

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieure et de la Recherche Scientifique
Université de Saida– Dr. Moulay Tahar
Faculté de Technologie

Thèse

Présentée pour obtenir le diplôme de

Doctorat en Sciences

Filière : Electronique

Spécialité : Electronique

Par :

MEFTAH Khaled

Thème :

**Amélioration des Performances du Système Hybride
Multi-accès OCDMA/OFDM dans les Futures Générations
de Réseaux Optique**



Thèse soutenue le 08 Juin 2023 devant le jury composé de :

N°	Nom et prénom	Grade	Etablissement	Qualité
01	F.Z. DRISS KHODJA	Prof.	Université de Saida – Dr. Moulay Tahar	Président
02	A.CHERIFI	MCA	Université de Saida – Dr. Moulay Tahar	Rapporteur
03	B. DJELLOULI	Prof.	Université de Saida – Dr. Moulay Tahar	Examineur
04	B.YAGOUBI	Prof.	Université de Mostaganem - A. Ibn Badis	Examineur
05	A.H.FERHAT	Prof.	Université de Setif – Dr. Ferhat Abbas	Examineur
06	N.G.SABRI	MCA	Université de Bechar – Tahri Mohamed	Examineur
07	O. ARBOUCHE	Prof.	Université de Saida – Dr. Moulay Tahar	Invité

Année universitaire 2022-2023

Remerciements

✚ Je remercie mon directeur de thèse docteur CHERIFI Abdelhamid pour son encadrement, ses idées, son soutien durant la préparation de cette thèse.

✚ Mes hommages à tous mes professeurs qui m'ont transmis leurs savoirs.

✚ Je remercie aussi tous les membres du jury pour m'avoir accordé l'honneur d'accepter d'examiner mon travail et juger sa valeur.

✚ Enfin, mes remerciements à toutes les personnes, qui d'une manière ou d'une autre, ont contribué au bon déroulement du projet, tant au niveau humain qu'au niveau scientifique.

Dédicaces

✚ *Tous d'abord je rends grâce à Allah de m'avoir donné la force et le courage de terminer ce travail.*

✚ *Je dédie ce travail à*

❖ *mes parents,*

❖ *ma femme*

❖ *et toute ma famille.*

Table des matières

REMERCIEMENTS	II
DEDICACES	III
TABLE DES MATIERES	IV
LISTE DES FIGURES.....	VII
LISTE DES TABLEAUX	VIII
LISTE DES ABREVIATIONS	IX
الملخص	XI
RESUME	XII
ABSTRACT	XIII
INTRODUCTION GENERALE	
1. INTRODUCTION GENERALE	14
2. PROBLEMATIQUE	17
3. OBJECTIF DE LA RECHERCHE	17
4. ORGANISATION DE LA THESE	18
CHAPITRE I : TECHNIQUES D'ACCES MULTIPLES DANS LES SYSTEMES OPTIQUES	
I.1. INTRODUCTION	19
I.2. TECHNIQUES D'ACCES MULTIPLES	20
I.2.1. Accès multiple par répartition en longueur d'onde (WDMA)	21
I.2.2. Accès multiple par répartition dans le temps (TDMA)	22
I.2.3. Accès multiple par répartition de codes optiques (OCDMA)	23
I.2.3.1. Les Avantages du système OCDMA	25
I.2.3.2. Les défis du système OCDMA	25
I.2.3.3. Classification des systèmes OCDMA.....	27
I.2.3.4. Les systèmes OCDMA à deux dimensions	27
I.3. MODULATION OPTIQUE	28
I.3.1. Modulation d'impulsion	29
I.3.2. Modulation OFDM	31
I.3.2.1. Chaîne de transmission OFDM	35
I.3.2.2. OFDM optique à polarisation DC (DCO-OFDM).....	37
I.3.2.3. OFDM optique à découpage asymétrique (ACO-OFDM).....	38
I.4. CONCLUSION	39
CHAPITRE II : SYSTEME OCDMA A CODAGE D'AMPLITUDE SPECTRALE	
II.1. INTRODUCTION	40
II.2. OCDMA A CODAGE D'AMPLITUDE SPECTRAL (SAC-OCDMA).....	40
II.2.1. Définition du système SAC-OCDMA	40
II.2.2. Principe du système SAC-OCDMA	40
II.3. CODAGE ET DECODAGE DU SYSTEME SAC-OCDMA.....	41
II.3.1. Encodage d'un signal SAC-OCDMA.....	42

II.3.1.1.	Encodage avec l'utilisation d'un masque d'amplitude.....	43
II.3.1.2.	Encodage avec l'utilisation d'un réseau sélectif planaire AWG	44
II.3.1.3.	Encodage avec l'utilisation des réseaux de Bragg FBG.....	44
II.3.1.4.	Encodage à l'aide de démultiplexeurs et multiplexeurs optiques	45
II.3.2.	Décodage d'un signal SAC-OCDMA	46
II.3.3.	Techniques de détection pour le système SAC-OCDMA	47
II.3.3.1.	Détection avec la technique de soustraction directe « dite AND »	47
II.3.3.2.	Détection avec la technique de soustraction complémentaire	48
II.4.	BRUITS DANS LE SYSTEME SAC-OCDMA.....	48
II.4.1.	Bruit du photo détecteur	49
II.4.1.1.	Bruit thermique	49
II.4.1.2.	Bruit de grenaille	49
II.4.1.3.	Le bruit en $1/f$	50
II.4.1.4.	Bruit de courant d'obscurité.....	50
II.4.2.	Bruit d'intensité induit par la phase (PIIN).....	50
II.4.3.	Interférence d'accès multiple (MAI).....	51
II.5.	CONCLUSION	52
CHAPITRE III : LES CODES OPTIQUES 1D ET 2D UTILISES DANS LES SYSTEMES OCDMA		
III.1.	INTRODUCTION	53
III.2.	CODES A UNE DIMENSION	53
III.2.1.	Codes optiques à inter-corrélation non nuls.....	53
III.2.1.1.	Code à double poids (DW).....	53
III.2.1.2.	Code à double poids modifié (MDW).....	55
III.2.2.	Codes optiques à inter-corrélation flexible.....	56
III.2.2.1.	Code FCC (Flexible cross correlation)	56
III.2.2.2.	Code diagonal aléatoire (RD).....	57
III.2.3.	Codes optiques à inter-corrélation nuls	59
III.2.3.1.	Code d'inter corrélation nulle à poids unique 1D-SWZCC	59
III.2.3.2.	Code de décalage ZCC (zero cross correlation)	62
III.2.3.3.	Code ZCC.....	64
III.3.	CODES A DEUX DIMENSIONS.....	66
III.4.	CONCLUSION	66
CHAPITRE IV : SIMULATIONS ET INTERPRETATIONS DES RESULTATS		
IV.1.	INTRODUCTION	67
IV.2.	CONSTRUCTION DE CODE A DECALAGE CYCLIQUE BIDIMENSIONNEL 2D-CS	67
IV.3.	DESCRIPTION DU SYSTEME OCDMA	70
IV.4.	PERFORMANCES DU SYSTEME OCDMA.....	72
IV.5.	COMPARAISON DES CODES BIDIMENSIONNELS	75
IV.6.	EVALUATION DES PERFORMANCES DU SYSTEME OCDMA BASE SUR LES CODE PROPOSE 2D-CS	76
IV.6.1.	Résultats numériques du système proposé	77

IV.6.1.1.	Effet du nombre d'utilisateurs sur le taux d'erreur binaire.....	77
IV.6.1.2.	Effet du nombre d'utilisateurs sur le rapport signal sur bruit	78
IV.6.1.3.	Effet du débit binaire.....	79
IV.6.1.4.	Effet de la puissance effective de la source	80
IV.6.1.5.	Effets de la largeur spectrale sur le taux d'erreur binaire pour $L_1= 57$ et $L_2= 3$	81
IV.6.1.6.	Effets de bruit sur le taux d'erreur binaire pour un nombre utilisateur $K = 120$	82
IV.6.1.7.	Courant incident (I_r) en fonction de la puissance effective de la source pour un nombre utilisateurs $K = 120$	83
IV.6.1.8.	Courant de bruit (I_{noise}) en fonction de la puissance effective de la source pour un nombre utilisateur $K = 120$	84
IV.6.1.9.	Effet du nombre d'utilisateurs sur le facteur Q	85
IV.6.1.10.	Efficacité spectrale en fonction du poids du code.....	87
IV.7.	CONFIGURATION DU SYSTEME A L'AIDE DU LOGICIEL OPTISYSTEM	89
IV.7.1.	Résultats numérique du système OCDMA basée sur le code proposé 2D-CS	95
IV.7.1.1.	Effet de la longueur de fibre sur le facteur Q et le TEB pour trois débits binaire différentes de 622Mbps, 1Gbps et 1.5Gbps	95
IV.7.1.2.	Effet du débit binaire sur le facteur Q et le TEB pour trois longueurs de fibres différentes : $L= 20km$, $L=30km$ et $L=40 km$	96
IV.8.	CONCLUSION	98
CONCLUSION GENERALE ET PERSPECTIVES		
CONCLUSION GENERALE ET PERSPECTIVES.....		99
PUBLICATION		101
BIBLIOGRAPHIES		102

Liste des Figures

Figure I. 1: Comparaison de trois techniques d'accès multiples TDMA, WDMA et OCDMA.....	20
Figure I. 2: Schéma fonctionnel de WDMA	22
Figure I. 3: Schéma fonctionnel de TDMA	23
Figure I. 4: Schéma de principe d'un système OCDMA	24
Figure I. 5: Classification des systèmes OCDMA existants	27
Figure I. 6: Démonstration des schémas de modulation d'impulsion SC, OOK et PPM	30
Figure I. 7: Comparaison entre (a) une porteuse unique, (b) le multiplexage par répartition en fréquence général et (c) le multiplexage par répartition en fréquences orthogonales.	32
Figure I. 8: Démonstration de SSM et MSM	33
Figure I. 9: Modulation OFDM à l'aide IFFT	34
Figure I. 10: La chaîne de transmission OFDM	35
Figure I. 11: Système DCO-OFDM.....	37
Figure I. 12: Système ACO-OFDM.....	38
Figure II. 1: Principe du système SAC-OCDMA	41
Figure II. 2: Principe de l'encodage spectral SAC-OCDMA pour l'utilisateur désiré	42
Figure II. 3: Principe de l'encodage spectral SAC-OCDMA pour l'utilisateur interférant avec le code 1	42
Figure II. 4: Encodage SAC-OCDMA effectué avec un masque d'amplitude	43
Figure II. 5: Encodage SAC-OCDMA avec l'utilisation des réseaux sélectifs planaire AWG.....	44
Figure II. 6: Encodage SAC-OCDMA avec l'utilisation des réseaux de Bragg.....	45
Figure II. 7: Encodage SAC-OCDMA avec l'utilisation d'un démultiplexeur et de multiplexeurs	45
Figure II. 8: Principe de décodage spectral SAC-OCDMA du premier utilisateur pour un signal émis avec le code 1	46
Figure II. 9: Détection avec la technique de soustraction directe	47
Figure II. 10: Détection avec la technique de soustraction complémentaire	48
Figure IV. 1: La représentation des séquences de code 2D-CS en 3D	70
Figure IV. 2: Système OCDMA utilisant deux dimensions 2D	71
Figure IV. 3: Architecture de l'émetteur OCDMA proposé.....	71
Figure IV. 4: Architecture de récepteur OCDMA proposée.....	72
Figure IV. 5: Le taux d'erreur binaire en fonction du nombre d'utilisateurs simultanés pour $L_1=57$ et $L_2=3$	77
Figure IV. 6: Le rapport signal sur bruit en fonction du nombre d'utilisateurs simultanés pour $L_1=57$ et $L_2=3$	78
Figure IV. 7: Le taux d'erreur binaire en fonction du débit binaire pour un nombre utilisateurs $K=70$	79
Figure IV. 8: Le taux d'erreur binaire en fonction de la puissance effective de la source	80
Figure IV. 9: Le taux d'erreur binaire BER en fonction de la largeur spectrale pour ($M=57$ et $N=3$)	81
Figure IV. 10: Le taux d'erreur binaire BER par rapport à la puissance effective de la source en tenant compte des différents effets de bruit pour nombre utilisateur $K=120$	82
Figure IV. 11: Le courant incident (I_r) en fonction de la puissance effective de la source pour un nombre utilisateurs $K=120$	83
Figure IV. 12: Le courant de bruit (I_{noise}) en fonction de la puissance effective de la source pour un nombre utilisateurs $K=120$	84
Figure IV. 13: Le facteur-Q en fonction du nombre d'utilisateurs simultanés pour $L_1=57$ et $L_2=3$	85
Figure IV. 14: Efficacité spectrale en fonction du poids du code	87
Figure IV. 15: Architecture du système 2D-CS/OCDMA-PON.....	90
Figure IV. 16: Configuration du système 2D-OCDMA basée sur le nouveau code 2D-CS pour quatre utilisateurs	92
Figure IV. 17: Diagramme de l'œil pour quatre utilisateurs	93
Figure IV. 18: Diagramme de l'œil du quatrième utilisateur utilisant le code 2D-CS.....	94
Figure IV. 19: Facteur Q en fonction de la longueur de fibre pour différentes débits de données	95

Figure IV. 20: Taux d'erreur binaire en fonction de la longueur de fibre pour différents débits de données	95
Figure IV. 21: Taux d'erreur binaire en fonction de débit de données pour les différentes longueurs de fibre SMF à 20, 30 et 40 km	96
Figure IV. 22: Le facteur Q en fonction de débit de données pour données pour les différentes longueurs de fibre SMF à 20, 30 et 40 km.....	97

Liste des Tableaux

Tableau I. 1: Présentation des types de codage dans les systemes OCDMA	28
Tableau III. 1: Exemple De Séquences De Code MDW Pour $W=4$	55
Tableau III. 2: Code FCC	56
Tableau III. 3: Code SWZCC.....	61
Tableau III. 4: Les positions des « 1 » dans la matrice ZCC.....	65
Tableau IV. 1: Code 1D-CS avec $K = 4$ et $w = 3$	68
Tableau IV. 2: Code 2D-CS pour $w_1= 2$, $K_1=3$, $w_2=2$ et $K_2=2$	69
Tableau IV. 3: Inter/auto corrélation du code 2D-CS	70
Tableau IV. 4: Comparaison entre le code 2D-CS et le code 2D-DCS	76
Tableau IV. 5: Paramètres du système utilisés pour l'analyse numérique.....	76
Tableau IV. 6: Etude de comparaison de l'efficacité spectrale « SE » en fonction du poids de codes dépendants	88
Tableau IV. 7: Paramètres de configuration de réseau 2D-CS OCDMA.....	89
Tableau IV. 8: Implémentation de la matrice du code 2D-CS pour le réseau du système 2D- OCDMA spectral /spatial.....	91

Liste des abréviations

SAC : Spectral Amplitude Coding
OCDMA : Optical Code Division Multiple Access
OFDM : Orthogonal Frequency Division Multiplexing
PIIN : Phase Induced Intensity Noise
MAI : Multiple Access Interference
ZCC : Zero Cross Correlation
SNR : Signal-to-Noise Ratio
BER : Bit Error Rate
TEB : Taux d'Erreur Binaire
Q : Quality Factor
SDD : Spectral Direct Detection
PD : Photo-Detector
DW : Double Weight
MDW : Modified Double Weight
FCC : Flexible Cross Correlation
MD : Multi-Diagonal
PD : Perfect Difference
MS : Multi Service
DCS : Dynamic Cyclic Shift
PD/MD : Perfect Difference/Multi Diagonal
DCS/MD : Dynamic Cyclic Shift/Multi Diagonal
QoS : Quality of Service
TDMA : Time Division Multiple Access
FDMA : Frequency Division Multiple Access
WDMA : Wavelength Division Multiple Access
WDM Wavelength Division Multiplexing.
CDMA Code Division Multiple Access.
MUX Multiplex
DEMUX Demultiplex
1D : One Dimensional
ZCC : Zero Cross Correlation
CS : Cyclic Shift
ISI : Inter Symbol Interference
PON : Passive Optical Network
FTTH : Fiber To The Home
SMF : Single Mode Fiber
LASER : Light Amplification by Stimulated Emission of Radiation
LED : Light Emitting Diode
OOK : On Off Keying
IM/DD : Intensity Modulation / Direct Detection
2D : Two-Dimensional
ACO: Asymmetrically Clipped Optical
FFT : Fast Fourier Transform
CSK : Code-Shift-Keying
CP : Cyclic Prefix
CW ; Continuous Wave
DPSK : Differential Phase-Shift Keying
DQPSK : Differential Quaternary Phase Shift Keying
FBG : Fiber Bragg Grating
FCC : Flexible Cross Correlation

IFFT: Inverse Fast Fourier Transform
TOV: Transient Over-Voltage
OW: Optical Wireless
LPF: Low Pass Filter
QAM: Quadrature Amplitude Modulation
RF: Radio Frequency
RZ: Return to Zero
SC : Single Carrier
PSK : Phase-Shift Keying
PPM : Pulse-Position Modulation
MSM :: Multiple subcarrier modulation
SSM: Single subcarrier modulation
MCM: Multiple carrier modulation
SCM : Subcarrier Multiplexing
MCM : Multi-Carrier Modulation
MSM : Multiple-Subcarrier Modulation
SSM : Single-Subcarrier Modulation
MZ : Mach-Zehnder
NRZ : Non Return to Zero
OOC : Optical Orthogonal Code

" تحسين أداء النظام الهجين متعدد الوصول OCDMA/OFDM في الأجيال القادمة من الشبكات البصرية "

الملخص:

يندرج عمل هذه الأطروحة في إطار نقل البيانات في الشبكات الضوئية ذات الوصول المتعدد بتقسيم الرمز البصري OCDMA حيث يتم مشاركة عرض النطاق الترددي بين العديد من الموجات الفرعية الحاملة للرموز المرسل. تتيح تقنية تعدد الإرسال هذه للعديد من المستخدمين مشاركة الشبكة في وقت واحد ومتزامن عن طريق تعيين رمز محدد لكل مستخدم. تخضع هذه التقنية للعديد من العوامل مثل معدل التدفق وعدد المستخدمين المتزامنين وصلاحيات المرسل والمستقبل ونوع الشفرة . ومع ذلك ، فإن هذه العوامل محدودة بسبب تأثير تداخل المسارات المتعددة MAI ، الذي يؤثر على أداء النظام. هذا الأخير يرجع لعدم التماثل والارتباط الجيد للرموز المستخدمة. من أجل تحسين الكفاءة الطيفية للإشارات المرسل ، وتحسين قدرة الإرسال ، وتقليل تأثير التداخل بين الرموز (IES) ،، يتم استخدام تقنية OFDM متعدد الموجات الحاملة للرموز المرسل لتحسين أداء نظام SAC-OCDMA. لحل هذه المشكلة ، نقترح عائلة جديدة من رمز ثنائي الأبعاد 2D-CS والذي يعد امتداداً لرمز أحادي البعد للتنفيذ في الجيل التالي من الشبكات الضوئية. في هذا العمل ، يتميز الرمز الجديد المقترح من عائلة ZCC بسعة عالية وطول الرمز العملي وخاصية الارتباط الجيدة ، مما يؤدي إلى التخلص تماماً من التداخل MAI. يتم تحليل خصائص هذا الرمز ومقارنتها بالرموز ثنائية الأبعاد الأخرى بما في ذلك : 2D-DCS , 2D-PD , 2D-ZCC/MD و 2D-MS. كما يتم تقييم أداء النظام بناءً على الرمز المقترح من حيث معدل الخطأ (TEB) وللتحقق من صحة نتائجنا وجعلها عملية في الإرسال البصري ، استخدمنا برنامج Optisystem لمحاكاة النظام المقترح. كلمات مفتاحية: IES, TEB, MS, MD, ZCC, DCS, CS, MAI, SAC, OFDM, OCDMA.

« Amélioration des performances du système hybride multi-accès OCDMA/OFDM dans les futures générations de réseaux optique»

Résumé:

Le travail de cette thèse s'inscrit dans le cadre de transmission de données dans les réseaux hybrides à accès multiple par répartition de code optique OCDMA où la bande passante est partagée entre plusieurs sous porteuses pour les codes transmis. Cette technique de multiplexage permet à nombreux utilisateurs de partager un réseau simultanément et de manière synchrone en attribuant un code spécifique à chaque utilisateur.

Elle est régie par de nombreux paramètres tels que le débit, le nombre d'utilisateurs simultanés, les puissances de l'émetteur et du récepteur et le type de code. Cependant, ces paramètres sont limités en raison de l'effet de l'interférence d'accès multiple (MAI), qui influence sur le rendement du système. Ce dernier est dû aux produits d'inter-corrélation non nuls des codes utilisés.

Afin d'améliorer l'efficacité spectrale des signaux transmis, d'améliorer la capacité de multiplexage, et de réduire l'effet de l'interférence entre symbole (IES), une technique de modulation multi porteuse OFDM est utilisé pour améliorer les performances du système SAC-OCDMA.

Pour résoudre ce problème nous proposons une nouvelle famille de code bidimensionnel à décalage cyclique 2D-CS qui est une extension d'un code unidimensionnel pour une implémentation dans les réseaux optiques passifs de nouvelle génération.

Dans ce travail, le nouveau code proposé de la famille ZCC est caractérisé par une capacité élevée de multiplexage, une longueur de code pratique et une bonne propriété de corrélation, qui nous conduit à éliminer totalement le MAI. Les caractéristiques de ce code sont analysées et comparées à d'autres codes bidimensionnels notamment 2D-DCS, 2D-PD, ZCC/MD et 2D-MS. les performances du système basé sur le code proposé sont évaluées en termes du taux d'erreur binaire (TEB) et pour valider nos résultats et les rendre pratiques dans la transmission optique, nous avons utilisé le logiciel Optisystem pour simuler le système proposé.

Mots clés: OCDMA, OFDM, SAC, MAI, CS, DCS, ZCC, MD, MS, TEB, IES.

« Performance improvement of hybrid system multi-access OCDMA/OFDM in future generations of optical networks »

Abstract:

The work in this thesis is part of the code division multiple access for data transmission in hybrid optical networks OCDMA where the bandwidth is shared between several sub-carriers for the transmitted codes. This multiplexing technique allows many users to share a network simultaneously and synchronously by assigning a specific code to each user.

It is governed by many parameters such as data rate, number of simultaneous users, the transmitter and receiver powers, and the code type. However, these parameters are limited due to the effect of multiple access interference (MAI), which influence the system performance. It's due to the non-zero cross correlation products of the used codes.

In order to improve the spectral efficiency of the transmitted signals, improve the multiplexing capacity, and reduce the effect of inter symbol interference (ISI), a multi-carrier OFDM modulation technique is used to improve the performance of the SAC-OCDMA system.

To solve this problem we propose a new family of two dimensional cyclic shift code 2D-CS which is an extension of a one dimensional code for an implementation in next generation of passive optical networks.

In this work, the proposed new code of the ZCC family is characterized by a high multiplexing capacity, a practical code length and a good correlation property which leads us to totally eliminate the MAI. The characteristics of this code are analyzed and compared to other two-dimensional codes including 2D-DCS, 2D-PD, ZCC/MD and 2D-MS. the performance of the system based on the proposed code are evaluated in terms of bit error rate (BER) and to validate our results and make them practical in optical transmission, we used Optisystem software to simulate the proposed system.

Keys words: OCDMA, OFDM, SAC, MAI, CS, DCS, ZCC, MD, MS, BER, ISI.

INTRODUCTION GENERALE

1. Introduction générale

Au cours des dernières années, la technique OCDMA a attiré beaucoup d'attention en raison de sa capacité à permettre à plusieurs utilisateurs de partager la même bande passante du canal de manière asynchrone et synchrone en fournissant à chaque utilisateur son propre code **(Alayedi et al. 2019, 2020a, 2020b ; Cherif et al. 2016, 2018, 2019 ; Gupta et Goel 2017 ; Abd et al. 2014 ; Nisar 2016)**. De plus, cette technique présente plusieurs fonctionnalités telles que le service de transmission de données multiples, le niveau de sécurité élevé, l'utilisateur à accès multiple, le réseau adaptable et évolutif et l'absence de chevauchement de paquets » **(Cherifi et al. 2019 ; Durand et al. 2012, 2016 ; Martinez et al. 2020)**. De plus, la technique OCDMA est compatible avec les techniques de multiplexage par répartition en longueur d'onde (WDM) et l'accès multiple par répartition dans le temps (TDMA), de sorte qu'elle peut présenter une solution très efficace et potentielle pour les futurs réseaux optiques **(Mrabet et al. 2020)**. Ainsi, les systèmes OCDMA peuvent être classés en deux catégories : les systèmes cohérents qui utilisent des codes bipolaires (- 1) et (+ 1) et les systèmes non cohérents qui utilisent des codes unipolaires (0) et (1).

