mehnana, “Application of Coded OFDM using RS-CC for DVB-T(2K/8K)”, 1re Conférence Nationale sur les Télécommunications CNT2012, Guelma, Algérie, 11-12 November 2012.
- **R. Touhami**, D. Slimani, and A. Khelil, “Analysis of an OFDM based Indoor Visible Light Communication System,” in *2018 International Conference on Communications and Electrical Engineering (ICCEE)*, 2018, pp. 1–4.

- ملخص - Abstract - Résumé -

ملخص: خلال هذا العمل البحثي المقدم، كان اهتمامنا تقييماً وتحسين أداء نظام الاتصال بالضوء المرئي المؤسس على تقنية DCO-OFDM. إنّ طيف تردد الراديو (RF) في تناقص بسبب زيادة الطلب على الاتصالات اللاسلكية وأصبح مزدحماً بشكل كبير. إنّ الاتصالات اللاسلكية البصرية مثل VLC أصبحت تمثل مرشحا واعدة لاستكمال الاتصالات التقليدية RF. تعتبر تقنية التضمين متعدد الحاملات OFDM مهمة في نظام OWC بسبب قدرته على زيادة معدلات نقل البيانات. إنّ PAPR العالي من بين أكبر المشاكل التي يعاني منها نظام VLC-OFDM بسبب اللاخطية في الصمامات الضوئية LED. لهذا، ومن أجل تخفيض الـ PAPR قمنا باقتراح عبارة لمعامل التحجيم مجتمعة مع طريقة SLM لتقليل الـ PAPR. نتائج المحاكاة أظهرت أن الطريقة المقترحة قد قللت من PAPR العالي في أنظمة DCO-OFDM.

الكلمات المفتاحية: *PAPR, DCO-OFDM, VLC, تحجيم, LED, SLM, تخفيض الـ PAPR*

Résumé: Dans ce travail de recherche, nous nous intéressons à l'évaluation et l'amélioration des performances d'un système de communication en lumière visible basé sur DCO-OFDM. Le spectre radiofréquence (RF) diminue en raison d'une augmentation de la demande d'applications sans fil et devient plus en plus encombré. Les communications sans fil optique OWC tel que le VLC deviennent un candidat prometteur pour compléter les communications RF conventionnelles. La modulation multi-porteuse OFDM est considérée pour OWC en raison de sa capacité à augmenter les taux de transmission des données. Le PAPR est un problème majeur dans le système VLC-OFDM en raison de la non-linéarité de la LED. Dans ce travail, nous proposons une expression pour le facteur de mise en échelle combiné avec la méthode SLM pour réduire le PAPR. Les résultats de simulation montrent que notre méthode a réduit le PAPR élevé des systèmes DCO-OFDM.

Mots clés: *DCO-OFDM, VLC, Scaling, LED, SLM, reduction de PAPR*

Abstract: In this research work, we are interested in evaluating and improving the performance of a Visible Light Communication System based on DCO-OFDM. The radio frequency spectrum (RF) is dwindling due to an increase in wireless application demand and becomes crowded. OPTIC Wireless OPTIC Communications such as VLC become a promising candidate to complete conventional RF communications. Optical Wireless Communications OWC such as VLC becomes a promising candidate to complete conventional RF communications. The multi-carrier modulation OFDM is considered for OWC due to its ability to increase data transmission rates. The high PAPR is a major problem in the VLC-OFDM system due to the non-linearity of the LED. In this work, we propose an expression for the scaling factor combined with the SLM method to reduce the PAPR. The simulation results show that our method has reduced the high PPRP of DCO-OFDM systems.

Keywords: *DCO-OFDM, VLC, Scaling, LED, SLM, PAPR reduction.*