En termes de comparaison, l'orthogonalité entre codes est strictement garantie pour des systèmes cohérents qui sont probablement atteints pour des systèmes incohérents. De plus, les systèmes cohérents exploitent plusieurs éléments qui augmentent par conséquent le coût de l'infrastructure et la complexité du système. Cependant, les systèmes incohérents dépendent de la modulation d'intensité et de la détection directe dans les opérations d'encodage et de décodage **(Alayedi et al. 2020a ; Cherifi et al. 2019, 2020)**.

Le système OCDMA à codage d'amplitude spectrale (SAC-OCDMA) souffre des interférences d'accès multiples (MAI) qui entraînent une dégradation des performances du système **(Durand et al. 2012 ; Mrabet et al. 2009 ; Okassa M'foubat et al. 2012)**.

Ce problème peut être éliminé si les codes ont une valeur de corrélation croisée nulle **(Gupta et Goel 2017)**. En outre, le système OCDMA est affecté par plusieurs sources de bruit tels que le bruit thermique et le bruit de grenaille provenant de spectres qui se chevauchent en raison du fait que différents utilisateurs partagent les ressources du réseau **(Arief et al. 2013 ; Durand et al. 2016 ; Feng et al. 2015)**.

En fait, plusieurs facteurs peuvent contribuer à améliorer les performances des systèmes OCDMA, tels que l'incrément du poids du code améliorera sûrement la qualité de service, les propriétés de corrélation et le taux d'erreur binaire **(Imtiaz et al. 2016)**. Selon les composants utilisés dans les réseaux d'accès optiques, il peut être classé en deux types couvrant le réseau optique passif (PON) et le réseau optique actif (AON).

La différence entre eux peut être déterminée grâce à l'utilisation d'un démultiplexeur optique et électrique, respectivement (**Yousif et Nisar 2013**). De plus, le réseau AON a besoin d'énergie plus que le réseau PON, donc le réseau PON est considéré comme un économiseur d'énergie (**Butt et al. 2018**). C'est une technique de diffusion (point à multipoint) qui utilise des composants passifs tels que : les coupleurs, les séparateurs, les fibres optiques, etc. Par conséquent, il est adaptatif avec la technique OCDMA et peut être considéré comme un candidat très prometteur pour les réseaux de nouvelle génération.

Les transmissions entre les émetteurs et les récepteurs peuvent également être procédé d'un terminal de ligne optique (OLT) à une unité de réseau optique (ONU) (**Mrabet et al. 2018, 2019**).

L'objectif de PON tente d'étendre la bande passante qui permet la capacité de transporter des informations sur l'ordre du gigabit pour répondre aux exigences des systèmes de communication optique (**Kora et al. 2011 ; Mrabet et al. 2017 ; Okassa M'foubat et al. 2012**). Par conséquent, le système OCDMA-PON a attiré les chercheurs puisque ce dernier peut garantir la confidentialité d'une transmission de données, une communication entièrement asynchrone, la même bande passante pour les liaisons montantes et descendantes et des réseaux d'accès à haut débit. Le système OCDMA-PON fait face à plusieurs défis tels que la réduction de la complexité des algorithmes de gestion des ressources là où il devrait être résolu. Cela permet à OCDMA-PON d'être autorisé à assurer l'allocation des ressources sur demande et adaptative (**Hadi et Pakravan 2017 ; Mrabet et al. 2017, 2018, 2019**).

Plusieurs codes ont été proposés pour les systèmes OCDMA tels que les codes unidimensionnels (1D) qui encodent une composante fréquentielle ou de temporelle et des codes bidimensionnels (2D) qui encodent l'ensemble de composantes fréquentielle et de temporelle. L'augmentation de la capacité du système nécessite un grand nombre de filtres avec une bande passante réduite pour de nombreuses longueurs d'onde, ce qui est une solution pratique qui conduit automatiquement à augmenter la longueur du code et à dégrader les performances du système (**Lin et al. 2005**). De plus, l'encodage 2D comprend non seulement la combinaison entre les composantes de fréquence et de temps, mais également la combinaison entre la fréquence et l'espace, la fréquence et la polarisation, etc. (**Kadhim et al. 2014**).

Pour cela, plusieurs approches publiées récemment pour les systèmes 2D-OCDMA utilisent le domaine spectral et spatial comme premier et deuxième domaine de codage pour remédier à ce problème. Ces codes souffrent d'une corrélation croisée élevée ($\lambda_c \geq 1$), par exemple les codes de différence parfaite 2D (PD) et de décalage cyclique dynamique 2D (DCS) et les codes multiservices 2D (MS) qui sont proposés par **Lin et al. [16]**, **Najjar et al. (Najjar et al. 2017)** et **Jellali et al. (Jellali et al. 2017)** respectivement. Bien que ces codes puissent minimiser le MAI en utilisant une

propriété d'annulation du MAI, aucun d'entre eux ne peut totalement l'éliminer car ils ont une valeur de corrélation croisée constante entre deux codes adjacents. De plus, les codes 2D-DCS et 2D-MS peuvent améliorer le système OCDMA en augmentant la longueur de code de la composante spatiale et en diminuant la longueur de code de la composante spectrale.

Yang et al. (Chao-Chin Yang et Jen-Fa Huang 2003) ont proposé un codage 2D-M-Matrice basé sur le code de séquence M avec une technique de codage spatial dépendante pour la première séquence de code et une technique de codage de fréquence pour la seconde séquence de code. Ce code présente un inconvénient caractérisé par une valeur de corrélation croisée élevée. En conséquence, l'amélioration des performances du système est réduite. Néanmoins, ce code souffre de MAI et son amélioration est limitée du fait que le code 2D-PD peut être surmonté et donner de meilleures performances bien que la longueur de code du deuxième composant soit elle-même avec une différenciation de la longueur de code du premier composant qui est moindre pour le code PD que démontré dans **(Lin et al. 2005)**. De plus, **Matem et al. (Matem et al. 2019)** ont proposé un code hybride 2D avec à la fois une corrélation croisée nulle (ZCC) pour l'encodage spectral et multi diagonale (MD) pour le code d'encodage spatial. Ce code hybride peut supprimer l'effet MAI en raison de sa propriété ZCC pour les deux codes, mais grâce à la construction du code ZCC, il a été constaté que la cardinalité est fortement liée au poids du code dans un autre sens ; le nombre d'utilisateurs ne peut être augmenté sans augmenter le poids du code contrairement au code MD.

Afin de pallier ces derniers inconvénients, nous proposons une nouvelle famille de code 2D à décalage cyclique (2D-CS) conçu par extension de code 1D pour une implémentation dans les systèmes optiques incohérents.

Ce code proposé caractérisé par la propriété de ZCC a une bonne propriété de corrélation, une grande capacité en terme de nombre d'utilisateurs sélectionnés et une longueur de code flexible en choix de poids de code ce qui nous permet de réduire l'effet de MAI. L'adaptation de la technique OCDMA avec PON à l'aide d'un code 2D-CS est discutée dans la partie simulation pour montrer les avantages du code dans les prochaines générations.

Dans ce travail, à l'aide de nouvelle famille de code proposé pour accueillir un grand nombre utilisateurs simultanés, améliorer la capacité du système, économiser la puissance effective au niveau du récepteur et réduire la dégradation du système.

Afin d'obtenir des meilleures performances du système proposé, la technique de modulation OFDM est combiné avec l'OCDMA. Cette combinaison fournit une bonne exploitation du spectre.

La technique OFDM est principalement utilisée dans les systèmes de communication sans fil, tels que le Wi-Fi et les réseaux cellulaires, pour augmenter l'efficacité spectrale et la robustesse du signal. Cependant, elle peut également être adaptée à la communication optique pour tirer parti de ses avantages.

En communication optique, l'OFDM est utilisé pour transmettre des signaux optiques sur des fibres optiques en divisant la bande passante totale en plusieurs sous-porteuses orthogonales. Chaque sous-porteuse est modulée avec des données indépendantes, ce qui permet une transmission parallèle de multiples flux de données.

L'OFDM en communication optique présente plusieurs avantages. Il permet une utilisation efficace de la bande passante en transmettant simultanément des signaux sur plusieurs sous-porteuses. De plus, il est moins sensible aux effets de dispersion et d'atténuation sur les fibres optiques, ce qui permet de réaliser des transmissions à longue distance avec une meilleure qualité de signal.

2. Problématique

La transmission des données dans un système OCDMA peut introduire plusieurs limitations, comme l'interférence d'accès multiple (MAI). Ce dernier est dû aux produits d'inter-corrélation non nuls des codes utilisés.

De plus, il existe d'autres bruits résultant de l'effet physique de la conception du système, tels que le bruit d'intensité induit par la phase, le bruit thermique et le bruit de grenaille.

De plus, l'augmentation de la cardinalité entraîne une longueur et un poids de code longs. En conséquence, le bruit PIIN augmente, entraînant une dégradation des performances du système.

De plus, le multiplexage par répartition optique de codage d'amplitude spectrale est nécessaire pour améliorer l'efficacité spectrale.

3. Objectif de la recherche

L'objectif de cette recherche est de développer un système OCDMA à codage d'amplitude spectrale basée sur un nouveau code proposé pour les réseaux de nouvelle génération pouvant offrir de meilleures performances que les systèmes existants. Les objectifs suivants peuvent être résumés comme suit:

- ✓ Développer une nouvelle approche des systèmes SAC-OCDMA afin d'accroître la capacité du système et de réduire sa dégradation.
- ✓ Développer un modèle mathématique du système SAC-OCDMA basée sur une technique de détection directe.
- ✓ Analyser les performances du système SAC-OCDMA basé sur le nouveau code proposé.

4. Organisation de la thèse

Cette thèse comprend quatre chapitres et est organisée comme suit :

- **Au cours du chapitre I**, nous commençons par une introduction sur les principales techniques d'accès multiple qui sont utilisées dans les systèmes de communication optique telles que l'Accès Multiple par Répartition de Temps, l'Accès Multiple par Répartition de longueurs d'ondes, et l'Accès Multiple par Répartition de Codes Optique. Nous nous sommes intéressés par la technique d'étalement du spectre SAC-OCDMA qui permet à plusieurs utilisateurs de partager le même support de transmission, fournit un accès synchrone aux réseaux, prend en charge une haute sécurité du système et améliore l'efficacité spectrale.
- **Le chapitre II** présente les facteurs qui affectent les performances du système optique et nous discutons l'effet de MAI et l'effet de différentes sources de bruit sur les performances du système SAC-OCDMA.
- **Dans le chapitre III** nous procédons à une étude comparative des familles de codes les plus couramment utilisées notamment leurs étapes de construction et leurs choix.
- **Enfin, dans le chapitre IV** les résultats et l'analyse des performances du système proposé sont discutés. Les particularités de code proposé sont analysées et comparées à d'autres codes existants dans la littérature. Au cours de ce chapitre, on présente tout d'abord la construction du code proposé, une architecture de l'émetteur et de récepteur du système proposé, ainsi qu'une analyse mathématique du système notamment les variances de bruits, le rapport signal sur bruit et l'expression théorique du taux d'erreur binaire. En second, l'évaluation des performances du système proposé est présentée en basant sur trois critères de qualité tels que : le taux d'erreur binaire, le facteur Q et le tracé du diagramme de l'œil. Les résultats numériques du système proposé et leurs validations sont obtenues à l'aide des logiciels *MATLAB* et *Optisystem*.

CHAPITRE I : Techniques d'accès multiples dans les systèmes optiques

I.1. Introduction

Les réseaux optiques offrent une utilisation maximale de la bande passante disponible pour satisfaire la demande énorme de la bande passante des futurs réseaux d'information. Le débit total peut être augmenté en multiplexant les flux à faible débit sur la fibre optique. Le multiplexage peut être effectué dans le domaine temporel ou fréquentiel : Accès multiple par répartition temporelle (TDMA), accès multiple par répartition en longueur d'onde (WDMA) et accès multiple par répartition de codes optique (OCDMA). Nous nous sommes intéressés à la technique OCDMA qui permet à plusieurs utilisateurs de partager le même support de transmission en attribuant différents codes optiques (OC) à différents utilisateurs, et qui est une candidate attractive pour les réseaux d'accès à haut débit de nouvelle génération. C'est à cause de ses caractéristiques uniques qui permettent une transmission entièrement asynchrone avec un délai faible, contrôle et gestion simplifiés du réseau, rentabilité, bonne flexibilité, hébergement d'un plus grand nombre d'utilisateurs simultanés avec moins de canaux optiques, et la répartition équitable de la bande passante.

Ce chapitre a pour but d'introduire les notions de base dans la communication optique. Tout d'abord on passera en revue les principales techniques d'accès multiples telles que TDMA, WDMA et OCDMA. Nous nous sommes intéressés par la technique OCDMA en raison de sa potentielle d'amélioration de la sécurité de l'information, de contrôle simplifié et décentralisé du réseau, permettant à de nombreux utilisateurs de partager le même support de transmission de manière synchrone et simultanée, ainsi que d'une flexibilité accrue dans la granularité de la bande passante qui peut être provisionné.

I.2. Techniques d'accès multiples

Au cours des dernières années, les services de télécommunications ont connu une forte croissance de débit de données. Partout dans le monde, ils assurent la transmission sur des longues distances à des débits de données élevés et avec peu de pertes. La communication optique est une approche de communication pour transporter des informations en utilisant la lumière comme vecteur et la fibre optique comme support de transmission. Différentes techniques ont été introduites pour augmenter la capacité de transmission des systèmes de communication à fibre optique comprenant le multiplexage de flux de données à faible débit dans une fibre optique.

Les techniques d'accès multiples permettent à plusieurs utilisateurs de partager la même bande où de nombreux canaux optiques peuvent être transmis simultanément sur une fibre. Il existe trois principales techniques d'accès multiple utilisées dans les systèmes de communication optique. Ce sont : les techniques TDMA, WDMA et OCDMA.

La figure I.1, est une représentation des trois techniques d'accès multiples où les ressources de chaque utilisateur sont affichées avec une couleur différente. **(Prucnal, 2006)**

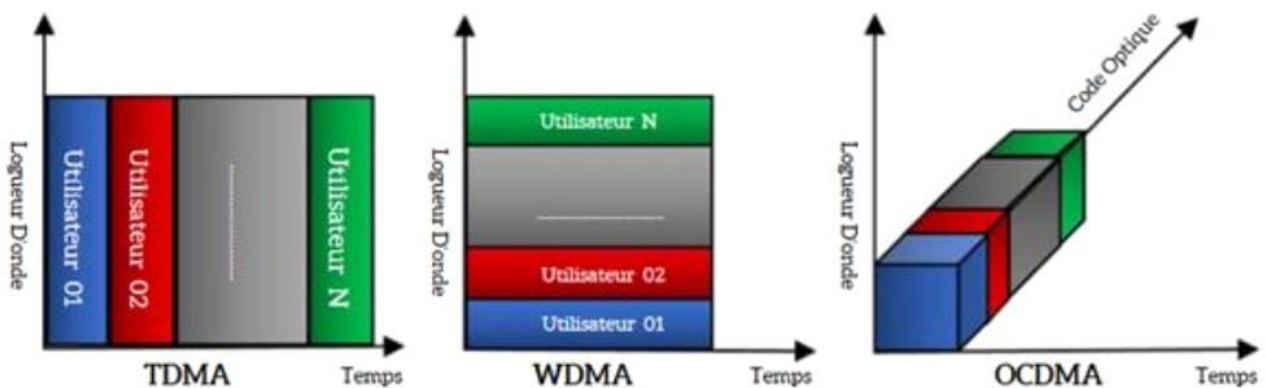


Figure I. 1: Comparaison de trois techniques d'accès multiples TDMA, WDMA et OCDMA

I.2.1. Accès multiple par répartition en longueur d'onde (WDMA)

L'accès multiple par répartition en longueur d'onde (WDMA) est une technologie optique qui couple plusieurs longueurs d'onde dans la même fibre. La capacité de la liaison fibre (WDMA) peut être étendue en occupant plus de porteuses ou de longueurs d'onde. En WDMA, la bande passante est divisée en un certain nombre de petits canaux de longueur d'onde et chaque canal utilise une bande passante inférieure à 100 GHz autour de la fréquence centrale. WDMA utilise des lasers pour transmettre plusieurs longueurs d'onde sur une seule fibre optique. Chaque canal est transmis avec une longueur d'onde précise et attribué à l'aide d'un filtre optique. Les utilisateurs sont des longueurs d'onde partagées sur une bande passante spécifique. Cela nécessite des amplificateurs optiques et filtres qui fonctionnent à une longueur d'onde étendue.

Les lasers sont modulés en externe avant qu'un multiplexeur de longueur d'onde combine tous canaux de longueur d'onde sur une seule fibre. La synchronisation ou le contrôle du temps n'est pas requis dans WDMA. Une bande de garde, qui est une fréquence inutilisée qui sépare canaux, est introduit entre les bandes de fréquences pour éviter les interférences de signaux adjacents.

Au récepteur, un démultiplexeur sépare différentes longueurs d'onde et les convertit en domaine électrique. Les utilisateurs avec des longueurs d'onde assignées transmettront en continu comme illustre dans la figure I.2. La capacité de WDMA peut être améliorée en augmentant la longueur d'onde.

Chaque canal de longueur d'onde peut avoir un format et une vitesse de modulation distincts. Une gamme de filtres réglables est utilisée dans WDMA. L'acousto-optique, cristal liquide et fibre à réseau de Bragg sont des exemples de filtres réglables

. La capacité d'une liaison fibre peut être augmentée en utilisant plus de porteuses et de longueurs d'onde, ce qui nécessite des amplificateurs optiques et filtres pour travailler dans des longueurs d'onde étendues.

La capacité de WDMA peut être augmentée en utilisant un WDM dense (DWDM) avec un espacement des canaux. Au fur et à mesure que le nombre de longueurs d'onde augmente, plusieurs problèmes nécessitent une attention particulière.

CHAPITRE I

Il s'agit notamment de la largeur et de l'espacement des canaux, de la puissance optique totale émise dans la fibre, l'effet non linéaires, la diaphonie, la longueur de la fibre, le filtre optique pointu et l'amplification. De plus, il est impossible d'ajouter de nouvelles chaînes avec de nouvelles longueurs d'onde lorsque tous les canaux de longueur d'onde existants sont attribués. (Kartalopoulos, 2002)

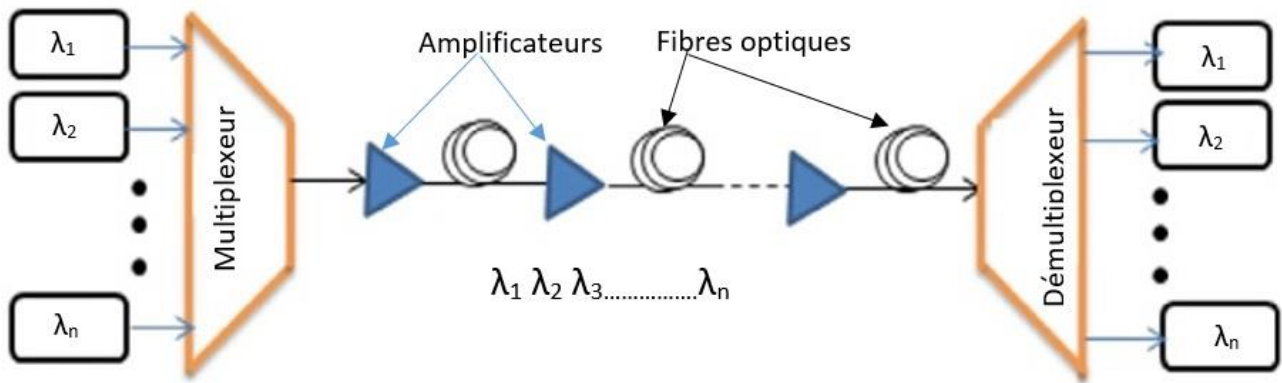


Figure I. 2: Schéma fonctionnel de WDMA

I.2.2. Accès multiple par répartition dans le temps (TDMA)

Le TDMA est réalisé en multiplexant un ensemble de N canaux, à un faible débit binaire, sur un seul canal multiplexé à N fois le débit binaire des canaux individuels. Par conséquent, les accès multiples par répartition dans le temps TDMA allouent à chaque bande passante de canal un intervalle de temps attribuée et définie qui s'entrelace avec les intervalles de temps des autres canaux.

TDMA nécessite une synchronisation ou un contrôle de synchronisation approprié car les utilisateurs partagent la bande passante dans le domaine fréquentiel. Le nombre de canaux de bande passante est faible et les interférences sont négligeables. La figure I.3 illustre la technique TDMA.

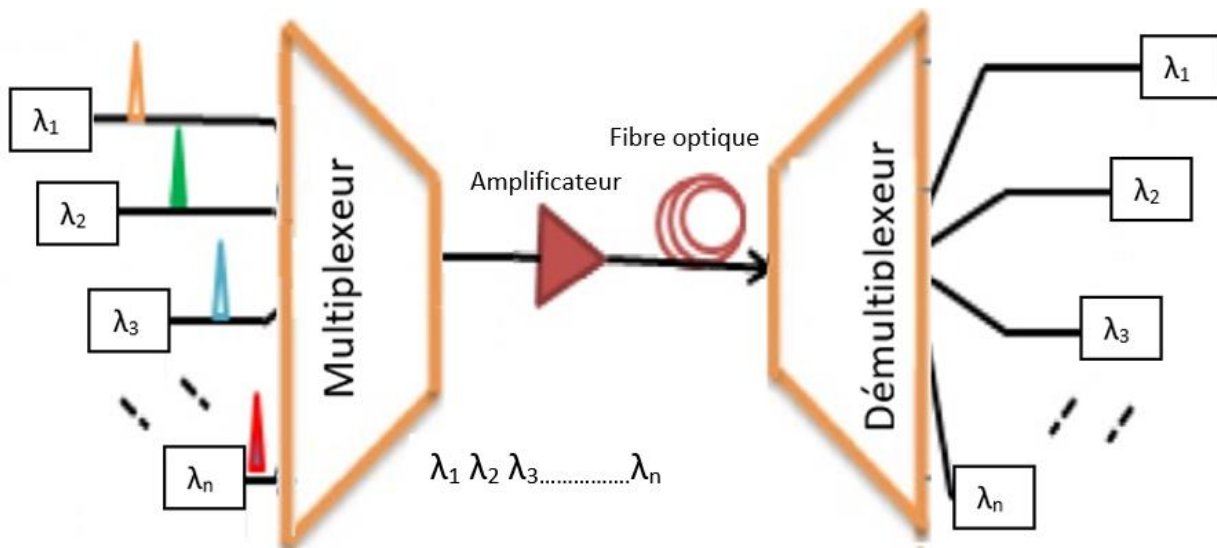


Figure I. 3: Schéma fonctionnel de TDMA

Les schémas basés sur TDMA ont une évolutivité limitée en fonction du nombre des utilisateurs et le nombre des intervalles de temps. Étant donné qu'un seul utilisateur peut transmettre à la fois, le débit total du système est limité par le nombre total d'utilisateurs et leurs débits de transmission respectifs. Lorsque plusieurs utilisateurs partagent le même canal dans un système TDMA, il doit y avoir un moyen de s'assurer qu'ils ne transmettent pas de signaux en même temps et qu'ils ne se chevauchent pas. Puisqu'il n'existe pas de méthode en ligne extrêmement précise pour synchroniser les horloges, un temps de garde doit être autorisé entre la fin de la transmission d'un utilisateur et le début de la suivante.

Comme la vitesse devient plus élevée, ce temps de garde vient dominer le débit du système. L'OTDMA a encore un certain nombre de contraintes difficiles à surmonter tels que la synchronisation avec centralisation contrôlée et la technologie immature de sélection d'un canal parmi les canaux multiplexés en flux de données d'impulsions optiques. Par conséquent, les possibilités d'évolution de nouvelles méthodes innovantes existent. Il s'agit notamment de déterminer les meilleurs compromis concernant capacité, performance, flexibilité et complexité dans une variété d'approches de réseau. (Karbassian, 2010)

I.2.3. Accès multiple par répartition de codes optiques (OCDMA)

Au cours des dernières années, l'OCDMA est devenu l'un des principales techniques de multiplexage pour les systèmes de communication optique et, en raison de ses caractéristiques attrayantes, est utilisé dans tous les réseaux locaux optiques (LAN).

La technique OCDMA est racines des techniques de communication à spectre étalé (Dixon, 1995) où chaque utilisateur se voit attribuer un code unique pour la modulation du signal et le code est inclus dans les informations transmises sur un réseau de fibre optique. Chaque canal d'utilisateur est intégré

CHAPITRE I

avec un code spécifique codé et uniquement le récepteur prévu, avec un code spécifique connaissance, peut récupérer les informations codées. Traditionnellement, le signal utile est maximisé en utilisant une bande passante minimale. Cependant, dans le concept de spectre étalé, un large bande passante utilisée.

L'OCDMA est un domaine de recherche émergent qui suscite un énorme intérêt pour la recherche. Il offre une large bande passante en fibre optique et la flexibilité des réseaux d'accès haut débit pour satisfaire la demande de bande passante dans les futurs réseaux. En multiplexant le flux des données bas débit sur fibre optique, un grand nombre d'abonnés peut être accueilli.

OCDMA présente des avantages uniques, notamment : transmission asynchrone avec accès à un faible délai, attribution dynamique de la bande passante, capacité souple à la demande, protocole d'accès aléatoire et simultané, contrôle simplifié du réseau, utilisation efficace de la bande passante, flexibilité accrue pour le contrôle de la qualité de service, et l'amélioration de la sécurité du réseau. Des schémas d'accès multiples efficaces sont nécessaires pour la transmission simultanée d'un grand nombre d'utilisateurs sur les supports de transmission existants.

La figure I.4 est un schéma générique d'un réseau OCDMA où un signal optique modulé est codé dans un codeur optique avant l'injection dans un OCDMA réseau. Le réseau comporte N paires d'émetteurs-récepteurs ($N \times N$) avec encodeur, coupleur en étoile, décodeur et diffusion vers les nœuds. L'encodeur convertira le signal optique en une forme d'onde semblable à un bruit étalé dans le temps de faible intensité et permet à de nombreux utilisateurs d'être transmis simultanément sur la même fibre optique.

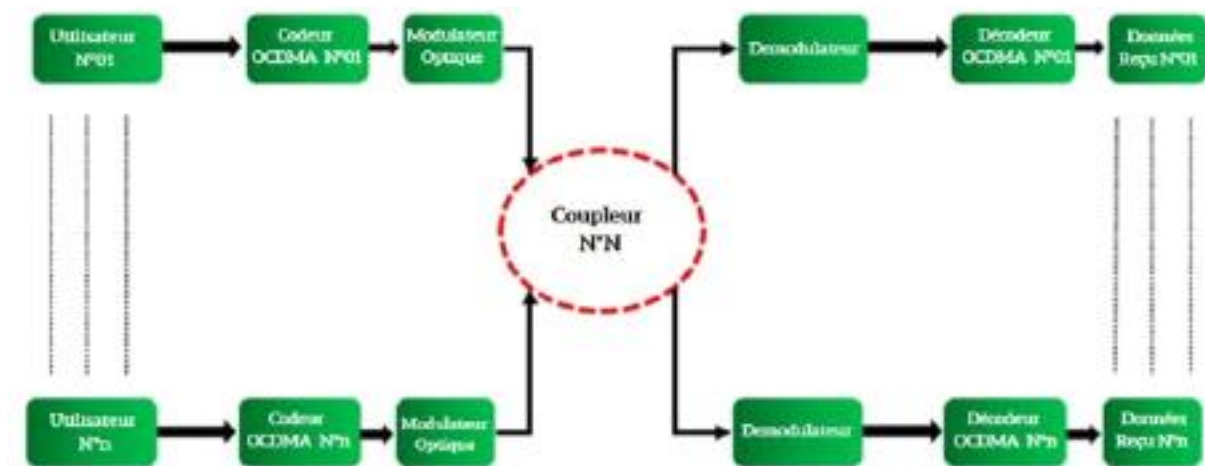


Figure I. 4: Schéma de principe d'un système OCDMA

CHAPITRE I

Au niveau du récepteur, différents codes de signaux émis par différents utilisateurs sont décodés. Les données souhaitées sont récupérées par le décodage et les codes attribués sont corrélés avec le signal reçu. Le pic d'autocorrélation du signal récupéré est utilisé pour rejeter les flux de données interférents provenant par d'autres utilisateurs. (Yin, 2017)

La capacité de transmission TDMA et WDMA est déterminée par la disponibilité des intervalles de temps et canaux de longueurs d'onde prédéfinis. Cependant, dans OCDMA, le nombre d'utilisateurs simultanés peut être maximisé grâce à une attribution de code flexible qui permet une limite souple de capacité. Le concept de multiplexage des séquences de code étend l'utilisation de la bande passante du spectre de communication, mais les capacités électroniques limitent la réalisation d'une utilisation maximale de la bande passante.

OCDMA a l'avantage de prendre en charge des débits de données variables dans des environnements de trafic intense dans la même infrastructure de réseau.

1.2.3.1. Les Avantages du système OCDMA

OCDMA a de nombreuses fonctionnalités avantageuses :

- Un protocole d'accès asynchrone permet à OCDMA d'être accessible de manière aléatoire et simultanée sans synchronisation temporelle. OCDMA ne nécessite aucun schéma de synchronisation, contrairement à TDMA.
- L'allocation dynamique de la bande passante et la capacité souple à la demande le rendent flexible pour le contrôle de la longueur d'onde et permettent d'ajouter et de supprimer facilement des abonnés.
- Par rapport au TDMA, la technique d'accès multiple OCDMA permet une évaluation simultanée de la bande passante sans nécessiter de circuits de traitement de données électroniques à grande vitesse.
- En termes d'évolutivité, OCDMA peut accueillir un plus grand nombre d'utilisateurs que TDMA ou WDMA. Cela est particulièrement vrai dans un système bidimensionnel (2-D).
- Les techniques OCDMA multi-débits permettent à des canaux à bas et à haut débit d'exister sur le même réseau OCDMA.

1.2.3.2. Les défis du système OCDMA

- Les systèmes OCDMA ont encore des défis, principalement le coût et la conception des mots de code, qui sont considérés comme l'un des obstacles les plus importants à la mise en œuvre des systèmes OCDMA. Cependant, en raison de la nature limitée de l'OCDMA, il est difficile de prendre en charge des centaines d'utilisateurs simultanés avec un TEB minimale. Par exemple, la conception des encodeurs et des décodeurs représente un défi important par

rapport aux émetteurs-récepteurs WDMA. De plus, les sources lumineuses à large bande actuellement disponibles requises dans le fonctionnement spectral de l'OCDMA sont coûteuses ou n'offrent pas une intensité suffisante. La nécessité d'effectuer l'opération de codage et de décodage pour OCDMA pose un défi immédiat en raison à la fois de la fréquence porteuse optique et du débit binaire beaucoup plus élevé par utilisateur, qui approche déjà la limite du traitement électronique. Par conséquent, toutes les technologies de réseau de traitement optique innovantes sont nécessaires.

- Le deuxième défi des systèmes OCDMA est que l'interférence d'accès multiple (MAI) aggrave deux principaux types de bruit qui sont le bruit PIIN et le bruit de grenaille. Le MAI se traduit par un bruit de grenaille du photo détecteur qui limite l'évolutivité du système, en particulier le nombre d'utilisateurs. le bruit PIIN est généré optiquement entre impulsions avec des longueurs d'onde similaires. C'est une source majeure de bruit pour la plupart des systèmes OCDMA. En raison du débit binaire élevé du signal codé et du bilan de liaison à haute puissance requis par le réseau OCDMA, la dispersion sur la longueur du réseau de fibre devient un facteur limitant. L'atténuation de l'MAI peut être obtenue grâce à des schémas de détection d'équilibre. Cependant, le problème inhérent de PIIN existera toujours. Le défi d'aujourd'hui consiste à étendre la cardinalité du code autorisé et à maintenir les performances du BER aussi bas que possible. Afin d'atteindre cet objectif, une bonne combinaison de séquences de code d'étalement, de techniques de détection et de codage de canal sont nécessaires.
- Le troisième défi des systèmes OCDMA est le processus de détection, qui affecte la conception de l'émetteur-récepteur OCDMA. Une technique de détection est nécessaire pour mettre en œuvre un système OCDMA synchronisé et rejeter le (MAI) des autres utilisateurs. Le MAI peut être efficacement supprimé en décodant le signal. Par conséquent, plusieurs détections des techniques ont été proposées pour l'OCDMA, y compris la détection complémentaire et la détection NAND. **(Ahmed, 2011)**

I.2.3.3. Classification des systèmes OCDMA

Les systèmes OCDMA peuvent être classés en fonction de la technique de détection utilisée, du choix de la source optique et en fonction des méthodes de codage utilisés pour appliquer le code optique. La figure I.5 présente les variétés système OCDMA et ses critères de classification

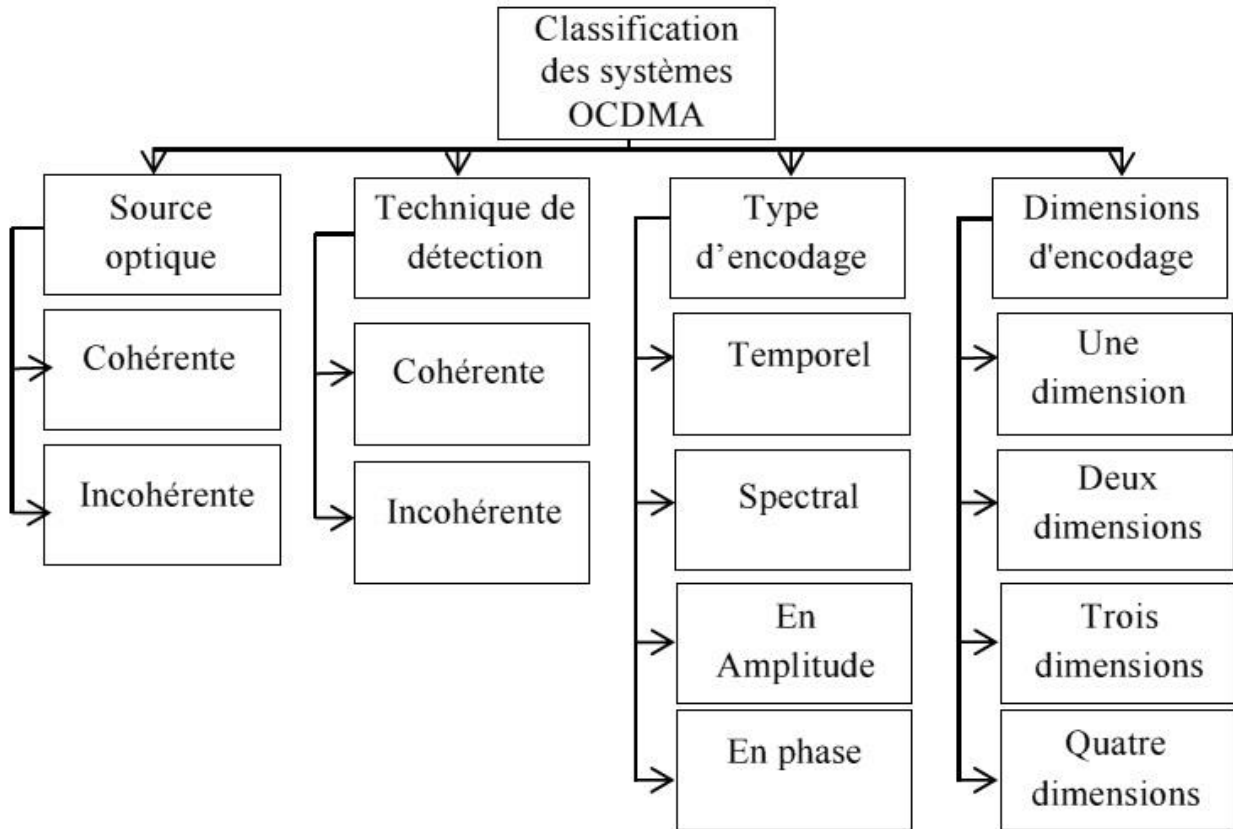


Figure I. 5: Classification des systèmes OCDMA existants

Dans les systèmes OCDMA, le code peut être appliqué de différentes manières. Le type d'encodage peut être à la fois temporel, spectral, en amplitude et en phase basé sur la polarisation ou la phase. Il existe également le choix de la source optique dont les sources incohérentes à large bande utilisées en OCDMA.

I.2.3.4. Les systèmes OCDMA à deux dimensions

Dans les systèmes OCDMA à deux dimensions, le signal optique peut être encodé et classé en plusieurs degrés de liberté y compris l'encodage espace-temps, spectrale-temporel, espace-longueur d'onde et l'encodage d'amplitude spectrale SAC, nous nous sommes intéressés par ce dernier type d'encodage. Le principe du codage à deux dimensions est d'avoir plus de flexibilité lors de la conception des codes optiques et par conséquent obtenir un grand nombre d'utilisateurs simultanés.

Le tableau I.1 illustre les différents types de codage hybride à deux dimensions exploités dans les systèmes OCDMA. **(Kandouci, 2017)**

	Source optique	Dimension d'encodage	Technique de détection
2-D Espace-Temps	Cohérente / Incohérente	Espace-Temps	Incohérente
2-D Spectral-Temporel	Cohérente	Fréquence- Temps	Incohérente
Encodage Spectral d'amplitude (SAC)	Incohérente	Fréquence	Incohérente
2-D Espace-Longueur d'onde	Cohérente	Espace- Fréquence	Incohérente

Tableau I. 1: Présentation des types de codage dans les systemes OCDMA

Le codage SAC-OCDMA consiste à attribuer à chaque utilisateur une combinaison de longueurs d'ondes appelée signature spectrale. Cette technique est basée sur l'étalement du spectre, elle a montré de meilleures performances que les autres types de codage hybride.

I.3. Modulation optique

La modulation optique fait référence à la modification des propriétés d'une onde lumineuse pour transmettre de l'information. Elle est largement utilisée dans les communications optiques, où la lumière est utilisée pour transmettre des signaux de données sur de longues distances.

La modulation optique est utilisée dans de nombreuses applications, telles que les communications par fibre optique, les réseaux optiques, les systèmes de transmission laser, les capteurs optiques, etc. Elle permet des débits de données élevés, une transmission à faible atténuation et une immunité aux interférences électromagnétiques. **(W . Shieh and I. Djordjevic, 2009)**

Il convient de noter que la modulation optique est souvent utilisée conjointement avec d'autres techniques de modulation, telles que la modulation de phase, pour des performances de transmission optimales.

La modulation optique est également utilisée dans les systèmes pour permettre la transmission simultanée de multiples signaux sur une même fibre optique. Dans un système OCDMA, chaque utilisateur dispose d'un code unique qui est utilisé pour moduler sa propre porteuse optique.

Les techniques de modulation avancées ou de modulation multi-porteuses telles que la modulation par déplacement de phase différentielle (DPSK), la modulation par déplacement de phase quadrature

différentielle (DQPSK) et la modulation par déplacement de code (CSK) avec détection équilibrée ont été utilisés.

Ils ont été démontrés dans des systèmes synchrones à haute capacité (OCDMA) utilisant différents schémas de codage/décodage pour surmonter le bruit MAI et améliorer la sécurité.

Par rapport à l'OOK-OCDMA conventionnel, l'utilisation d'autres techniques de modulation avancées, telles que DPSK, DQPSK et CSK dans un système OCDMA présente les avantages suivants : amélioration de la sensibilité du récepteur ; meilleure tolérance pour surmonter le bruit et éliminer le MAI ; pas besoin de seuillage optique ; pas besoin de réglage dynamique du niveau de seuil ; et une sécurité renforcée. Des systèmes OCDMA à haute capacité et efficacité spectrale ont été démontrés à l'aide de ces techniques.

Par la suite, nous exposons d'autres techniques de modulation telles que la technique de modulation d'impulsions et la technique OFDM.

I.3.1. Modulation d'impulsion

Les métriques d'évaluation pour les techniques de modulation optique peuvent inclure l'efficacité énergétique - le rapport signal sur bruit du récepteur électrique requis pour atteindre un taux d'erreur binaire souhaité, l'efficacité de la bande passante, la résistance à la distorsion par trajets multiples, la complexité de la mise en œuvre, l'immunité contre les sources d'interférence et, en réseaux, l'aptitude à l'accès pour plusieurs utilisateurs. Toutes ces métriques sont fortement influencées par la configuration de la liaison optique.

Il existe différents schémas de modulation adaptés aux systèmes de communication optique et radio, chacun avec ses propres avantages et inconvénients. Un critère essentiel pour évaluer les techniques de modulation optique est le rendement énergétique. Une efficacité énergétique moyenne élevée peut être obtenue en utilisant une modulation d'impulsion à porteuse unique (SC) dans lequel les caractéristiques dépendant du temps de l'impulsion optique sont utilisées pour transmettre des informations. Parmi plusieurs techniques, deux schémas sont largement utilisés, à savoir modulation marche-arrêt (OOK) et modulation de position d'impulsion (PPM). La modulation OOK dans ses différentes versions (comme le retour à zéro (RZ) et le non-retour à zéro (NRZ)) est l'un des formats les plus anciens et le plus simple en termes d'implémentation et d'intégration matérielles. C'est aussi un bon compromis entre complexité et performance. Dans un intervalle de temps symbole, une impulsion d'intensité positive représente un bit "1" et l'absence de cette impulsion représente un bit "0". Le rapport cyclique, D , détermine les besoins en bande passante et en puissance moyenne. L'OOK-NRZ a $D = 1$ et la bande passante normalisée et les exigences de puissance optique moyenne normalisées sont 1 et 0, respectivement (voir figure. I.6). La réduction du rapport cyclique, D , entraîne une augmentation de la bande d'un facteur $1/D$ et une diminution de la puissance requise de $5 \log_{10}(D)$. OOK n'est pas efficace à de très petits rapports cycliques, il est donc plus approprié de coder les

CHAPITRE I

informations dans la position de l'impulsion comme cela se fait en PPM. En PPM, une impulsion optique est transmise dans un créneau sur S par intervalle de temps de symbole, comme illustré à la figure I.6. La position de tranche occupée indique la combinaison de bits transmis par le symbole. PPM élargit la bande passante du signal par rapport à OOK, mais offre une efficacité énergétique plus élevée.

De plus, l'utilisation de PPM impose plus de complexité au système par rapport à OOK car les synchronisations au niveau des créneaux et des symboles, qui sont critiques pour les performances du système, sont nécessaires au niveau du récepteur. La propagation par trajets multiples induit l'interférence entre symbole et le PPM est particulièrement sensible à ces effets dispersifs du canal optique en raison de la bande passante requise. Sur les canaux entamés par l'interférence entre symbole, la modulation d'impulsion SC non égalisée souffre de graves pertes de performances. Plusieurs techniques d'égalisation, par exemple, utilisant des égaliseurs linéaires et égaliseurs de décision rétroaction sont envisagées pour atténuer les effets de l'interférence entre symbole à des débits de données élevés.

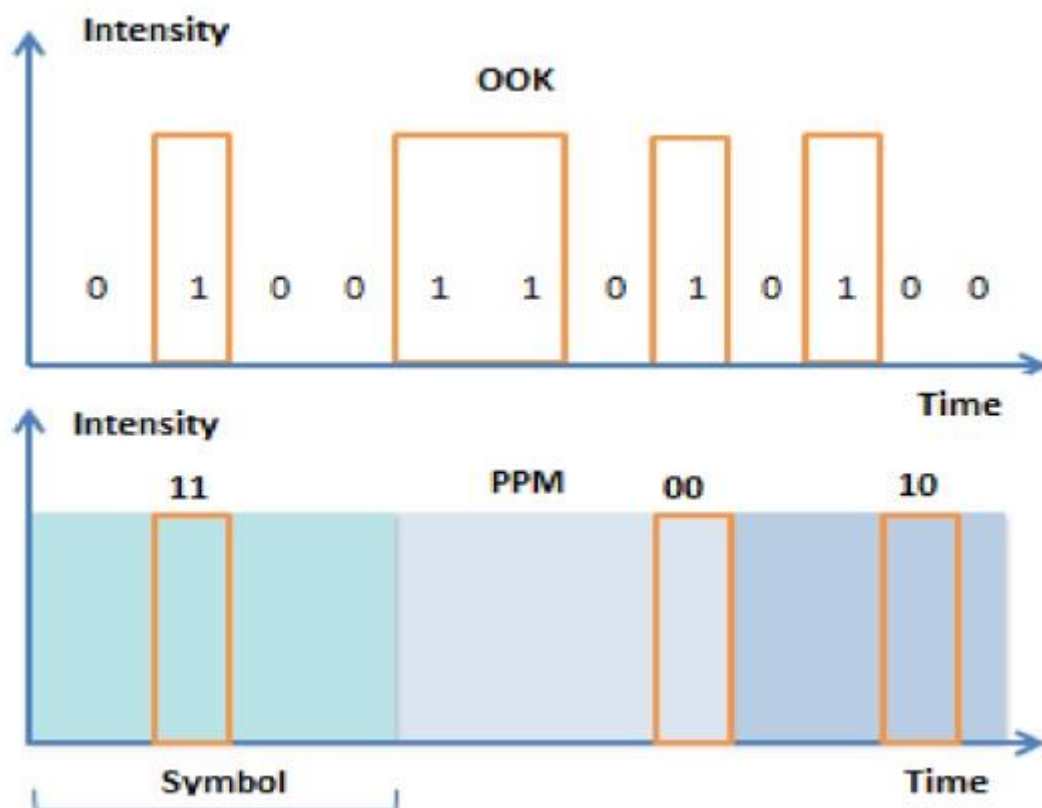


Figure I. 6: Démonstration des schémas de modulation d'impulsion SC, OOK et PPM

Diverses méthodes ont été testées pour lutter contre les dégradations de canal. Chaque méthode a ses avantages et ses inconvénients et leur efficacité dépend de la technique de modulation utilisée. En ce qui concerne l'aptitude à l'accès à plusieurs utilisateurs, si une seule liaison sans fil à haut débit est

utilisée pour acheminer des données multiplexées à faible débit vers plusieurs utilisateurs, la modulation par impulsions SC présente un inconvénient. La raison est que chaque récepteur doit détecter le flux binaire à grande vitesse et effectuer un démultiplexage numérique pour obtenir les données souhaitées. Les inconvénients de la modulation d'impulsion SC sont surmontés en utilisant une technique de modulation alternative ; c'est-à-dire la modulation à sous-porteuse multiple (MSM).

I.3.2. Modulation OFDM

La modulation OFDM est une technique de modulation utilisée dans les systèmes de communication sans fil et filaires pour transmettre des données à haut débit de manière efficace et robuste. L'OFDM divise le signal de données en plusieurs sous-porteuses, qui sont ensuite modulées individuellement pour le transport des données.

L'OFDM est un type particulier de schéma de modulation multi porteuses. Comme le schéma WDM, une série de N porteuses (appelées sous-porteuses) sont attribuées, avec les fréquences F_c , F_c+F_0 , $F_c+2F_0, \dots, F_c+(N-1)*F_0$, respectivement. Les systèmes conventionnels à porteuse unique, comme le montre la figure I.7 (a), utilisent une fréquence pour transporter toutes les données.

Une approche alternative consiste à utiliser des techniques de modulation multi porteuse (MCM) lorsqu'une seule porteuse n'est pas souhaitable pour des raisons de performances ou de coût. Le principe de MCM est de transmettre des données en divisant le flux en plusieurs flux parallèles à faible débit et utilisant chacun des sous-flux pour moduler plusieurs porteuses comme le montre la figure I.7 (b). Étant donné que différentes porteuses partagent le même support de transmission, un système MCM conventionnel doit utiliser un espacement de fréquence entre chaque porteuse pour minimiser les interférences, ce qui réduit considérablement l'efficacité spectrale.

Dans la figure I.7 (c) OFDM, une forme spéciale de MCM est montrée. Il a la propriété importante que l'espacement des porteuses est minimisé car sa fréquence est orthogonale à toutes les autres fréquences.

Pour la technique OFDM, chaque sous-canal peut être considéré comme non dispersif. Ainsi, aucun égaliseur de canal n'est requis. De plus, au lieu d'implémenter un ensemble de modems sous-canaux, la modulation OFDM peut être facilement mise en œuvre à l'aide d'une seule transformée de Fourier rapide (FFT). En d'autres termes, l'OFDM est une technique de modulation qui est maintenant utilisée dans la plupart des systèmes de communication filaires et sans fil à large bande nouveaux et émergents, car il s'agit d'une solution efficace aux interférences entre symboles causées par un canal dispersif. Récemment, un certain nombre de chercheurs ont montré que l'OFDM est également une technologie prometteuse pour les communications optiques de nouvelle génération. **(Schmidt, 2008)**

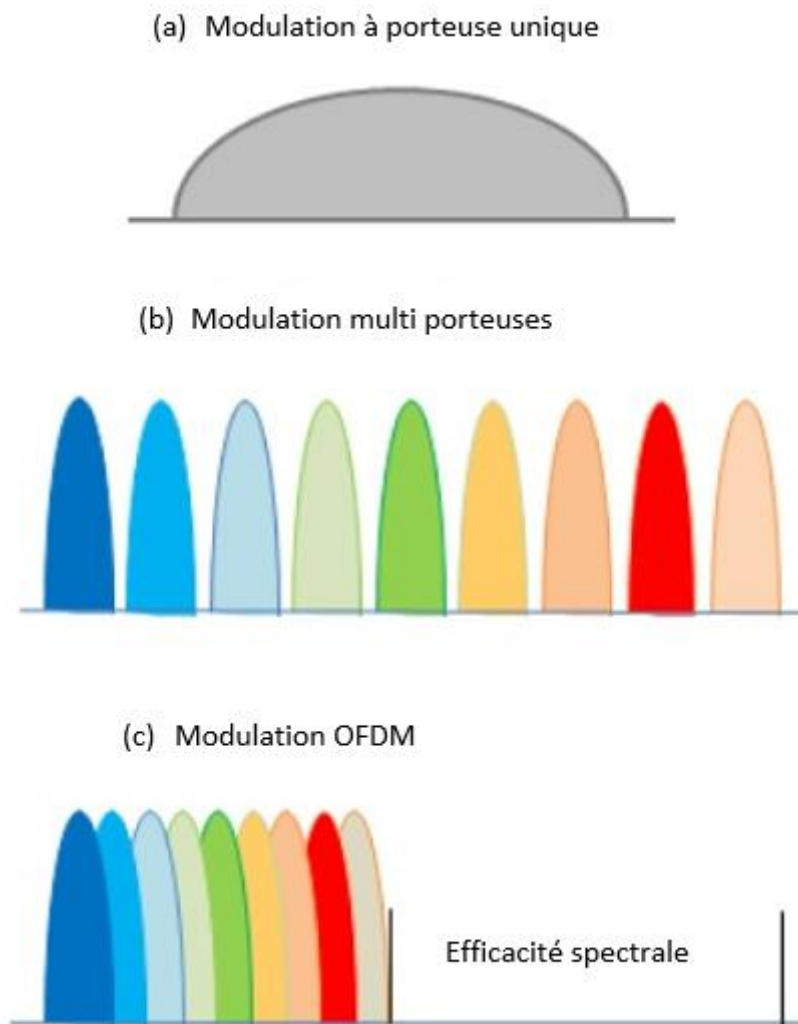


Figure I. 7: Comparaison entre (a) une porteuse unique, (b) le multiplexage par répartition en fréquence général et (c) le multiplexage par répartition en fréquences orthogonales.

L'orthogonalité du signal OFDM provient de la corrélation directe entre deux sous-porteuses quelconques. On peut voir que si la condition suivante est satisfaite,

$$f_k - f_l = m \frac{1}{T_s} \quad \text{avec } k, l \in \{1, 2, \dots, N_{SC}\}$$

alors les deux sous-porteuses sont orthogonales l'une à l'autre sur une période symbole OFDM. Cette signification est que ces ensembles de sous-porteuses orthogonales, avec leurs fréquences espacées à des multiples de l'inverse du débit de symboles, peuvent être récupérés sans interférence inter-porteuse (ICI) malgré un fort chevauchement spectral du signal. Pour concevoir le signal pour la modulation OFDM, la technique du préfixe cyclique est utilisée pour éviter les interférences et la dispersion.

Certains chercheurs se réfèrent à la modulation multi porteuse en tant que modulation multi sous-porteuse (MSM) qui est basée sur la modulation à sous-porteuse unique (SSM).

Dans SSM, un flux binaire est utilisé pour moduler, typiquement, un signal sinusoïdal.

CHAPITRE I

Une polarisation CC est nécessaire (au-dessus de la tension d'allumage de la LED) pour garantir que la puissance optique instantanée est positive (pour éviter l'écrtage du signal au TOV).

Suivant ce principe, MSM génère plusieurs sous-porteuses uniques et multiplexe un certain nombre de sous-porteuses dans le domaine électrique pendant chaque intervalle de symbole. Après avoir ajouté une polarisation CC appropriée, qui ne transporte aucune information, le signal est utilisé pour moduler la porteuse optique. MSM peut être plus efficace en bande passante que OOK et PPM, et peut fournir une immunité aux interférences proches du courant continu, par exemple, des lampes fluorescentes. Le MSM réduit également le débit de symboles de chaque sous-porteuse par rapport à celui d'un SC, et promet donc de minimiser l'interférence entre symbole ISI sur les canaux à trajets multiples. Un autre avantage de la modulation MSM sur SC est évident lorsqu'il s'agit d'accès multi-utilisateurs, car chaque utilisateur peut traiter et récupérer des flux de bits spécifiques à l'aide de démodulateurs passe-bande.

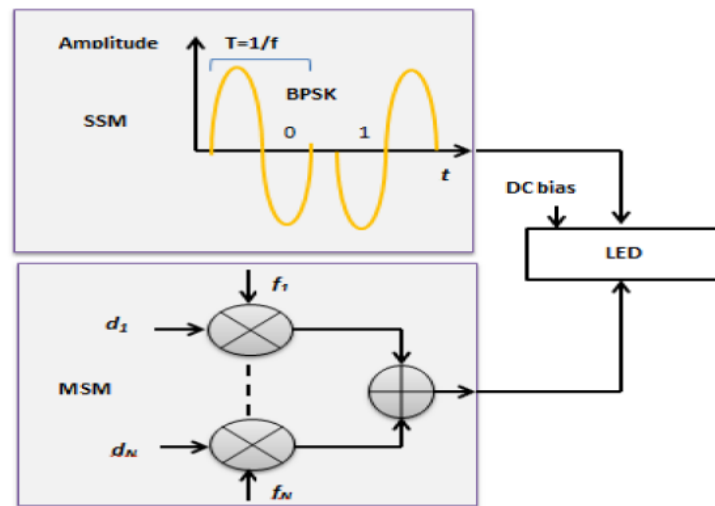


Figure I. 8: Démonstration de SSM et MSM

Les flux de données d'entrée sont modulés sur des sous-porteuses ; les sous-porteuses modulées sont additionnées et un signal dans le domaine temporel est utilisé après l'ajout d'une polarisation CC appropriée pour moduler l'intensité de la LED.

La modulation O-OFDM est capable de prendre en charge des débits de données élevés en utilisant une modulation d'amplitude en quadrature multiniveaux d'ordre élevé (M-QAM) sans avoir besoin d'égaliseurs de canaux complexes. L'association d'un préfixe cyclique (CP) aux symboles OFDM transmis convertit la convolution linéaire du canal avec le signal OFDM en une convolution circulaire. Par conséquent, le canal variant dans le temps peut être facilement estimé à l'aide d'une estimation de canal dans le domaine fréquentiel et un simple égaliseur dans le domaine fréquentiel peut être utilisé. Le CP agit également comme un intervalle de garde pour éviter l'ISI en raison des effets de dispersion par trajets multiples - il existe une robustesse inhérente de l'OFDM aux effets de

CHAPITRE I

trajets multiples. Une modulation adaptative par sous-porteuse peut être appliquée en fonction des débits de données demandés en liaison montante/descendante et de la qualité de service (QoS). En outre, la possibilité de le combiner avec n'importe quel système d'accès multiple, par exemple, l'accès multiple par répartition dans le temps (TDMA), l'accès multiple par répartition en fréquence (FDMA) et l'accès multiple par répartition en code (CDMA), en fait un excellent choix pour les liaisons optiques sans fil (OW) intérieures.

Dans une technique OFDM, le flux série de données et de bits de redondance (bits de codage, pilotes pour l'estimation de canal, et autres) est démultiplexé en flux parallèles. Après avoir été modulé, chaque flux de symboles est transmis sur une sous-porteuse distincte, comme illustré à la figure I.9. L'opération de transformée de Fourier rapide inverse (IFFT) module, multiplexe les sous-porteuses et génère le symbole OFDM dans le domaine temporel,

$$x_K = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} X_n \exp\left(j \frac{2\pi}{N} nk\right)$$

où, j est l'unité imaginaire, x avec $k = 0, \dots, N-1$, sont les N échantillons de sortie du domaine temporel, et X_n avec $n = 0, \dots, N-1$, sont les symboles d'entrée.

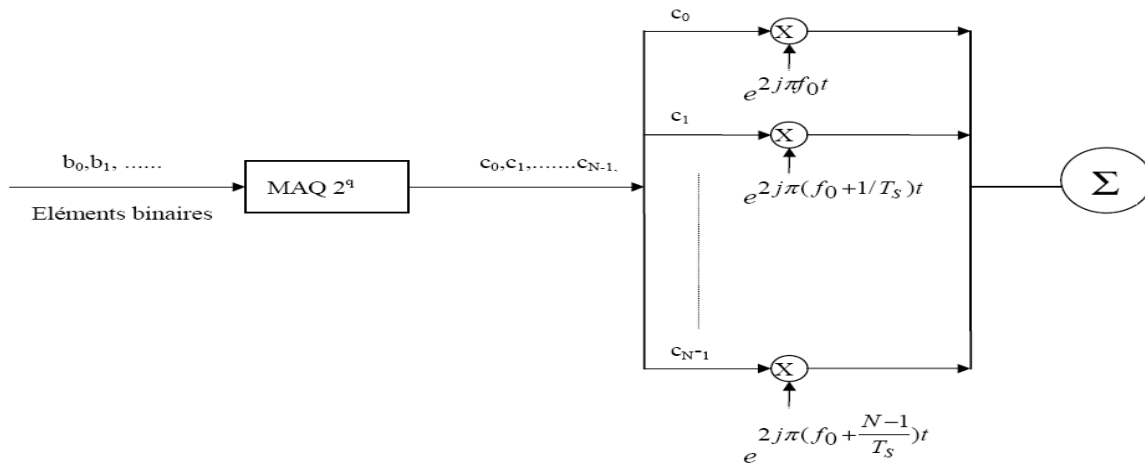


Figure I. 9: Modulation OFDM à l'aide IFFT

Le nombre d'échantillons formant un symbole OFDM correspond à la longueur IFFT/FFT ou au nombre de sous-porteuses.

En général, le signal de sortie du modulateur OFDM est complexe. Dans un système sans fil optique à modulation d'intensité/détection directe (IM/DD), la modulation en quadrature n'est pas possible ; cela signifie que le signal doit être réel. Par conséquent, la chaîne OFDM couramment utilisée dans les communications RF doit être modifiée. Pour répondre à l'exigence d'avoir un signal à valeur réelle du modulateur OFDM, des symboles de données d'entrée conjugués complexes ($X_n = X_{N-n}^*$) sont utilisés à l'entrée IFFT pour produire un signal de sortie dans le domaine temporel réel. Les symboles X_0 et $X_{N/2}$ sont mis à zéro pour garantir que la sortie se compose uniquement de valeurs réelles.

I.3.2.1. Chaîne de transmission OFDM

Une chaîne de transmission OFDM est une technique de modulation utilisée pour la transmission de données sur des canaux sans fil ou filaires. Elle divise le spectre de fréquences disponible en de multiples sous-porteuses orthogonales, ce qui permet d'envoyer plusieurs signaux simultanément.

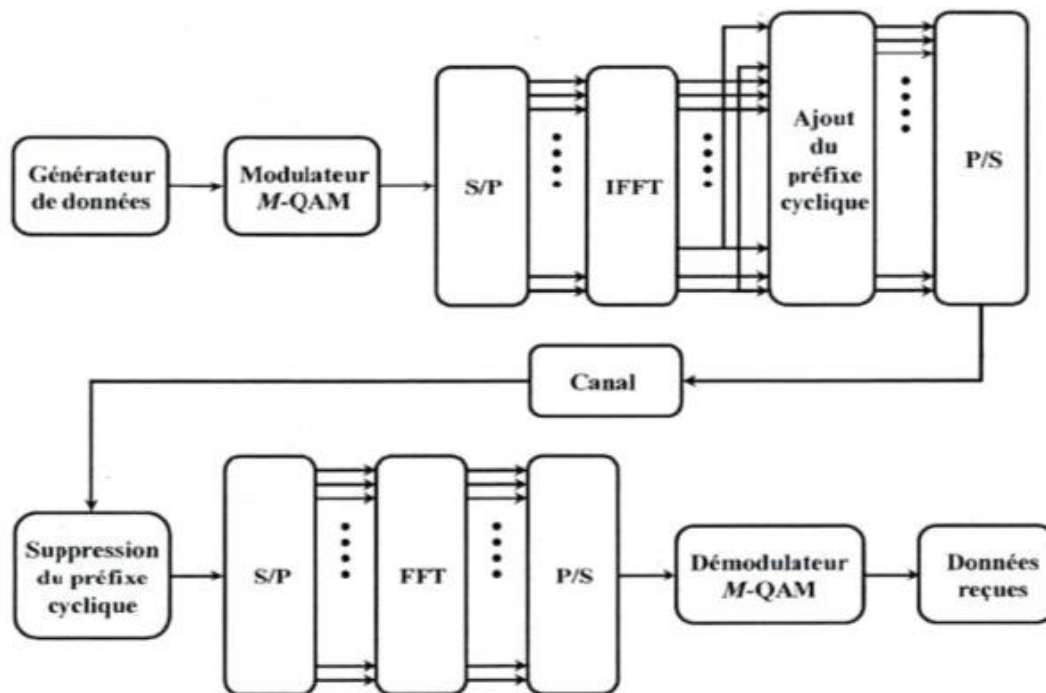


Figure I. 10: La chaîne de transmission OFDM

Le fonctionnement de base d'une chaîne de transmission OFDM est le suivant :

- **Codage des données** : Les données à transmettre sont converties en symboles binaires et subissent éventuellement un codage pour améliorer la fiabilité de la transmission.
- **Mappage des symboles** : Les symboles binaires sont ensuite mappés sur des symboles de modulation correspondants. Les symboles de modulation peuvent être des amplitudes ou des phases spécifiques.
- **Division en sous-porteuses** : Le spectre de fréquences disponible est divisé en plusieurs sous-porteuses, généralement espacées de manière égale. Chaque sous-porteuse transporte un certain nombre de symboles de modulation.
- **Transformation de Fourier inverse (IFFT)** : Pour générer le signal temporel, une transformation de Fourier inverse est appliquée à chaque groupe de symboles modulés associés à une sous-porteuse. L'IFFT convertit les signaux de domaine de fréquence en signaux de domaine temporel.

- Ajout du préfixe cyclique : Un préfixe cyclique est ajouté à chaque symbole temporel pour minimiser l'interférence inter symbole, résultant de la propagation multi trajets et de l'évanouissement sélectif du canal.
- Conversion numérique-analogique (CAN) : Les signaux numériques sont convertis en signaux analogiques pour être transmis sur le support de communication, qu'il s'agisse d'ondes radio ou de câbles.
- Transmission : Les signaux analogiques sont transmis à travers le canal de communication, pouvant être affecté par différents types de distorsions et de bruits.
- Réception : À l'extrémité de réception, le signal est échantillonné et converti en signaux numériques par un convertisseur analogique-numérique (CAN).
- Suppression du préfixe cyclique : Le préfixe cyclique est retiré pour éviter l'interférence entre symbole.
- Transformation de Fourier (FFT) : Une transformation de Fourier est appliquée aux signaux temporels pour les convertir en signaux de domaine de fréquence.
- Démodulation : Les symboles de modulation sont extraits des sous-porteuses par démodulation.
- Décodage des symboles : Les symboles démodulés sont convertis en symboles binaires.
- Décodage des données : Les symboles binaires sont décodés pour récupérer les données d'origine.

La technique OFDM présente plusieurs avantages, notamment la résistance aux interférences entre symboles et la capacité de gérer les évanouissements sélectifs des canaux. Elle est largement utilisée dans les systèmes de communication sans fil tels que le Wi-Fi, la télévision numérique terrestre (TNT) et les réseaux mobiles 4G et 5G.

La modulation OFDM est une technique utilisée dans les systèmes de communication optique pour transmettre des données à haut débit sur des canaux optiques à large bande passante. Bien que l'OFDM soit plus couramment associé aux systèmes de communication sans fil, il peut également être appliqué aux systèmes optiques. Elle permet d'exploiter efficacement la bande passante optique, de compenser les effets de dispersion et de non-linéarité, et de fournir une transmission robuste et résistante aux interférences.

CHAPITRE I

Deux formes de modulation 'OFDM optique existent, à savoir la modulation DCO-OFDM et la modulation ACO OFDM.

1.3.2.2. OFDM optique à polarisation DC (DCO-OFDM)

DCO-OFDM est une technique de modulation utilisée dans les systèmes de communication optique. Un système DCO-OFDM est illustré à la figure I.11. Dans DCO-OFDM, toutes les sous-porteuses transportent des symboles de données. Le signal d'entrée à IFFT est contraint d'avoir une symétrie hermitienne. En raison de la symétrie hermitienne de l'entrée, le signal de sortie de l'IFFT est réel. Le signal est ensuite converti en série (P/S), un préfixe cyclique (CP) est ajouté, le signal numérique résultant est converti en analogique (D/A) et filtré par un filtre passe-bas, ce qui donne $x(t)$.

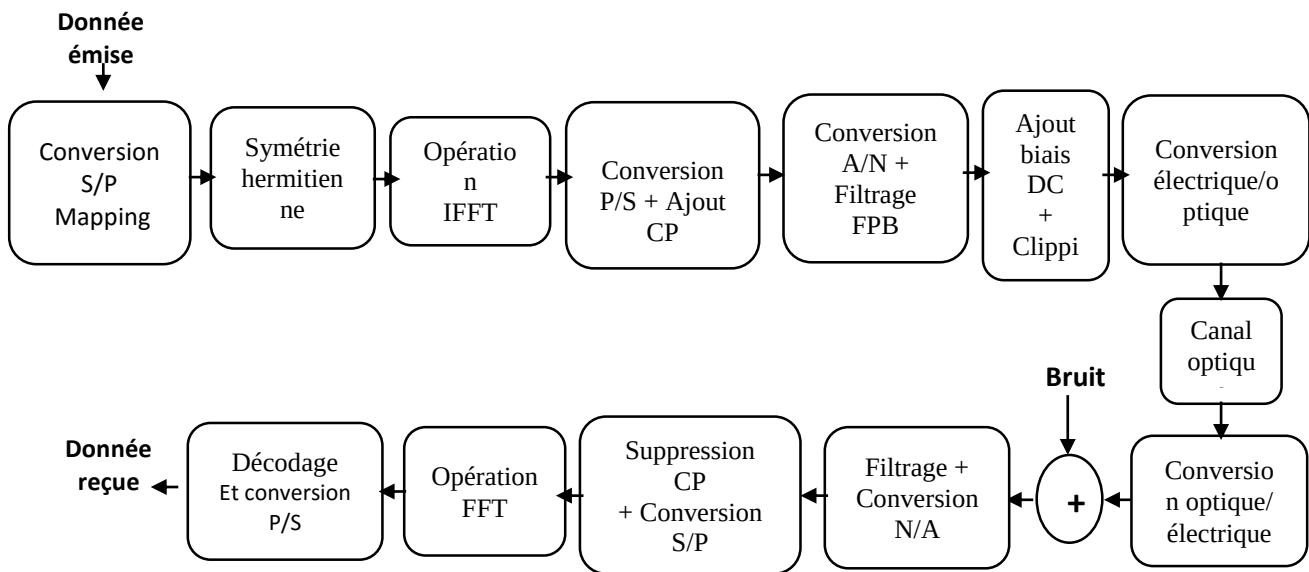


Figure I. 11: Système DCO-OFDM

Pour les grandes sous-porteuses, le signal peut être modélisé comme une variable aléatoire gaussienne. Ensuite, une polarisation CC appropriée est ajoutée, puis les pics négatifs restants sont écrêtés. Étant donné que les signaux OFDM ont un rapport de puissance crête à moyenne très élevé, une polarisation très élevée est nécessaire pour éliminer toutes les crêtes négatives.

Si une forte polarisation CC est utilisée, l'énergie optique par bit par rapport à la densité spectrale de puissance de bruit unilatérale devient très grande, rendant ainsi le schéma inefficace en termes de puissance optique. Au lieu de cela, un biais modéré est normalement utilisé et les pics négatifs restants sont écrêtés, ce qui entraîne un bruit d'écrêtage. Dans les systèmes DCO-OFDM typiques, les sous-porteuses paires et impaires transportent des symboles de données et le bruit d'écrêtage affecte toutes les sous-porteuses. Tout pic négatif qui reste après l'ajout du niveau de polarisation CC est écrêté à zéro. Le signal écrêté est ensuite entré dans un modulateur optique. Ici, un modulateur optique idéal est utilisé ; par conséquent, l'intensité du signal optique de sortie est directement proportionnelle au courant électrique d'entrée. Le signal résultant est transmis sur un le canal. Le bruit de grenaille qui

affecte le signal est modélisé comme un bruit gaussien blanc additif (AWGN), est ajouté dans le domaine électrique. Au niveau du récepteur, le signal reçu est d'abord converti d'un signal optique en un signal électrique à l'aide d'une photodiode. Le traitement après ce point est le même que celui d'un récepteur OFDM conventionnel. C'est-à-dire que la sortie de la photodiode est ensuite filtrée et le signal résultant est ensuite converti de l'analogique au numérique. Ensuite, le préfixe cyclique ajouté est supprimé et le signal est converti de série en parallèle. Le signal est donné en entrée de la FFT. Ensuite, il est décodé et converti de parallèle en série et enfin le signal de données est conservé. (Elgala, Mesleh, & Haas, 2009)

I.3.2.3. OFDM optique à découpage asymétrique (ACO-OFDM)

Cette technique utilise uniquement des sous-porteuses impaires pour transmettre des symboles d'information, et la partie négative du signal dans le domaine temporel est échantillonnée. La figure I.11 montre le schéma en bloc du système ACO-OFDM. Le signal d'entrée de l'opération IFFT est composé uniquement de composants impairs. De plus, les éléments du vecteur ont une symétrie hermitienne. Le frontal de l'émetteur ACO-OFDM est similaire à un émetteur DCO-OFDM où il est d'abord sérialisé et un CP lui est ajouté. Ensuite, le signal est converti en D/A et envoyé à travers un LPF idéal. Le traitement dans la partie récepteur est similaire au récepteur DCO-OFDM, sauf que dans ACO-OFDM, seules les sous-porteuses impaires sont démodulées, car seules elles transportent les symboles de données. (Zaccarin, 1993)

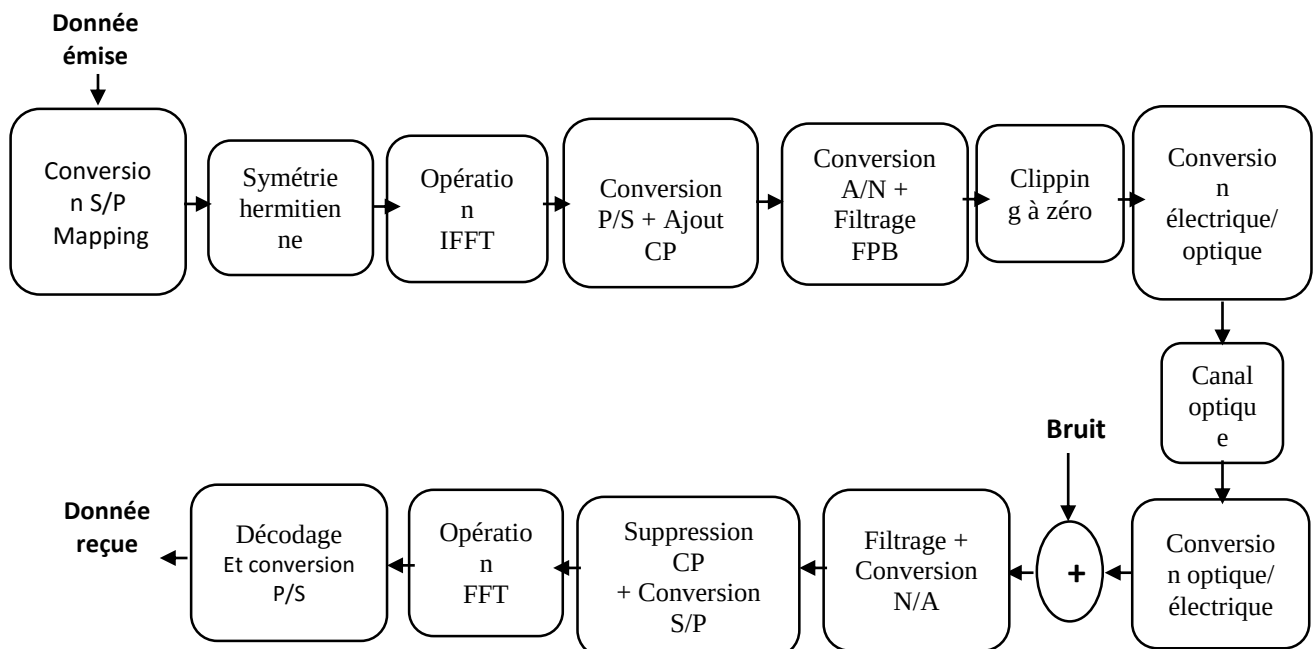


Figure I. 12: Système ACO-OFDM

I.4. Conclusion

Dans ce chapitre, une vue d'ensemble de la technologie d'accès multiple spécifiquement liée à l'OCDMA a été donnée. En effet, la technique OCDMA présente de nombreux avantages par rapport aux autres solutions d'accès multiples existantes. Il y a eu un énorme intérêt pour l'application des techniques OCDMA aux systèmes de communication par fibre optique. Il a récemment suscité un intérêt considérable dans la recherche en raison des avantages qu'il offre en termes de granularité du réseau et de flexibilité dans la gestion des ressources système.

Les modulations optiques ont été décrites et plus de détails ont été donnés pour deux types de modulation optique, à avoir la technique de modulation d'impulsion et l'OFDM optique avec ses deux type ACO-OFDM et DCO-OFDM. La modulation OFDM optique est multi porteuse, une modulation capable de prendre en charge des débits de données élevés en utilisant une modulation d'amplitude en quadrature multiniveaux d'ordre élevé (M-QAM) sans avoir besoin d'égaliseurs de canaux complexes ; cela réduit également les interférences.

CHAPITRE II : Système OCDMA à codage d'amplitude spectrale

II.1. Introduction

Dans ce chapitre, nous sommes intéressés par un seul type de codage OCDMA constituant l'axe de notre thèse, il s'agit de l'encodage d'amplitude spectrale SAC qui utilise des sources incohérentes souvent considérées lors de la conception des systèmes SAC-OCDMA. On présente dans un premier temps le principe de base de cette technique d'encodage spectrale à savoir, l'encodage et le décodage du signal dans le système SAC-OCDMA, En second nous analyserons l'effet de l'interférence d'accès multiple et les différents types de bruit présents dans le système SAC-OCDMA tels que le bruit de grenaille, le bruit thermique, le bruit induit par l'intensité de phase, le bruit $1/f$ et le bruit d'obscurité..

II.2. OCDMA à codage d'amplitude spectral (SAC-OCDMA)

II.2.1. Définition du système SAC-OCDMA

Cette technique est une alternative à la technique OCDMA car elle applique le codage au contenu spectral de l'onde lumineuse pour transmettre les données. La technique de codage d'amplitude spectrale (SAC) a été démontrée pour la première fois par Zacarrin et KAVEHRAD (**PENON, 2009**). Il y a plusieurs années, des chercheurs ont proposé des systèmes SAC-OCDMA utilisant plusieurs familles de codes car l'influence de MAI peut être réduite. Dans ce travail, nous sommes intéressés à la technique SAC-OCDMA.

II.2.2. Principe du système SAC-OCDMA

Un schéma SAC-OCDMA produit une réduction significative des effets de MAI et fournit une solution intéressante pour les systèmes asynchrones à haute capacité. Le concept principal du système SAC-OCDMA est basé sur la décomposition spectrale d'une source lumineuse à large bande qui module l'intensité de différentes composantes spectrales avant de les combiner. Les combinaisons des deux éléments de réseau avec un masque d'amplitude spatiale et un filtre avec une fonction de transfert spectrale périodique sont utilisées pour bloquer le passage de différentes composantes spectrales. Plusieurs sources lumineuses ont été utilisées dans les systèmes SAC-OCDMA, notamment une diode électroluminescente (LED), une fibre dopée à l'erbium, un laser et une diode super luminescente (SLD).

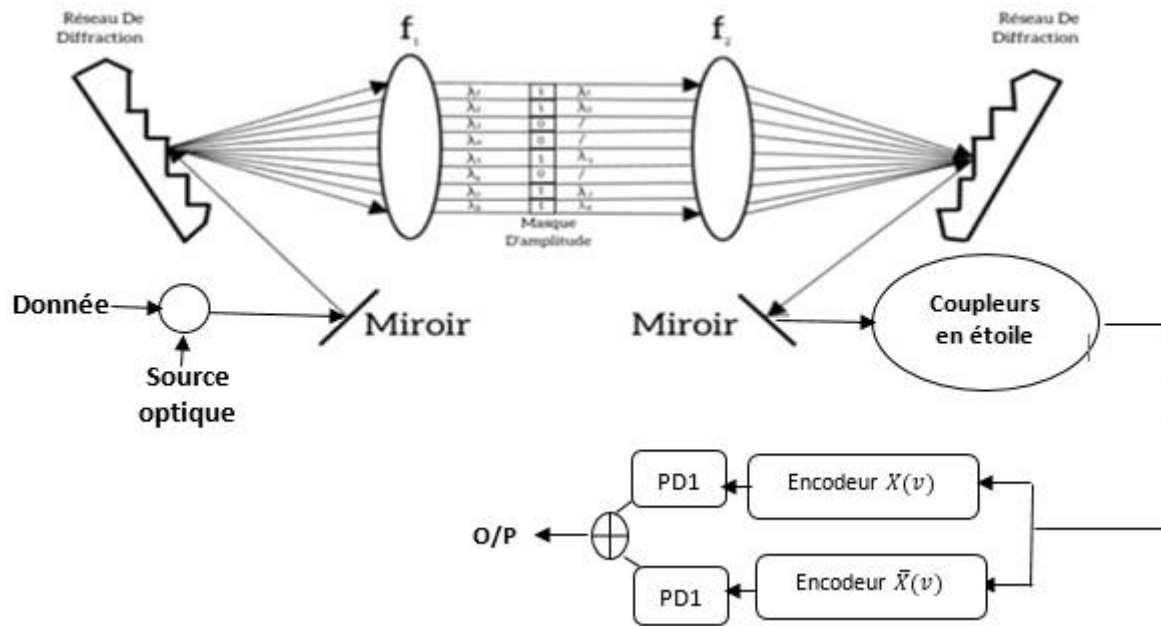


Figure II. 1: Principe du système SAC-OCDMA

La figure II.1 illustre la structure du système SAC-OCDMA. Au niveau de l'émetteur, le codeur SAC ne transmet que certaines composantes de fréquence basées sur le code d'étalement. Le signal entrant est détecté au niveau d'un récepteur équilibré où il est filtré par un filtre complémentaire à celui de l'émetteur. Le filtre direct et le filtre complémentaire filtrera les composants spectraux transmis sans correspondance. La sortie du récepteur équilibré est la différence entre les deux sorties du photo détecteur. Le canal souhaité est détecté et les canaux indésirables sont supprimés. **(Zaccarin, 1993)**

II.3. Codage et décodage du système SAC-OCDMA

Dans cette partie, on va voir les étapes pour effectuer l'encodage des canaux par la technique du SAC-OCDMA. Ce processus d'encodage attribue une signature spectrale unique aux données de l'utilisateur ou l'exploitation de la bande optique est partagée dans les systèmes qui sont fonctionnés sur le principe de la technique SAC-OCDMA. Les différentes signatures spectrales ne sont pas toujours orthogonales entre elles, c a d que deux signatures spectrales différents ont des fréquences en commun. Par conséquent il est impossible d'extraire les données par un moyen de filtrage optique simple. Le but du décodage en SAC-OCDMA consiste en l'extraction des données en utilisant la signature spectrale comme discriminateur. **(J. Penon, vol. 25, 2007)**

II.3.1. Encodage d'un signal SAC-OCDMA

L'encodage spectral est réalisé par le biais d'un codeur (ENC) qui compose d'un ensemble de réseaux de Bragg et qui assigne une signature spectrale unique. Chaque utilisateur occupe W cases fréquentielles parmi les L disponibles ou W représente le poids du code.

L'utilisation de la technique SAC-OCDMA impose le partage d'un certain nombre de cases fréquentielles entre deux codes différents. Celui-ci implique le calcul de l'inter corrélation λ_c qui nous indique le nombre de cases fréquentielles communes. **(K. RAHIL et T. TOUTOU, 2019) (PENON, 2009)**

A titre d'exemple, nous choisissons le code spectral désiré "00101110" pour le premier utilisateur et le code "0101100" du deuxième utilisateur interférant.

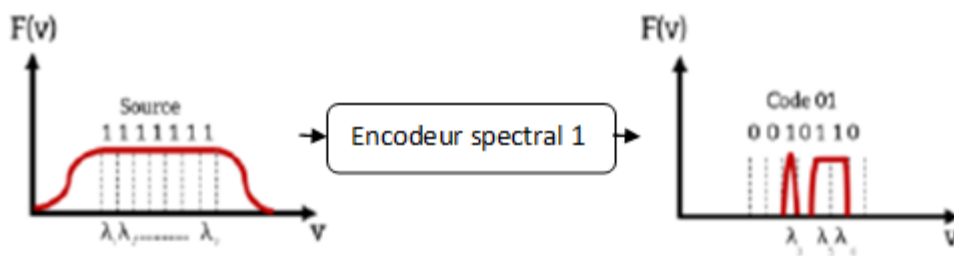


Figure II. 2: Principe de l'encodage spectral SAC-OCDMA pour l'utilisateur désiré

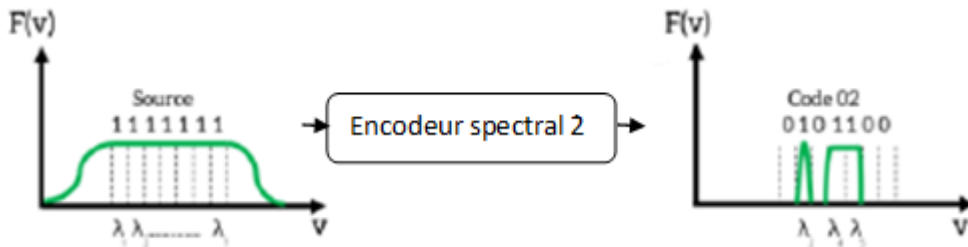


Figure II. 3: Principe de l'encodage spectral SAC-OCDMA pour l'utilisateur interférant avec le code

1

Les figures II.2 et II.3 illustrent le principe de l'encodage spectral pour les deux codes désiré et interférant avec une longueur $L = 7$, un poids $w = 3$ et $\lambda_c = 1$.

Plusieurs techniques d'encodage sont présentées par la suite notamment encodage avec masque d'amplitude, encodage avec l'utilisation d'AWG, encodage avec l'utilisation de FBG et encodage à l'aide de multiplexeurs et démultiplexeurs optiques.

II.3.1.1. Encodage avec l'utilisation d'un masque d'amplitude

Cette technique est basée sur l'utilisation d'une modulation d'amplitude qui nécessite une source cohérente. **(Zaccarin, 1993)**

Son principe de fonctionnement est illustré dans la figure II.4. Le montage est constitué d'une paire de réseaux de diffraction pour séparer angulairement les différentes composantes fréquentielles. Ce réseau de diffraction est placé au point focal d'une lentille f_1 de manière à rejeter le point image à l'infini. Un masque d'amplitude est inséré dans un plan orthogonal à l'axe de propagation, ce qui permet de filtrer les composantes spectrales requises. Une deuxième lentille associée au deuxième réseau de diffraction qui regroupe les composantes spectrales restantes à l'intérieur de la fibre **(PENON, 2009)**

Cette technique d'encodage présente des avantages, est qu'elle utilise les masques d'amplitude qui permettent une bonne résolution spectrale. En fait, ils permettent de diviser le spectre en plusieurs tranches. Alors il est possible d'implémenter des codes de grandes longueurs. Un autre avantage est le que l'on puisse régler le code spectral. Cette possibilité de réglage se fait par le biais du signal électrique de contrôle du masque d'amplitude. Cependant cette technique présente également les inconvénients suivants :

- l'utilisation des réseaux de diffraction sont couteux et fragiles.
- Les pertes d'insertions sont importantes.
- Cette technique a une faible capacité de multiplexage

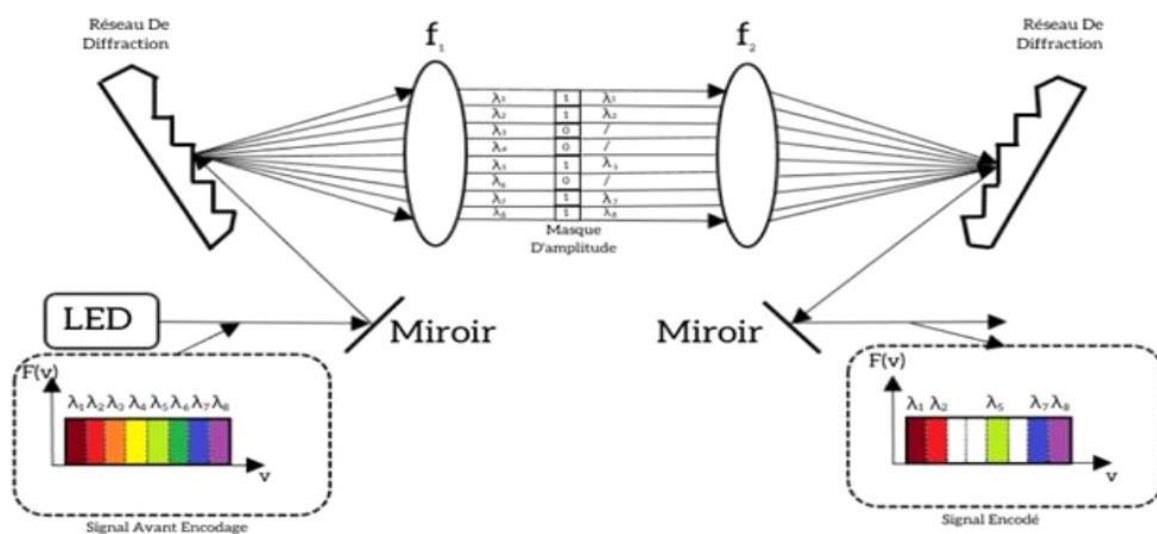


Figure II. 4: Encodage SAC-OCDMA effectué avec un masque d'amplitude

II.3.1.2. Encodage avec l'utilisation d'un réseau sélectif planaire AWG

Le principe de fonctionnement de cette méthode est présenté dans la figure III.5. Le montage est composé d'une paire de réseau sélectif planaire AWG placé en cascade. A la sortie de chaque branche du premier réseau sélectif planaire, on trouve une tranche spectrale déterminée. En reliant certaines lignes optiques aux M entrées du deuxième réseau sélectif planaire, il est ainsi une possibilité d'obtenir un code spectral.

Cette technique est intéressante dans les communications optiques car elle utilise des composants qui sont éprouvés sur le terrain, cependant cette méthode nécessite une paire de réseaux sélectif planaire à l'encodage de chaque utilisateur. **(K. RAHIL et T. TOUTOU, 2019)**

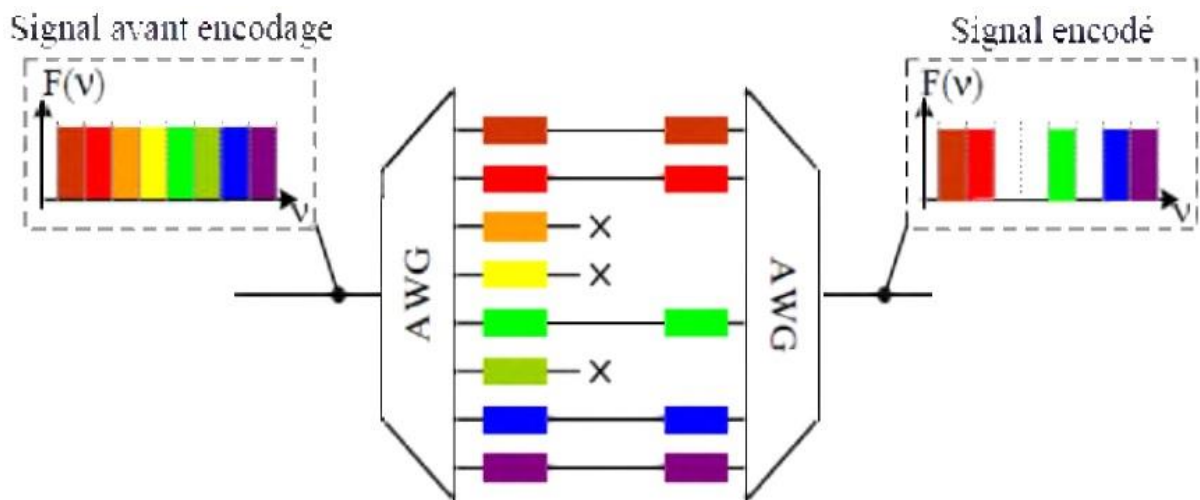


Figure II. 5: Encodage SAC-OCDMA avec l'utilisation des réseaux sélectifs planaire AWG

II.3.1.3. Encodage avec l'utilisation des réseaux de Bragg FBG

Le principe de cette méthode est illustré dans la Figure II.6. Son principe physique est basé sur la variation de l'indice de réfraction périodiquement afin de créer des phénomènes d'interférences et ainsi d'obtenir un composant sélectif en spectre. La réalisation d'un montage SAC-OCDMA basé sur les réseaux de Bragg est donc possible. Cette technique permet de réaliser des réseaux qui ont des réponses spectrales complexes avec des pertes d'insertion réduites. **(PENON, 2009)**

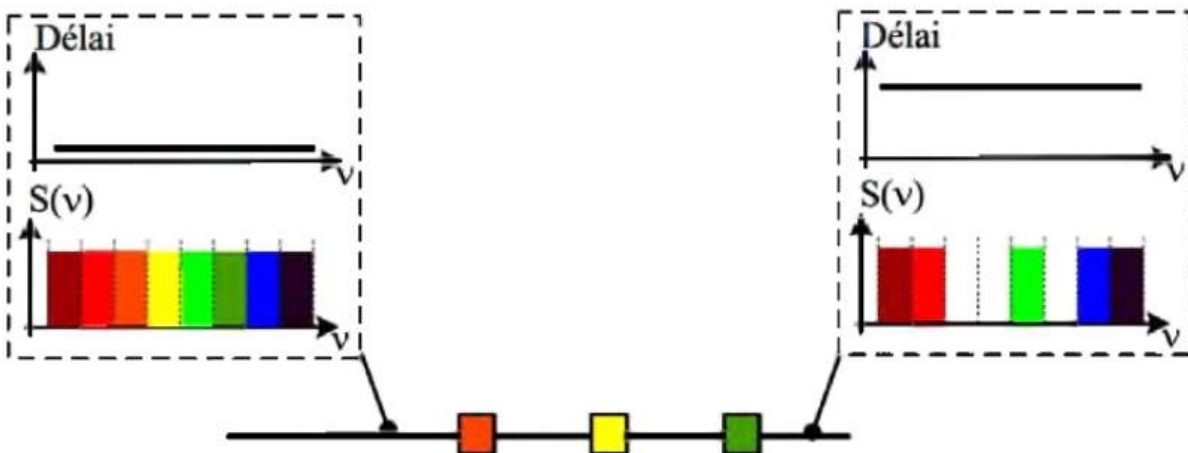


Figure II. 6: Encodage SAC-OCDMA avec l'utilisation des réseaux de Bragg

II.3.1.4. Encodage à l'aide de démultiplexeurs et multiplexeurs optiques

Cette technique est très utilisée en raison de son principe de fonctionnement simple. Le spectre de la source optique LED est divisé en plusieurs longueurs d'ondes de largeur identique à l'aide d'un démultiplexeur. A partir des sorties de ce dernier, chaque utilisateur pourra regrouper les longueurs d'onde qui constituent sa signature spectrale. Cela est effectué à l'aide d'un multiplexeur comme l'illustre la figure II.7. Le nombre des multiplexeurs qui sont connectés au démultiplexeur correspond au nombre d'utilisateurs. (CHERIFI, 2017)

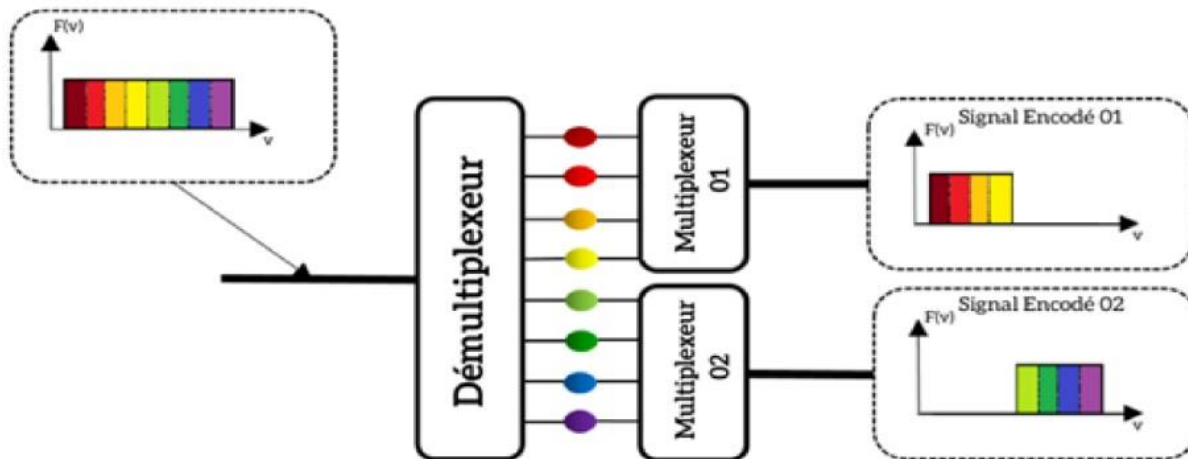


Figure II. 7: Encodage SAC-OCDMA avec l'utilisation d'un démultiplexeur et de multiplexeurs

II.3.2. Décodage d'un signal SAC-OCDMA

L'objectif d'un système de décodage SAC-OCDMA est de détecter les données destinées et supprimer les signaux interférents ce qui implique qu'un signal reçu de moyenne nulle doit être produit lorsque seuls les interférents sont actifs quel que soit leurs nombre. (PENON, 2009)

La figure II.8 illustre l'opération effectuée d'un décodeur pour un système SAC-OCDMA permettant de détecter le signal du premier utilisateur . Cette structure de décodage est composée d'un coupleur non sélectif en fréquence, un décodeur DEC 1 dans le bras haut qui est constitué du même ensemble de réseaux de Bragg que l'encodeur ENC 1 et qui a une réponse spectrale identique à l'ENC 1. Le deuxième bras en bas et composé d'un décodeur complémentaire CDEC 1 qui a une réponse spectrale complémentaire au décodeur du premier utilisateur DEC 1. Cela signifie que son code spectral sera le complément binaire de celui du DEC 1. Une photodiode PD de type balancée est utilisée permettant de faire la soustraction des courants de sortie I_{PD1} et I_{PD2} qui sont générés sur chacune des photodiodes PD1 et PD2.

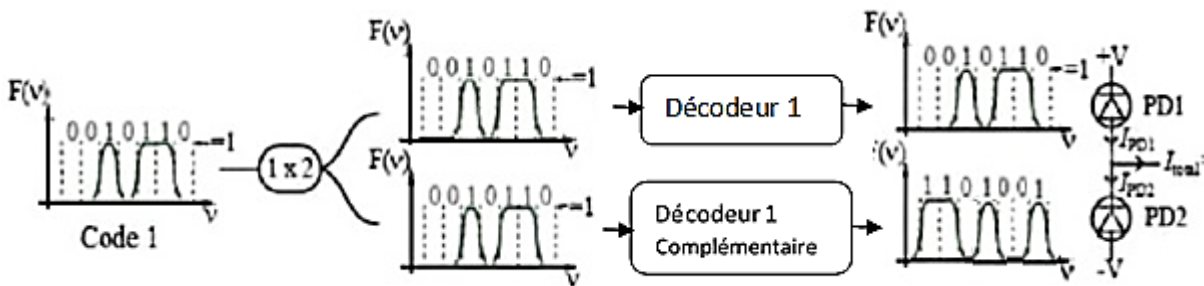


Figure II. 8: Principe de décodage spectral SAC-OCDMA du premier utilisateur pour un signal émis avec le code 1

II.3.3. Techniques de détection pour le système SAC-OCDMA

Plusieurs techniques de détection ont été développées pour répondre aux besoins du système OCDMA. Ceux-ci incluent la technique de détection directe et la technique de détection complémentaire. Dans cette section sont décrites.

II.3.3.1. Détection avec la technique de soustraction directe « dite AND »

la technique de soustraction AND représente l'opération logique ET entre deux séquences différentes X et Y. Elle peut être implémentée avec n'importe quel code ayant une valeur d'inter-corrélation $\lambda_c > 0$ (Norazimah, 2011) (Othman, 2008). La figure II.9 présente l'exemple du système OCDMA utilise la détection AND en réception.

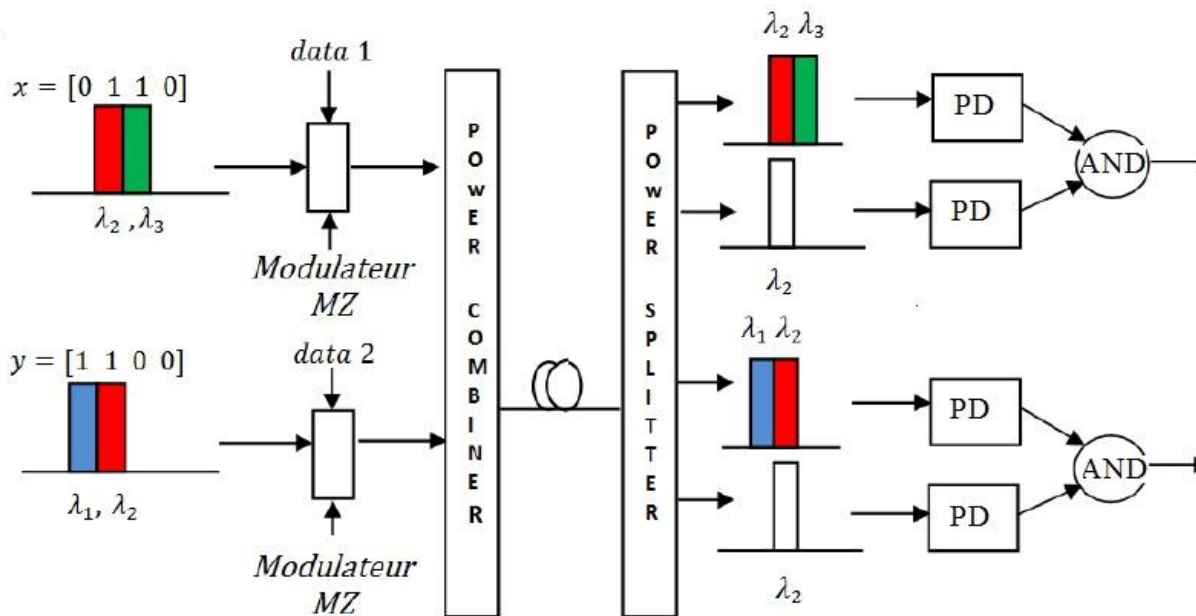


Figure II. 9: Détection avec la technique de soustraction directe

II.3.3.2. Détection avec la technique de soustraction complémentaire

L'implémentation de cette technique est illustré dans la Figure II.10. A la réception, le signal reçu est divisé en deux branches dont la première contient la même séquence de code que celui utilisé à l'émission tandis que la seconde séquence contient le complément du premier code. Et finalement, l'opération de soustraction est effectuée. (PENON, 2009) (Norazimah, 2011)

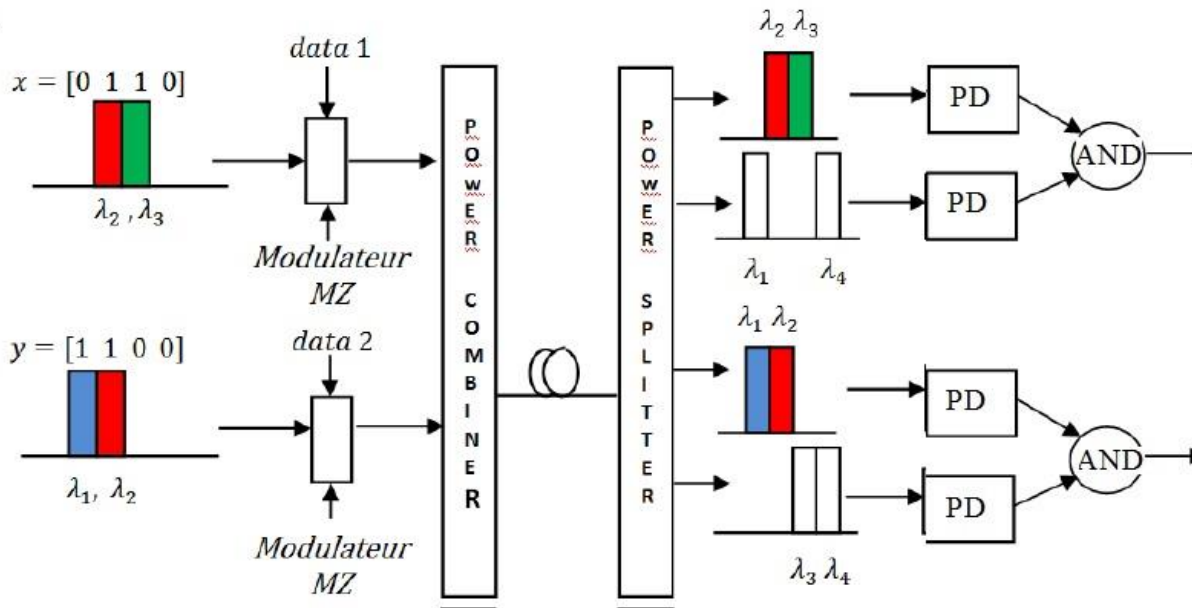


Figure II. 10: Détection avec la technique de soustraction complémentaire

II.4. Bruits dans le système SAC-OCDMA

Généralement, les performances opérationnelles d'un système optique sont influencées par les bruits externes et internes. Par conséquent, pour avoir une analyse des performances du système optique, tous ses bruits doivent être pris en compte. Cependant, lorsqu'une diode (PIN) est utilisée dans le système SAC OCDMA, différents bruits existent au niveau du récepteur, y compris le bruit de grenaille, le bruit thermique, le bruit PIIN et le bruit de courant d'obscurité qui a été négligé. (Al-ayedi, 2017) (JAIN, 2001)

II.4.1. Bruit du photo détecteur

Les principaux facteurs de bruit liés au récepteur optique sont les suivantes : le bruit de grenaille, le bruit thermique, le bruit en $1/f$ et le bruit de courant d'obscurité.

Nous allons maintenant définir les caractéristiques de chacune de ces facteurs de bruit.

II.4.1.1. Bruit thermique

Le bruit thermique ou bruit Johnson est le résultat des fluctuations aléatoires des porteurs à l'intérieur d'une résistance par cause de l'agitation thermique des charges électriques dans un milieu conducteur et a une distribution gaussienne lorsqu'il est considéré à grande échelle.

la variance du bruit thermique liée à la résistance de charge de la photodiode est donnée par la relation suivante :

$$\sigma_{thermal}^2 = \frac{4K_b T_n B}{R_L} \quad (\text{en A}^2/\text{Hz}) \quad \text{Eq II.1}$$

ou :

K_b : Constante de Boltzmann ;

T_n : Température en Kelvin;

R_L : Résistance de charge.

II.4.1.2. Bruit de grenaille

Le bruit de grenaille résulte de la distribution aléatoire des électrons générés par le processus de photo détection, même lorsque l'intensité lumineuse d'entrée est constante. Même lorsque la puissance incidente sur un photo détecteur est constante, les photons sont absorbés et des paires électron-trou sont générées à un moment aléatoire

intervalles. La densité spectrale normalisée du bruit de grenaille en courant s'écrit de la façon suivante :

$$\sigma_{Shot}^2 = 2eBI \quad \text{Eq II.2}$$

où

e : Charge électrique,

B : Bande passante

I : Courant de sortie du PD

II.4.1.3. Le bruit en 1/f

Ce type de bruit à basse fréquence connu par le bruit « en 1/f ». Ce dernier est présent dans tout composant traversé par un courant et est proportionnel à ce courant.

Il est donné par la relation suivante :

$$I_{1/f}^2 = K \frac{I^2}{f} \text{ (en A}^2\text{/Hz)} \quad \text{Eq II.3}$$

II.4.1.4. Bruit de courant d'obscurité

Le PD présente un courant de pertes qui dérive dans le cas d'une photodiode de la présence de recombinaison en surfaces et de parcours de fuite dans le matériau massif. Ce type de courant non souhaité et qui doit être de très faible valeur est appelé courant d'obscurité. La densité spectrale normalisée du bruit de courant d'obscurité s'écrit de la façon suivante :

$$I_{obs}^2(f) = 2qI_{obs} \quad \text{Eq II.4}$$

II.4.2. Bruit d'intensité induit par la phase (PIIN)

Le bruit PIIN est généré par l'interférence lors de la combinaison de multiples signaux optiques retardés et considéré comme une source de bruit qui affecte les performances du système. Son effet est proportionnel à la puissance de la photo détecteur générer.

Il est généré à la sortie du PD en raison de l'interférence produite lors de la combinaison des multiples signaux optiques retardés. Ce type de bruit est supposé comme l'un des problèmes importants qui influence les performances du système SAC-OCDMA. Cependant, le PIIN est fortement proportionnel au courant électrique généré par les PD. Il est calculé par la relation suivante :

$$\sigma_{PIIN}^2 = B\tau_c I^2 \quad \text{Eq II.5}$$

Où τ_c est le temps de cohérence.

II.4.3. Interférence d'accès multiple (MAI)

les principaux facteurs de dégradation des systèmes SAC-OCDMA qui affectent les performances globales du système sont la corrélation croisée (λ_c) et le MAI. La valeur de la fonction d'auto-corrélation indique la puissance du signal et le caractère distinctif en présence d'autres utilisateurs.

les codes utilisés dans le système SAC-OCDMA ayant des valeurs d'autocorrélation maximales. Cela peut limiter la capacité du système pour un bilan de puissance donné. L'autre source de dégradation du signal provient des interférences d'accès multiples (MAI). Ce dernier peut entraîner des erreurs sur les paquets transmises et une réduction conséquente du débit du système.

Le MAI influence sur les performances du système dans deux manières:

- Le MAI causée par d'autres utilisateurs simultanés partageant les mêmes spectres avec l'utilisateur souhaité corrompt les données appartenant à l'utilisateur. Si les signaux d'autres canaux sont considérés comme du bruit, l'interférence réduit le SNR pour l'utilisateur prévu. Ce problème peut être résolu par des schémas de détection spécifique. Bien que ce problème puisse être résolu par la technique de soustraction, elle n'est efficace que si l'amplitude spectrale est plate sur tout le spectre. ». Le déséquilibre de l'amplitude spectrale provoquera toujours l'AMI. Cependant, ce problème peut être réduit en contrôlant le niveau de puissance (à l'aide d'un atténuateur optique) des signaux reçus.
- La présence de MAI peut générer un autre type de bruit, connu sous le nom de PIIN. Le PIIN résulte de l'incohérence de phase des signaux qui se interfèrent sur les mêmes spectres, provoquant des fluctuations de l'intensité totale du signal. Notons que, la réduction du MAI n'éliminera pas le bruit PIIN. C'est parce que le bruit d'intensité s'est déjà produit au niveau du PD. La suppression le PIIN consiste à réduire la fonction de corrélation croisée de données optiques elle-même. Ceci peut être réalisé en utilisant les codes bidimensionnels tels que le code proposé CS et le code ZCC.

la réduire de l'effet MAI est effectué par l'utilisation des techniques de soustraction au niveau du récepteur.

II.5. Conclusion

Au cours de ce chapitre nous avons expliqué le principe de la technique SAC dans OCDMA avec ses différentes techniques d'encodage et décodage notamment en codage par masque d'amplitude, par utilisations d'un réseau AWG, encodage par utilisation des réseaux de Bragg, et encodage à l'aide de multiplexeur et démultiplexeur. Ensuite nous avons présenté les techniques de détection existes dans la partie récepteur telles que la technique directe et la technique complémentaire, et finalement nous exposons les différents sources de bruits qui affectent les performances du système SAC-OCDMA.

Chapitre III : Les codes optiques 1D et 2D utilisés dans les systèmes OCDMA

III.1. Introduction

Dans les systèmes OCDMA, l'objectif principal est de reconnaître l'utilisateur prévu en présence d'autres utilisateurs, puisque tous les utilisateurs partagent le même canal. Un autre objectif est d'accueillir plus d'abonnés possibles dans le système. Les codes de séquence optique avec la meilleure caractéristique orthogonale doivent être utilisés dans ce cas. En d'autres termes, des séquences de codes d'étalement sont sélectionnées pour les caractéristiques d'auto corrélation maximale et d'inter corrélation minimale afin d'optimiser la différenciation entre le signal correct et l'interférence.

Ce chapitre passe en revue les codes d'étalement fondamentaux utilisés dans les communications OCDMA, y compris les codes avec une inter-corrélation nulle et des codes d'inter-corrélation non nuls.

III.2. Codes à une Dimension

III.2.1. Codes optiques à inter-corrélation non nuls

III.2.1.1. Code à double poids (DW)

Ce code DW peut être construit comme suit:

Étape 1:

Le code DW peut être représenté en utilisant la matrice $K \times N$. Dans les structures de codes DW, la matrice K lignes et N colonnes représenteront respectivement le nombre d'utilisateurs et la longueur minimale du code. Un code DW de base est donné par une matrice 2×3 , comme indiqué ci-dessous :

$$H_1 = \begin{matrix} & \begin{matrix} 1 & 2 & 1 \end{matrix} \\ & \begin{matrix} \downarrow & \downarrow & \downarrow \end{matrix} \\ \begin{bmatrix} 0 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 0 \end{bmatrix} & \end{matrix} \quad (\text{Eq III.1})$$

Notez que H_1 a une séquence de combinaison de puces de 1, 2, 1 pour les trois colonnes (c'est-à-dire $0 + 1, 1 + 1, 1 + 0$).

Étape 2:

Une technique de mappage simple est utilisée pour augmenter le nombre de codes comme indiqué ci-dessous :

$$H_2 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & H_1 \\ H_1 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{Eq III.2})$$

Notez que lorsque le nombre d'utilisateurs, K augmente, la longueur du code, N augmente également. La relation entre les deux paramètres, K et N est donnée par :

$$N = \frac{3K}{2} + \frac{1}{2} \left[\sin\left(\frac{K\pi}{2}\right) \right]^2 \quad (\text{Eq III.3})$$

A noter que C_i où « i » vaut 1, 2, 3.....N, est le numéro de colonne des codes qui représente aussi la position spectrale des chips.

Dans la construction de la séquence de code DW, les positions spectrales des deux poids, $C_{1,K}$ pour le premier poids et $C_{2,K}$ pour le deuxième poids pour le $K^{\text{ème}}$ utilisateur sont données par :

$$C_{2,K} = C_N \quad (\text{Eq III.4})$$

$$C_{1,K} = C_{N-1} \quad (\text{Eq III.5})$$

Notez que la position spectrale du deuxième poids $C_{2,K}$ est toujours la même que la longueur de code minimale, N tandis que le 1^{er} poids, $C_{1,K}$ est toujours une position avant. Cela simplifie la construction du code DW. Par exemple, si K = 4, la longueur de code minimale, N équivaut à 6, et les positions spectrales $C_{1,4}$ et $C_{1,5}$ sont C_5 et C_6 telles qu'obtenues respectivement en utilisant les équations précédentes. Il est important que les positions de poids soient maintenues par paires afin que moins de filtres puissent être utilisés dans le codeur et le décodeur. De cette façon, un filtre avec une bande passante double de la largeur de puce peut être utilisé, au lieu de deux filtres différents.

III.2.1.2. Code à double poids modifié (MDW)

MDW est la version modifiée du code DW. Le poids du code MDW peut être n'importe quel nombre pair supérieur à 2. Dans ce cas, le MDW avec un poids de 4 est utilisé comme exemple. En tant que famille de code DW, MDW peut également être représenté en utilisant la matrice $K \times N$. Le code MDW de base désigné par (9, 4, 1) est illustré ci-dessous :

$$H_{m1} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 \\ 1 & 1 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{Eq III.6})$$

Notez qu'une structure similaire du code DW de base, H_1 , est toujours conservée avec une légère modification, dans laquelle les paires à double poids sont conservées de manière à n'autoriser que deux puces qui se chevauchent dans chaque colonne. Ainsi, la combinaison 1, 2, 1 chips est conservée toutes les trois colonnes comme dans le code DW de base. Ceci est important pour maintenir $\lambda = 1$. La même technique de mappage que pour le code DW est utilisée pour augmenter le nombre d'utilisateurs. Code MDW pour le poids de 4 noté (N, 4, 1) pour toute longueur de code donnée N, qui peut être liée au nombre d'utilisateurs K via :

$$N = 3K + \frac{8}{3} \left[\sin\left(\frac{K\pi}{3}\right) \right]^2 \quad (\text{Eq III.7})$$

Certaines séquences de codes MDW sont répertoriées dans le tableau III.1.

K_{th}	C_9	C_8	C_7	C_6	C_5	C_4	C_3	C_2	C_1
1	0	0	0	0	1	1	0	1	1
2	0	1	1	0	0	0	1	1	0
3	1	1	0	1	1	0	0	0	0

Tableau III. 1: Exemple De Séquences De Code MDW Pour W=4

III.2.2. Codes optiques à inter-corrélation flexible

III.2.2.1. Code FCC (Flexible cross correlation)

Les codes optiques se composent de la longueur de code N , du poids W , de l'inter-corrélation λ_{max} et de K utilisateurs (N, W, λ_{max}). Pour cela, le code FCC (Flexible cross correlation) peut être construit comme suit:

Étape 1:

Générer une séquence de code pour le premier utilisateur en utilisant l'équation suivante :

$$U_i = \begin{matrix} l(i-1) & W & l(K-i) \\ 0 \dots 0 & 1 \dots 1 & 0 \dots 0 \end{matrix} \quad (\text{Eq III.8})$$

Où « l » est la ligne

Étape 2:

D'autres codes peuvent être construits en déplaçant le premier utilisateur vers la droite par $W-1$ fois.

La longueur de code du code FCC est donnée par :

$$N = KW - \lambda_{max}(K - 1) \quad (\text{Eq III.9})$$

Le tableau III.2 montre le code FCC pour $K=5$, $W=3$ et $\lambda_{max} \leq 1$.

Utilisateur	Code FCC										
U_1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0
U_2	0	0	1	1	1	0	0	0	0	0	0
U_3	0	0	0	0	1	1	1	0	0	0	0
U_4	0	0	0	0	0	0	1	1	1	0	0
U_5	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	1

Tableau III. 2: Code FCC

III.2.2.2. Code diagonal aléatoire (RD)

La conception de ce code (RD : random diagonal) peut être effectuée en divisant la séquence de code en deux groupes, qui sont le segment de code et le segment de données.

Étape 1:

Segment de données :

Laissez les éléments de ce groupe contenir un seul "1" pour maintenir l'inter-corrélation nulle au niveau des données ($\lambda = 0$). Cette propriété est représentée par la matrice ($K \times K$) où K représentera le nombre d'utilisateurs. Ces matrices ont des coefficients binaires et un code inter zéro de base (poids = 1) est défini comme $[Y_1]$. Par exemple, pour trois utilisateurs ($K = 3$), Y_1 peut être exprimé comme :

$$[Y_1] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{Eq III.10})$$

Où $[Y_1]$ consiste en ($K \times K$) matrices d'identité. Notez que pour l'expression ci-dessus, l'inter corrélation entre deux lignes est toujours nul.

Étape 2:

Segment de code :

La représentation de cette matrice peut être exprimée comme suit pour $W = 4$:

$$[Y_2] = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 1 & 1 & 0 \\ 1 & 1 & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 1 & 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{Eq III.11})$$

Où $[Y_2]$ se compose de deux parties : la partie de la matrice de pondération $[W]$ et la partie de la matrice de base $[B]$. La partie de base $[B]$ peut être exprimée comme :

$$[B] = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{Eq III.12})$$

Et la partie poids appelée matrice $[M] = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$ qui est responsable de l'augmentation du nombre de poids.

Soit $i = (W - 3)$ et $M_i = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$ où « i » représente le nombre de matrice M_i sur la matrice $[M]$,

donné par :

$$[M] = \langle M_1 | \dots | M_i \rangle \quad (\text{Eq III.13})$$

Par exemple, si $W = 5$, d'après Eq. (13) $i = 2$, de sorte que $[M] = \langle M_1 | M_2 \rangle$.

$$[M] = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{Eq III.14})$$

Notez que pour augmenter le nombre d'utilisateurs simultanément avec l'augmentation de la longueur du mot de code, nous pouvons simplement répéter chaque ligne sur les deux matrices $[M]$ et $[B]$. Pour $K^{\text{ème}}$, la matrice utilisateur $[M]$ et $[B]$ peuvent être exprimées comme :

$$[B](j) = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 1 \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ a_{j1} & a_{j2} & a_{j3} \end{bmatrix} \quad (\text{Eq III.15})$$

$$[M](j) = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ 1 & 0 \\ 1 & 0 \\ \vdots & \vdots \\ \vdots & \vdots \\ \vdots & \vdots \\ a_{j1} & a_{j1} \end{bmatrix} \quad (\text{Eq III.16})$$

Où « j » représente la valeur du $K^{\text{ème}}$ utilisateur ($j = 1, 2, \dots, K$), et la valeur de a_j est zéro ou un. Les poids de la partie code pour les deux matrices $[M]$, $[B]$ sont égaux à $W - 1$, donc la combinaison totale de code est représentée par $(K \times N)$ où $K = 3, N = 8$, comme indiqué par $[Z1], [Z1] = [Y1|Y2]$.

$$[Z1] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{Eq III.17})$$

À partir de la matrice de base Z ci-dessus, déterminez le nombre d'utilisateurs (K) et la longueur du code (N), comme indiqué par la matrice ($K \times N$). Notez que le poids du code de chaque ligne est égal à 4, et la relation entre N et K pour ce cas ($W = 4$) peut être exprimée comme suit :

$$N = K + 5 \quad (\text{Eq III.18})$$

En conséquence, nous pouvons trouver que pour le code $W = 5, 6 \text{ et } 7$, la longueur de mot N peut être exprimée respectivement par $K + 7, K + 9 \text{ et } K + 11$. Par conséquent, l'équation générale décrivant le nombre d'utilisateurs K, la longueur de code N et le poids de code W est donnée par :

$$N = K + 2W - 3 \quad (\text{Eq III.19})$$

III.2.3. Codes optiques à inter-corrélation nuls

III.2.3.1. Code d'inter corrélation nulle à poids unique 1D-SWZCC

Le 1D-SWZCC (Single Weight Zero Cross Correlation) est construit selon les étapes suivantes :

Étape 1:

Créer une matrice d'identité I_L . Par exemple, $L = 3$, la matrice prend :

$$I_L = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{Eq III.20})$$

En utilisant la propriété de décalage entre les lignes d'une unité, le nombre de rotation requis pour I_L est $L - 1$. Le résultat de la rotation est présenté par $I_{L^2, L}$. Par exemple, le nombre d'utilisateurs passe de L à L^2 , également l'inter- corrélation devient égale à 1.

$$I_{L^2,L} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{Eq III.21})$$

Il est clair que $I_{L^2,L}$ peut être divisé en $L = 3$ sous-matrices a_k ($k = 1, 2, \dots, L$).

$$A_l = \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ a_3 \end{bmatrix} \quad (\text{Eq III.22})$$

Où

$$a_1 = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}; a_2 = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}; a_3 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}$$

Dans la matrice $I_{L^2,L}$, l'inter-corrélation entre les séquences de code est de un. Pour éliminer les interférences et augmenter le nombre d'utilisateurs, chaque matrice a_k est utilisée pour construire la matrice Z_k (L^2, L), la nouvelle matrice Z_k est $L^2 \times L$ donnée par :

$$Z_k(i + (j - 1) \times 3, j) = a_k(i, j) \quad (\text{Eq II.23})$$

Le reste des éléments de Z_k non définis dans l'équation (III.23) est rempli par des zéros.

$$Z_1 = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}; \quad Z_2 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}; \quad Z_3 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Pour cela, la nouvelle matrice ZCC est $L^2 \times L^2$, Les éléments de la matrice ZCC sont disposés comme suit :

$$I = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \rightarrow ZCC = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{Eq III.24})$$

De la même manière, le reste des sous-matrices I_K est généré pour le reste de a_k . Dans un dernier temps, le code SWZCC est généré en rassemblant les sous-matrices I_K dans la matrice $I_{L^2 \times L^2}$.

Un exemple de 1D-SWZCC est présenté dans le tableau III.3, lorsque $L = 3$.

Code	Séquence
C_1	1 0 0 0 0 0 0 0 0
C_2	0 0 0 0 0 0 1 0 0
C_3	0 0 0 1 0 0 0 0 0
C_4	0 0 0 0 1 0 0 0 0
C_5	0 1 0 0 0 0 0 0 0
C_6	0 0 0 0 0 0 0 1 0
C_7	0 0 0 0 0 0 0 0 1
C_8	0 0 0 0 0 1 0 0 0
C_9	0 0 1 0 0 0 0 0 0

Tableau III. 3: Code SWZCC

III.2.3.2. Code de décalage ZCC (zero cross correlation)

Étape 1 : Génération de la matrice combinée

Nous avons pris deux matrices car le poids est considéré comme égal à deux. La première matrice est une matrice identité et la matrice suivante est une matrice nulle de même dimension que la matrice identité. Le nombre de matrices prises est égal à la valeur de poids considérée. La dimension de la matrice d'identité est 3×3 car le nombre d'utilisateurs prend 3. La dimension de la matrice est égale au nombre d'utilisateurs actifs.

Ainsi, deux matrices de dimension 3×3 sont :

$$\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \text{ et } \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{Eq III.25})$$

La matrice combinée est représentée par :

$$\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{Eq III.26})$$

Étape 2 : Décalage de '1' dans la matrice combinée (Décalage de = $W \times l - W - l + 1$)

Où « l » est le numéro de ligne correspondant et W est le poids du code proposé. Dans chaque rangée, le 1 est décalé (à droite) selon les règles ci-dessus. Dernière rangée $by = 2 \times 3 - 2 - 3 + 1 = 2$ (dernière rangée $l=3$). Rang du milieu $by = 2 \times 2 - 2 - 2 + 1 = 1$ (rang du milieu $l=2$). Première ligne $by = 2 \times 1 - 2 - 1 + 1 = 0$ (première ligne $l=1$). La formule généralisée de décalage est donc $W \times l - W - l + 1$. La dernière ligne décalée selon la règle ci-dessus ressemble à :

$$[0 \ 0 \ 1 \ 0 \ 0 \ 0] \rightarrow [0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 1 \ 0]$$

Le décalage de la première rangée et de la rangée du milieu selon la règle ci-dessus ressemble à :

$$[1 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0] \rightarrow [1 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0]$$

$$[0 \ 1 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0] \rightarrow [0 \ 0 \ 1 \ 0 \ 0 \ 0]$$

La matrice décalée ressemble à celle illustrée ci-dessous :

$$\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{Eq III.27})$$

Étape 3 : Remplacement

Ensuite, nous avons remplacé les zéros droits W-1 par 1 droit à l'impulsion existante ou "1".

Remplacer le seul droit 0 droit à l'impulsion existante par 1 dans chaque ligne (car W-1=2-1=1).

Remplacement de la dernière ligne

$$[0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 1 \ 0] \rightarrow [0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 1 \ 1]$$

Remplacement de la rangée du milieu

$$[0 \ 0 \ 1 \ 0 \ 0 \ 0] \rightarrow [0 \ 0 \ 1 \ 1 \ 0 \ 0]$$

Remplacement de la première rangée

$$[1 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0] \rightarrow [1 \ 1 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0]$$

La matrice de code finale SHIFT-ZCC est obtenue comme suit :

$$SHIFTZCC = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{Eq III.28})$$

De même, pour $K=4$, $W=2$, le code SHIFT ZCC est représenté par :

$$SHIFTZCC = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{Eq III.29})$$

III.2.3.3. Code ZCC

Le code ZCC est représenté dans une matrice $K \times C$, donc la méthode de construction est la suivante :

$$ZCC = \begin{bmatrix} Z_i \\ \text{rot } 180^\circ(Z_i) \end{bmatrix} \quad (\text{Eq III.30})$$

Où « K » c'est le nombre d'utilisateurs, et « C » est la longueur de code

Où Z_i est la demi-matrice ; constituée de $\left(\frac{k}{2}, k \times w\right)$, la construction de la demi-matrice est donnée par :

$$Z\left(\frac{k}{2}, k \times w\right) = \begin{bmatrix} C_1 \\ \vdots \\ C_i \\ \vdots \\ C_{k/2} \end{bmatrix} \quad (\text{Eq III.31})$$

Où

$$1 \leq i \leq k/2$$

Le code C_i a $(k \times w)$ chips, W Chip « 1 » et $(k \times w) - W$ chips « 0 ». Alors on peut écrire :

$$C_{ij} = i + \left(\frac{k}{2} \times j\right) \quad (\text{Eq III.32})$$

Où

$$0 \leq j \leq W - 1$$

$$Z_i = \begin{cases} C_i & \text{pour "i" impair} \\ \text{rot } 180^\circ(C_i) & \text{pour "i" pair} \end{cases} \quad (\text{Eq II.33})$$

L'autre moitié de la matrice est la rotation de 180° de la matrice Z_I . Ainsi, le code ZCC est :

$$ZCC = \begin{cases} Z_I \\ \text{rot } 180^\circ(Z_I) \end{cases} \quad (\text{Eq III.34})$$

Par exemple, soit $K = 6$ et $W = 2$. La génération de la demi-matrice est présentée dans le tableau III.4.

	J	
i	0	1
i=1	1	4
i=2	2	5
i=3	3	6

Tableau III. 4: Les positions des « 1 » dans la matrice ZCC

La demi-matrice est :

$$Z_i = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{Eq III.35})$$

La rotation de la matrice Z_i est donnée par :

$$\text{rot } 180^\circ(Z_i) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{Eq III.36})$$

Ainsi, le code ZCC est donné comme suit :

$$ZCC = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{Eq III.37})$$

Où la longueur du code ZCC est exprimée comme suit :

$$C = K \times W \quad (\text{Eq III.38})$$

III.3. Codes à deux dimensions

Le nombre d'utilisateurs dans un réseau OCDMA utilisant un codage unidimensionnel (1-D) incohérent dans le domaine temporel est très limité. En effet, le nombre d'abonnés est proportionnel à la longueur d'étalement en fréquence, alors que le débit de données d'un seul utilisateur est inversement proportionnel à la longueur d'étalement en fréquence. Étant donné que la longueur de l'étalement des fréquences est limitée par l'état actuel de la technique, plus le nombre d'abonnés dans un réseau est grand, plus l'interférence d'accès multiple (MAI), ou appelée interférence d'utilisateur multiple (MUI) est grave.

Le taux d'erreur binaire du système augmente et le nombre d'abonnés pouvant communiquer entre eux simultanément est faible en pratique. Pour cela, visant à résoudre les limitations des codes OCDMA incohérents unidimensionnels, l'OCDMA incohérent bidimensionnel (2-D) a été proposé. Par conséquent, par rapport aux systèmes 1D-OCDMA incohérents, les systèmes OCDMA incohérents utilisant le codage 2-D permettent non seulement un nombre accru d'utilisateurs et d'abonnés de communication simultanés dans un réseau, améliorant les performances du réseau, mais simplifient également le contrôle et la gestion du réseau, réduisant le temps de traitement et allégeant la complexité et le coût de la mise en œuvre du matériel.

III.4. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons étudié les étapes de construction de divers codes optiques unidimensionnels pour les systèmes OCDMA incohérents, notamment DW, MDW, FCC et RD pour la famille Non-ZCC, ainsi que les codes SWZCC, shift-ZCC et ZCC pour la famille ZCC. La plus grande limitation des codes OCDMA unidimensionnels est que la cardinalité du code est proportionnelle à la longueur de l'étalement de fréquence, pour cela, le codage 2D a été utilisé pour résoudre ces limitations.

CHAPITRE IV : Simulations et interprétations des résultats

IV.1. Introduction

Le système SAC-OCDMA a été étudié et simulé à l'aide d'un logiciel MATLAB basé sur la construction d'une nouvelle famille de code bidimensionnel proposé 2D-CS. Ce code proposé de famille ZCC est caractérisé par une bonne propriété de corrélation, une longueur de code pratique et une cardinalité élevée ce qui nous conduit à éliminer le MAI. Ce dernier est considéré comme le principal inconvénient du système SAC-OCDMA. Les performances du système sont évaluées en termes de SNR et BER.

Ce chapitre est décomposé en plusieurs parties :

Une présentation détaillée de la construction du code proposé présente dans la première partie. L'analyse numérique du système avec sa structure est décrite dans la deuxième partie. La troisième partie présente l'évaluation des performances du système utilise le code proposé. L'effet du nombre utilisateurs, de la puissance effective de la source, le débit de données, la largeur spectrale et le la longueur de la fibre sont évalués pour le système proposé. Les particularités du code proposé sont analysées et comparées à d'autres codes bidimensionnels existants. Pour valider nos résultats, le système proposé est modélisé à l'aide du logiciel OptiSystem.

IV.2. Construction de code à décalage cyclique bidimensionnel 2D-CS

Le code 2D-CS peut être construit en utilisant deux séquences de code de code 1D-CS qui peuvent être définies par ces paramètres : (L, K, w, λ_c) qui présentent la longueur de la séquence de code, la capacité du système, le poids du code et l'inter corrélation respectivement. La matrice de code 1D-CS en termes de nombre d'utilisateurs et de poids du code est définie par la longueur du code (**Mostafa et al. 2019**)

$$L = w.K \quad \text{Eq IV.1}$$

CHAPITRE IV

Il peut être décrit les étapes de construction du code 2D-CS comme suit :

Étape 1 : Choisir à la fois le poids de code (w) souhaité et le nombre d'utilisateurs (K) requis pour le système.

Étape 2: Calculer la longueur de code (L) et la dimension de la matrice de code généré ($K \times L$) avec $L = w.K$

Étape 3: Déterminer les positions des uns dans la première séquence de code

$$P_{uns} = \{C_{11}, C_{12}, C_{13}, \dots, C_1\}$$

Étape 4: Déterminer la construction de la première séquence de code en remplissant les positions restantes par des zéros jusqu'à la longueur «L».

Étape 5: Pour Obtenir les séquences de code restantes en décalant cycliquement les bits (1) de la séquence de code précédente de w vers la droite.

Étape 6: Construction de la matrice de code 1D-CS

Voici un exemple de la famille de code CS avec $K = 4$ et $w = 3$ est présenté dans le tableau IV.1.

Utilisateurs	Matrice de code 1D CS											
K_1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0
K_2	0	0	0	1	1	1	0	0	0	0	0	0
K_3	0	0	0	0	0	0	1	1	1	0	0	0
K_4	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	1

Tableau IV. 1: Code 1D-CS avec $K = 4$ et $w = 3$

Pour construire le code 2D-CS, on basant sur le théorème de YANG, nous devons utiliser deux séquences X_e et Y_f pour les composants spectrales et spatiales respectivement. Soit $B(e, f)$ exprime le mot de code 2D-CS qui est donné par (Cherifi et al. 2018, 2019,) :

$$B_{e,f} = Y^T \cdot X_e \quad \text{Eq IV. 2}$$

Les longueurs de code des composantes spectrales et spatiales sont : $L_1 = W_1 \cdot K_1$ et $L_2 = W_2 \cdot K_2$ où K_1 et K_2 , et W_1 et W_2 présentent respectivement leurs tailles de code et leurs poids de code. La capacité totale et la longueur de code de notre nouveau code proposé sont respectivement $C_{tot} = K_1 \cdot K_2$ et $L_{tot} = L_1 \cdot L_2$

Un exemple des séquences de code 2D-CS est présenté dans le tableau IV.2 où il est choisi la taille de code et le poids de code de la composante spectrale identique pour la composante spatiale. Nous choisissons les séquences $X_1 = [1 \ 1 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0]$ et $Y_1 = [1 \ 1 \ 0 \ 0]$ qui mentionnent respectivement la composante spectrale et spatiale.

	$X_1 = [1\ 1\ 0\ 0\ 0\ 0]$	$X_2 = [0\ 0\ 1\ 1\ 0\ 0]$	$X_3 = [0\ 0\ 0\ 0\ 1\ 1]$
$Y_1^T = \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 1\ 1\ 0\ 0\ 0\ 0 \\ 1\ 1\ 0\ 0\ 0\ 0 \\ 0\ 0\ 0\ 0\ 0\ 0 \\ 0\ 0\ 0\ 0\ 0\ 0 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0\ 0\ 1\ 1\ 0\ 0 \\ 0\ 0\ 1\ 1\ 0\ 0 \\ 0\ 0\ 0\ 0\ 0\ 0 \\ 0\ 0\ 0\ 0\ 0\ 0 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0\ 0\ 0\ 0\ 1\ 1 \\ 0\ 0\ 0\ 0\ 1\ 1 \\ 0\ 0\ 0\ 0\ 0\ 0 \\ 0\ 0\ 0\ 0\ 0\ 0 \end{bmatrix}$
$Y_2^T = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0\ 0\ 0\ 0\ 0\ 0 \\ 0\ 0\ 0\ 0\ 0\ 0 \\ 1\ 1\ 0\ 0\ 0\ 0 \\ 1\ 1\ 0\ 0\ 0\ 0 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0\ 0\ 0\ 0\ 0\ 0 \\ 0\ 0\ 0\ 0\ 0\ 0 \\ 0\ 0\ 1\ 1\ 0\ 0 \\ 0\ 0\ 1\ 1\ 0\ 0 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0\ 0\ 0\ 0\ 0\ 0 \\ 0\ 0\ 0\ 0\ 0\ 0 \\ 0\ 0\ 0\ 0\ 1\ 1 \\ 0\ 0\ 0\ 0\ 1\ 1 \end{bmatrix}$

Tableau IV. 2: Code 2D-CS pour $w_1=2$, $K_1=3$, $w_2=2$ et $K_2=2$

Soient $a_{e,f}$ les éléments $B_{e,f}$ où $e = 1, 2, \dots, L_1$ et $f = 1, 2, \dots, L_2$. Ainsi, la matrice $B_{e,f}$ peut être exprimée comme (**Cherif et al. 2018 ; Lin et al. 2005**) :

$$B_{e,f} = \begin{bmatrix} a_{0,0} & a_{0,1} & & a_{0,L_2-1} \\ a_{1,0} & a_{1,1} & & a_{1,L_2-1} \\ a_{2,0} & a_{2,1} & & a_{2,L_2-1} \\ \vdots & \vdots & \dots & \vdots \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ a_{L_1-1,0} & a_{L_1-1,1} & & a_{L_1-1,L_2-1} \end{bmatrix} \quad Eq\ IV.3$$

Il peut être divisé la corrélation croisée du code 2D-CS en quatre matrices distinctes $B^{(d)}$ où $d = \{1, 2, 3, 4\}$, qui sont (**Cherif et al. 2018, 2019 ; Lin et al. 2005**) :

$$\begin{cases} B^1 = Y^T \cdot X \\ B^2 = Y^T \cdot \bar{X} \\ B^3 = \bar{Y}^T \cdot X \\ B^4 = \bar{Y}^T \cdot \bar{X} \end{cases} \quad Eq\ IV.4$$

L'inter/auto corrélation entre $B_{0,0}$ et $B_{e,f}$ peut être définie comme (**Kadhim et al. 2014**) :

$$R^{(1)}(e, f) = \sum_{i=1}^{L_1} \sum_{j=1}^{L_2} a_{i,j}^{(d)} a_{i,j}(e, f) = \begin{pmatrix} W_1 \cdot W_2 & \text{pour } e = 0 \cap f = 0 \\ 0 & \text{autre} \end{pmatrix} \quad Eq\ IV.5$$

Selon l'équation IV.5, nous notons que l'autocorrélation du code 2D-CS (λ_a) est toujours égale à la multiplication entre les poids de code de la première et la deuxième séquence, et l'inter corrélation (λ_c) est égal à zéro.

La **figure IV.1** montre une représentation graphique 3D du code 2D-CS proposé du premier utilisateur $U(1,1)$ avec son mot de code $B(1,1)$ est attribuée à partir du **tableau IV.2**.

CHAPITRE IV

Il utilise $X_1 = [1 \ 1 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0]$ et $Y_1 = [1 \ 1 \ 0 \ 0]$ qui mentionnent respectivement les axes spectrales et spatiales, et le calcul de corrélation croisée pour le code 2D-CS proposé est rempli dans le **tableau IV.3**.

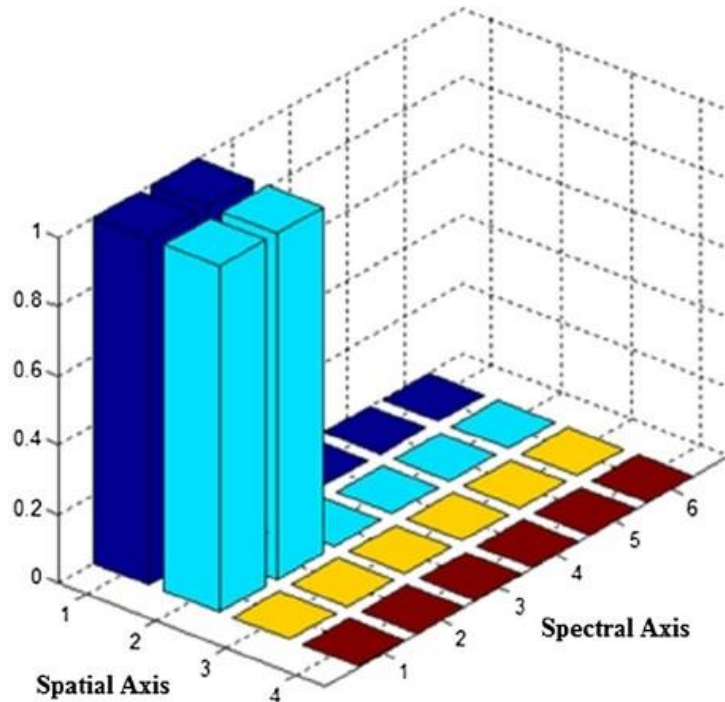


Figure IV. 1: La représentation des séquences de code 2D-CS en 3D

	$R^{(1)}(e, f)$	$R^{(2)}(e, f)$	$R^{(3)}(e, f)$	$R^{(4)}(e, f)$
$e = 0 \cap f = 0$	$W_1 W_2$	0	0	0
$e = 0 \cap f \neq 0$	0	$W_1 W_2$	0	0
$e \neq 0 \cap f = 0$	0	0	$W_1 W_2$	0
$e \neq 0 \cap f \neq 0$	0	0	0	$W_1 W_2$

Tableau IV. 3: Inter/auto corrélation du code 2D-CS

IV.3. Description du système OCDMA

Le schéma général du système OCDMA 2D-Spectral/Spatial est présenté dans la Figure IV.2. Au début, il y a des paires émetteur/récepteur K_1, K_2 et des coupleurs en étoile N où pour chacun d'eux est attribué le mot de code $B_{e,f}$. Comme indiqué sur la Figure IV.3, la structure de l'émetteur pour chaque utilisateur est composée d'un générateur de séquences de bits pseudo-aléatoires (PRBS), d'une source de lumière incohérente telle qu'une diode électroluminescente (LED), un modulateur électrique-optique (EOM), un répartiteur de puissance et deux ensembles de fibre de Bragg (FBG) où les deux ont un nombre de grilles mais avec une disposition opposée.

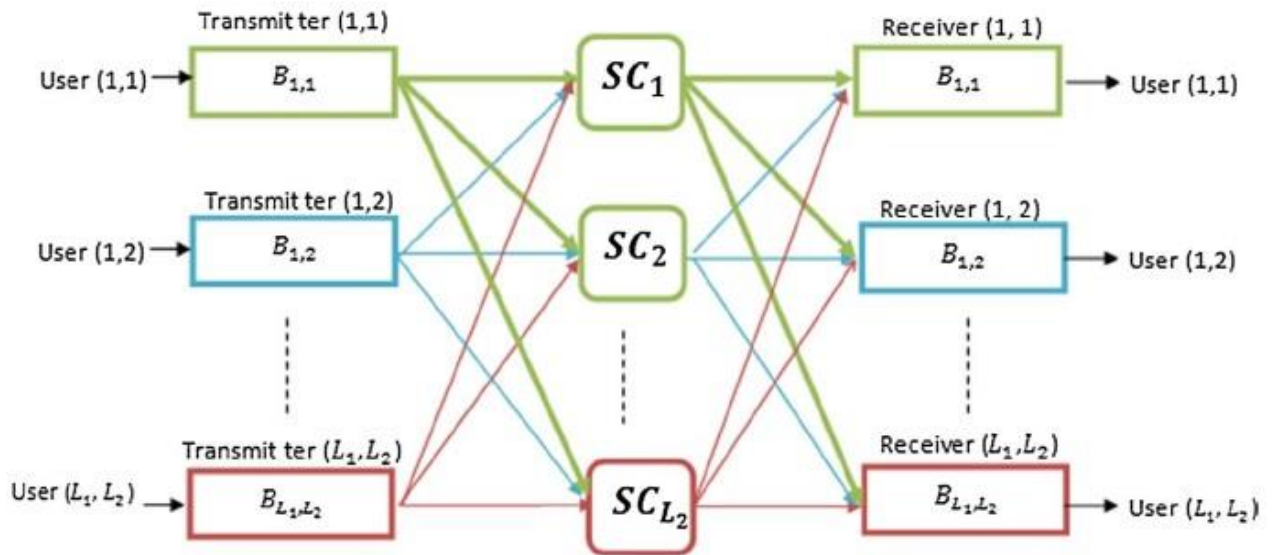


Figure IV. 2: Système OCDMA utilisant deux dimensions 2D

Après avoir généré les données binaires par le générateur PRBS sous forme électrique, ces données sont transmises à l'EOM puis elles sont modulées en modulation OOK et les convertit de la forme électrique en forme optique. La fibre de Bragg FBG1 reçoit les impulsions optiques de l'EOM modulées et les code spectralement en fonction de la longueur d'onde correspondante à " 1 " de la séquence de code X_g , puis les renvoie au deuxième fibre de bragg FBG2 pour compenser le retard de déclenchement, puis il est délivré au séparateur optique. Les autres longueurs d'onde qui ne correspondent pas à (1) de la séquence de code X_g sont éliminées et filtrées.

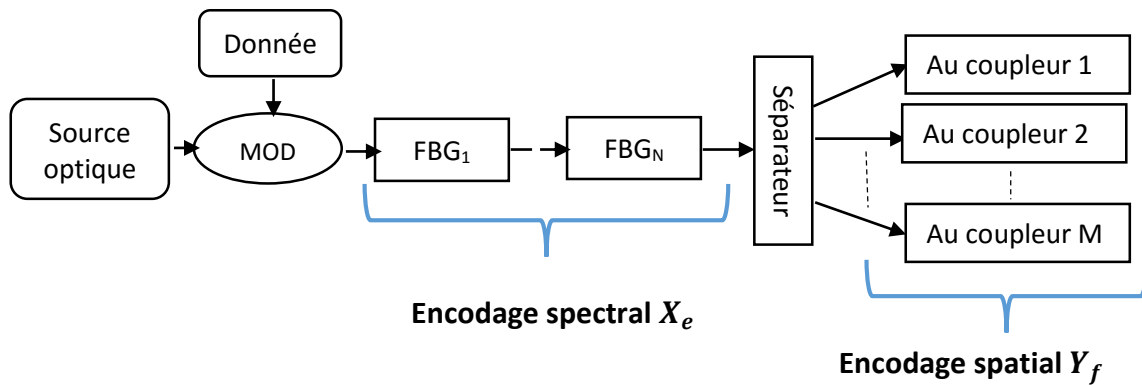


Figure IV. 3: Architecture de l'émetteur OCDMA proposé

Le séparateur optique retransmet les impulsions optiques codées dans des coupleurs en étoile w_2 pour les coder spatialement selon le coupleur correspondant de la séquence de code Y_h . Ainsi, les codages à deux dimensions sont entièrement effectués pour le signal optique.

Pour la structure du récepteur de chaque utilisateur, comme illustré à la Figure IV.4, il présente le fonctionnement inverse de la structure de transmission où il est composé d'un combineur de puissance unique et d'une photodiode (PD) pour la détection directe, de deux ensembles de FBG et d'un filtre passe-bas. Les combineurs fonctionnent pour additionner les signaux d'atteinte des coupleurs en étoile selon la séquence de code Y_f correspondante pour décoder spatialement, puis ils sont transmis au premier fibre de bragg FBG1 pour les décoder spectralement conformément à la longueur d'onde correspondante de la séquence de code X_e et les renvoyer vers le deuxième fibre de bragg FBG2 pour compenser le retard d'exécution. Ainsi, les impulsions optiques sont entièrement décodées en deux dimensions. Puis, ils sont livrés à la photo diode PD qui les convertit de la forme optique en forme électrique. Finalement, le signal est filtré par le filtre passe bas LPF.

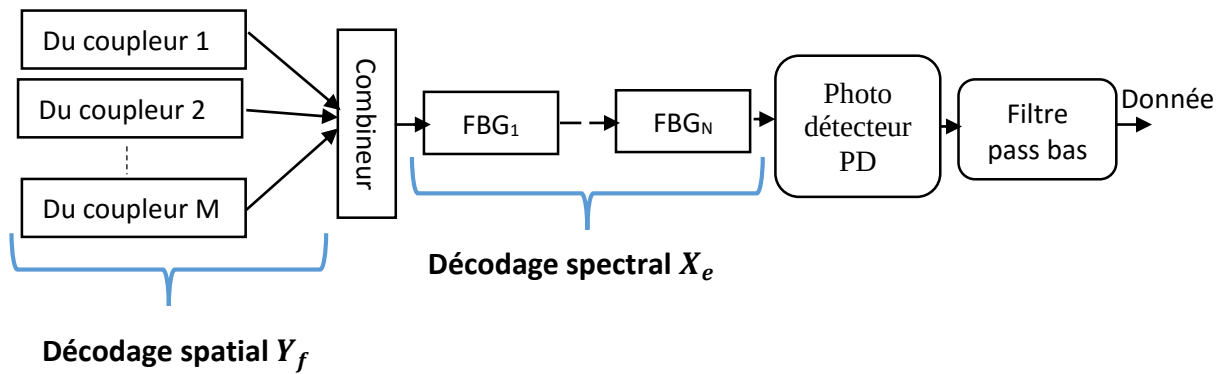


Figure IV. 4: Architecture de récepteur OCDMA proposée

IV.4. Performances du système OCDMA

Nous utiliserons trois hypothèses pour simplifier l'analyse du système qui sont (Cherifi et al.2018 ; Jellali et al. 2017 ; Lin et al. 2005, A. O. A. ALDHAIBANI) :

1. Chaque source lumineuse est idéalement non polarisée, non cohérente et son spectre est plat sur la bande passante $[f_0 - \Delta f, f_0 + \Delta f]$, où f_0 et Δf sont respectivement la fréquence centrale et la bande de la source de la source estimée en Hertz.
2. Les utilisateurs ont la même valeur de puissance à la réception.
3. Les largeurs spectrales de chaque composante spectrale sont identiques.
4. Les séquences de bits de chaque utilisateur sont synchronisées.

CHAPITRE IV

En fonction de ces hypothèses et de l'approximation gaussienne (**Feng et al. 2015**), l'estimation du taux d'erreur binaire (BER) peut être réalisée en tenant compte des bruits thermiques, bruit d'intensité induit par la phase (PIIN) et le bruit de grenaille. Le bruit total est donné par (**Cherifi et al. 2018, 2019 ; Kadhim et al. 2014 ; Matem et al. 2019**) :

$$I_{noise}^2 = \sigma_{thermal}^2 + \sigma_{PIIN}^2 + \sigma_{shot}^2 = \frac{4K_b T_n B}{R_L} + I_{dd}^2 B \tau_c + 2eBI_{dd} \quad Eq IV.6$$

où K_b est la constante de Boltzmann, T_n est la température absolue, B est la bande passante électrique, R_L est la résistance de charge, I_{dd} est le photo-courant moyen, τ_c est le temps de cohérence et e est la charge de l'électron. Le temps de cohérence peut être exprimé comme (**Alayedi et al. 2020a ; Cherif et al. 2018 ; Lin et al. 2005**) :

$$\tau_c = \int_0^\infty r^2(v)dv / \left[\int_0^\infty r^2(v)dv \right]^2 \quad Eq IV.7$$

où $r(v)$ présente la densité spectrale de puissance (PSD) pour chaque utilisateur. Il peut être exprimé comme (**Alayedi et al. 2020a ; Kadhim et al. 2014**) :

$$r(v) = \frac{P_{sr}}{w_2 \Delta v} \sum_{k=1}^K d_K R(e, f) V(v, i) \quad Eq IV.8$$

où P_{sr} et d_k présentent la puissance effective de la source au récepteur et le bit de données du K ème utilisateur qui peut être (0) ou (1) respectivement. La fonction $V(v, i)$ peut être définie comme :

$$V(v, i) = u\left\{v - v_0 - \frac{\Delta v}{2L_1} (-L_1 + 2i - 2)\right\} - u\left\{v - v_0 - \frac{\Delta v}{2L_1} (-L_1 + 2i)\right\} = u\left\{\frac{\Delta v}{L_1}\right\} \quad Eq IV.9$$

Où $u(v)$ présente la fonction échelon unitaire définie comme suit :

$$u(v) = \begin{cases} 1 & v \geq 0 \\ 0 & v < 0 \end{cases} \quad Eq IV.10$$

Le courant de sortie de la photodiode dans la partie du récepteur peut s'écrire :

$$I_{dd} = \int_0^\infty r(v)dv = \frac{P_{sr}}{w_2 \Delta v} \sum_{k=1}^K d_K R(e, f) \Pi(v, i) dv = \frac{P_{sr} w_1}{L_1} \quad Eq IV.11$$

Où R représente la sensibilité de la photodiode et est égal à $\frac{\eta \cdot e}{h \cdot \nu_c}$ ou η, h, ν_c sont respectivement l'efficacité quantique, la constante de Boltzmann et la fréquence centrale de l'impulsion optique à large bande d'origine (Cherif et al. 2016 ; Hadi et Pakravan 2017).

Notez que $L_1 = w_1 K_1$ et $K_1 = C_{tot}/K_2$, Eq. (IV.11) s'écrira :

$$I_{dd} = \frac{P_{sr} K_2}{C_{tot}} \quad Eq IV. 12$$

Le bruit PIIN est défini comme :

$$\begin{aligned} \sigma_{PIIN}^2 &= I_{dd}^2 B \tau_c = R^2 B \int_0^\infty r^2(\nu) d\nu = R^2 B \frac{P_{sr}^2 \Delta \nu}{(w_2 \Delta \nu)^2 L_1} (w_1 w_2)^2 \\ &= \frac{B I_{dd}^2 L_1}{\Delta \nu} \quad Eq IV. 13 \end{aligned}$$

Basé sur les résultats dans les équations (IV.11) et (IV.12) et en tenant compte de la probabilité de transmission (0) et (1) est la même, Eq. (IV.6) deviendra :

$$I_{noise}^2 = \frac{4K_b T_n B}{R_L} + \frac{B I_{dd}^2 L_1}{2\Delta \nu} + 2eB \Re \frac{P_{sr} K_2}{C_{tot}} \quad Eq IV. 14$$

Le rapport signal sur bruit (SNR) moyen peut s'écrire :

$$\begin{aligned} SNR &= I_{dd}^2 / I_{noise}^2 \quad Eq IV. 15 \\ SNR &= \frac{\left(\frac{\Re P_{sr} K_2}{C_{tot}} \right)^2}{\left(\frac{4K_b T_n B}{R_L} + \frac{B L_1 I_{dd}^2}{2\Delta \nu} + \frac{2eB \Re P_{sr} K_2}{C_{tot}} \right)} \quad Eq IV. 17 \end{aligned}$$

En utilisant l'approximation gaussienne, le BER est donné par (Durand et al. 2016 ; Cherifi et al. 2020 ; Yousif et Nisar 2013) :

$$\begin{aligned} BER &= \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{SNR}{8}} \right) \quad Eq IV. 18 \\ BER &= \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \sqrt{\frac{1}{8} \times \frac{\left(\frac{\Re P_{sr} K_2}{C_{tot}} \right)^2}{\left(\frac{4K_b T_n B}{R_L} + \frac{B L_1 I_{dd}^2}{2\Delta \nu} + \frac{2eB \Re P_{sr} K_2}{C_{tot}} \right)}} \quad Eq IV. 19 \end{aligned}$$

Le facteur Q peut être dérivé du BER où peut être exprimé comme (Mrabet et al.2020) :

$$Q_{dB} = 20 \log_{10} \left[\frac{\sqrt{2}}{\text{erfc}(2 \cdot \text{BER})} \right] \quad \text{Eq IV. 20}$$

IV.5. Comparaison des codes bidimensionnels

Dans cette section, nous avons comparé le nouveau code proposé nommé 2D-CS à différents codes bidimensionnels rapportés dans le chapitre précédant, notamment 2D-DCS, 2D-PD, 2D-ZCC/MD et 2D-MS. Tous les codes bidimensionnels ont une valeur d'autocorrélation élevée par rapport au code proposé 2D-CS qui a une valeur d'inter corrélation nulle ($\lambda_c = 0$) ce qui conduit à l'utilisation d'une structure simple, mais aucun d'entre eux (codes 2D) ne peut totalement diminuer l'interférence d'accès multiple MAI.

De plus, la valeur d'autocorrélation entre le code 2D-ZCC/MD hybride et le code proposé 2D-CS peut être considérée comme identique, mais il existe une différence présentée par la composante spectrale du Code 2D-ZCC/MD. Le code 2D-ZCC souffre en termes de flexibilité qui est liée au nombre d'utilisateurs qui est fortement liée au poids du code contrairement au code proposé 2D-CS où tous les paramètres sont indépendants et flexibles.

En conséquence, le tableau IV.4 illustre une comparaison détaillée entre le code mentionnés 2D-DCS et notre code proposé 2D-CS en termes de corrélation croisée, la position des uns pour la première séquence de code, la séquence de code suivante, la famille de code, la technique de détection utilisée, la puissance du signal, la puissance du bruit, le SNR, la longueur du code et la complexité du récepteur.

	code 2D-DCS	code 2D-CS
Inter corrélation	$\lambda_c = 1$	$\lambda_c = 0$
Position des uns pour la première séquence de code	Non successif basé sur S^i $= \left(\begin{array}{l} 2^i \text{mod}(L) \text{ avec } i = 0,1 \\ (S^{i-1} + 2^i) \text{mod}(L) \text{ avec } i = 0,1, \dots, w-1 \end{array} \right)$	Successif en début de séquence
La séquence de code suivante	Peut-être généré en décalant son séquence de (w-1) vers la droite	Peut-être généré en déplaçant son séquence de (w) vers la droite
Famille de codes	Appartient à la famille de code non ZCC	Appartient à la famille de code ZCC
Technique de détection utilisée	Technique de soustraction ET	Technique SDD
Puissance du signal	Inferieure à la puissance de code CS	Supérieure à la puissance de code DCS
Puissance de bruit	Supérieure à la puissance de code CS	Inférieure à la puissance de code DCS
SNR	Inférieure au SNR du code CS	Supérieure au SNR du code DCS

Bruit PIIN	Existe dans le cas 1D	Nul dans le cas 1D
Longueur du code	$L=K$ (dépend uniquement du nombre d'utilisateurs)	$L = w \cdot K$ (dépend du poids et du nombre d'utilisateurs)
Complexité du récepteur	moyenne	1D-CS est inférieur à 50 % du code 1D-DCS

Tableau IV. 4: Comparaison entre le code 2D-CS et le code 2D-DCS

IV.6. Evaluation des performances du système OCDMA basé sur les code proposé 2D-CS

Dans cette section, nous évaluons les performances du système OCDMA basé sur le nouveau code proposé 2D-CS en termes de taux d'erreur binaire BER minimal, facteur Q maximal et de l'ouverture du diagramme de l'œil.

Pour assurer une comparaison équitable, les performances du système utilise le code proposé sont comparés au même système utilise les différents codes bidimensionnels 2D étudiés dans le chapitre précédant, l'analyse des modèles mathématiques utilise les mêmes paramètres décrits dans le Tableau IV.5

Paramètre	Symbole	valeur
Sensibilité de la photo détecteur	$\mathcal{R}$	0.75
Puissance effective de la source	P_{sr}	-10 dBm
Débit de données	R_b	622 Mbps
Charge électrique	e	$1.6 \times 10^{-19}c$
Température de bruit du récepteur	T_n	300 K
Constante de Boltzmann	K_b	$1.38 \times 10^{-23} J.s^{-1}$
Résistance de charge du récepteur	R_l	1030Ω
Largeur spectral	Δv	30nm (3.75 THz)
Bande passante électrique	B_r	$0.5 \times R_b$

Tableau IV. 5: Paramètres du système utilisés pour l'analyse numérique [imtyaz 2019, Hassan 2019, Najjar 2017, Jellali 2017, Cherifi 2019, Yang]

IV.6.1. Résultats numériques du système proposé

Dans cette section, nous présentons les résultats de simulations obtenues du taux d'erreurs binaire et facteur Q en fonction de nombreux facteurs tels que : le nombre d'utilisateurs simultanés, la puissance effective de la source, le débit de données et la largeur spectrale de la lumière.

IV.6.1.1. Effet du nombre d'utilisateurs sur le taux d'erreur binaire

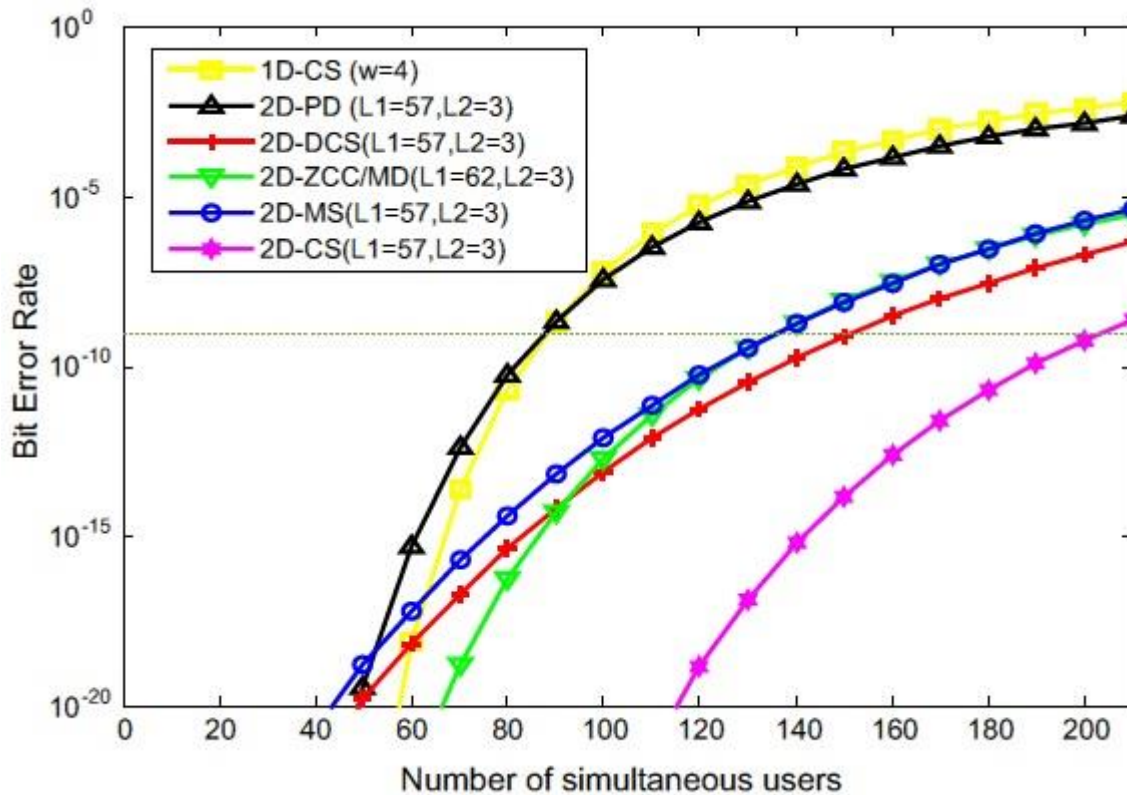


Figure IV. 5: Le taux d'erreur binaire en fonction du nombre d'utilisateurs simultanés pour $L1 = 57$ et $L2 = 3$

La figure IV.5 montre les performances du système basé sur le nouveau code proposé 2D-CS avec les différents codes bidimensionnels existants. Elle illustre la relation entre le nombre d'utilisateurs simultanés et le BER à une puissance effective de -10 dBm et un débit de donnée de 622 Mbps.

On remarque que lorsque le nombre d'utilisateurs augmente, le BER augmente également. De plus, Les performances du système OCDMA basée sur le code proposé 2D-CS étaient meilleures que celles du même système avec les codes 2D-PD, 2D-MS, et 2D-DCS en raison de la disposition de l'algorithme de code et de sa flexibilité. L'augmentation des performances de la capacité de notre code proposé par rapport aux autres codes existants 2D-PD, 2D-MS, et 2D-DCS est de 2,31, 1,49 et 1,34 fois respectivement. De plus la capacité du système a été améliorée d'environ 2,33 fois en passant de 1D (87 utilisateurs) à 2D du code CS.

Comme le montre sur les courbes, le nombre d'utilisateurs pour le système OCDMA basé sur le code proposé 2D-CS à un $BER = 10^{-9}$ est de 203 dont les autres codes 2D-PD, 2D-MS, et 2D-DCS ont un nombre d'utilisateurs de 88, 136 et 151 respectivement.

Cette amélioration du nombre d'utilisateurs simultanés en utilisant le code 2D-CS est due à sa propriété de corrélation croisée qui permet une grande cardinalité (nombre d'utilisateurs simultanés) qui augmentera la capacité du système.

IV.6.1.2. Effet du nombre d'utilisateurs sur le rapport signal sur bruit

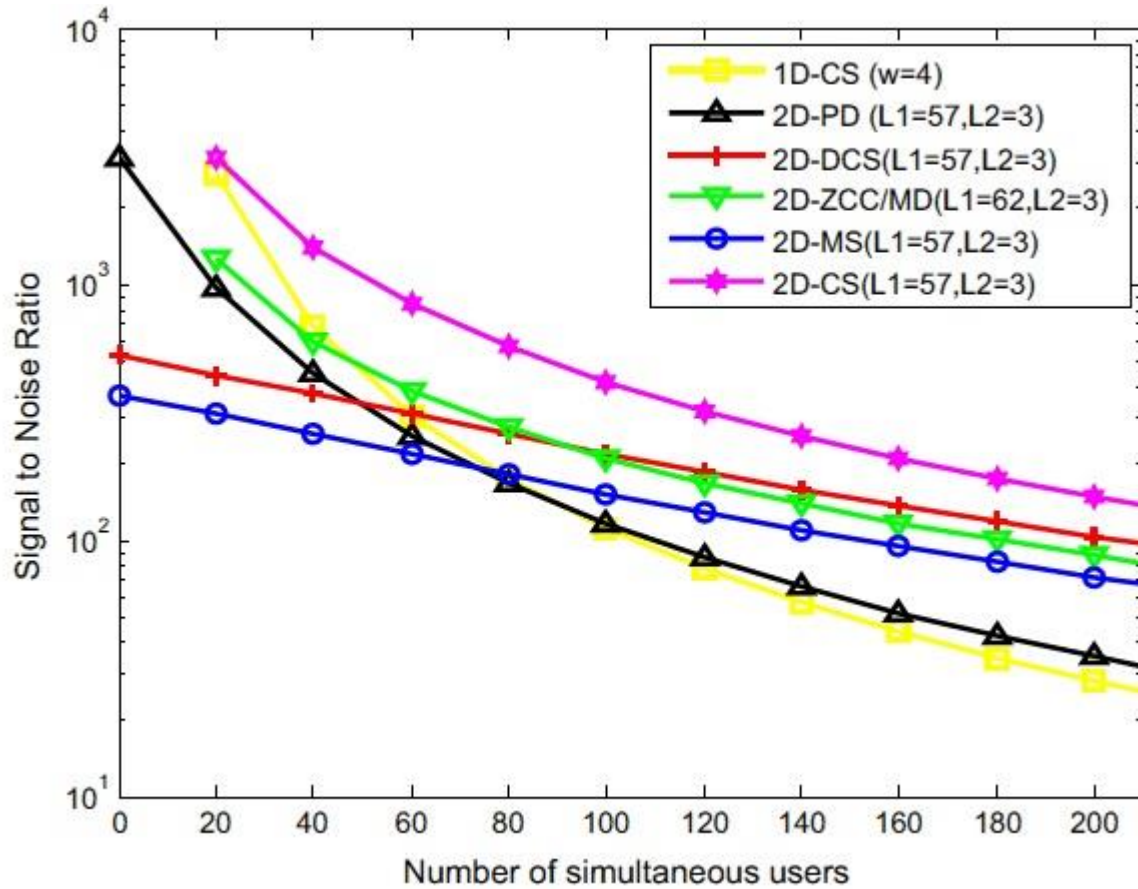


Figure IV. 6: Le rapport signal sur bruit en fonction du nombre d'utilisateurs simultanés pour $L1=57$ et $L2=3$

La figure IV.6 présente la variation du rapport signal sur bruit SNR en fonction du nombre d'utilisateurs simultanés lorsque la bande passante est de 311 MHz et la puissance effective de la source est fixée à -10 dBm.

On remarque que le SNR diminue lorsque le nombre d'utilisateurs de différents codes utilisés augmente, cela est dû au nombre utilisateur élevé qui introduit une puissance de bruit élevée.

Le SNR du système basé sur le code proposé 2D-CS reste élevé pour un nombre d'utilisateurs atteint 100. le SNR égal à $3 \cdot 10^2$ par rapport aux autres codes utilisés avec le même nombre d'utilisateurs, les valeurs de SNR sont $0.5 \cdot 10^2$, $1.6 \cdot 10^2$, $1.5 \cdot 10^2$, $0.9 \cdot 10^2$ pour les codes 2D-PD, 2D-DCS, 2D-ZCC/MD et 2D-MS respectivement. Le nombre d'utilisateurs augmente à mesure que la longueur de ses codes 2D augmente, ce qui entraîne une réduction de la valeur SNR sur du système basé sur les différents codes.

CHAPITRE IV

Notons que le SNR est un facteur important pour indiquer la capacité d'un récepteur à récupérer le signal d'origine à partir du signal reçu et selon les résultats ci-dessus, cela peut prouver le potentiel de notre système basé sur le proposé.

IV.6.1.3. Effet du débit binaire

La capacité du réseau est déterminée en multipliant le nombre possible d'utilisateurs simultanés par le débit binaire par chaque utilisateur, la figure ci-dessous montre effet du débit binaire sur les performances du système.

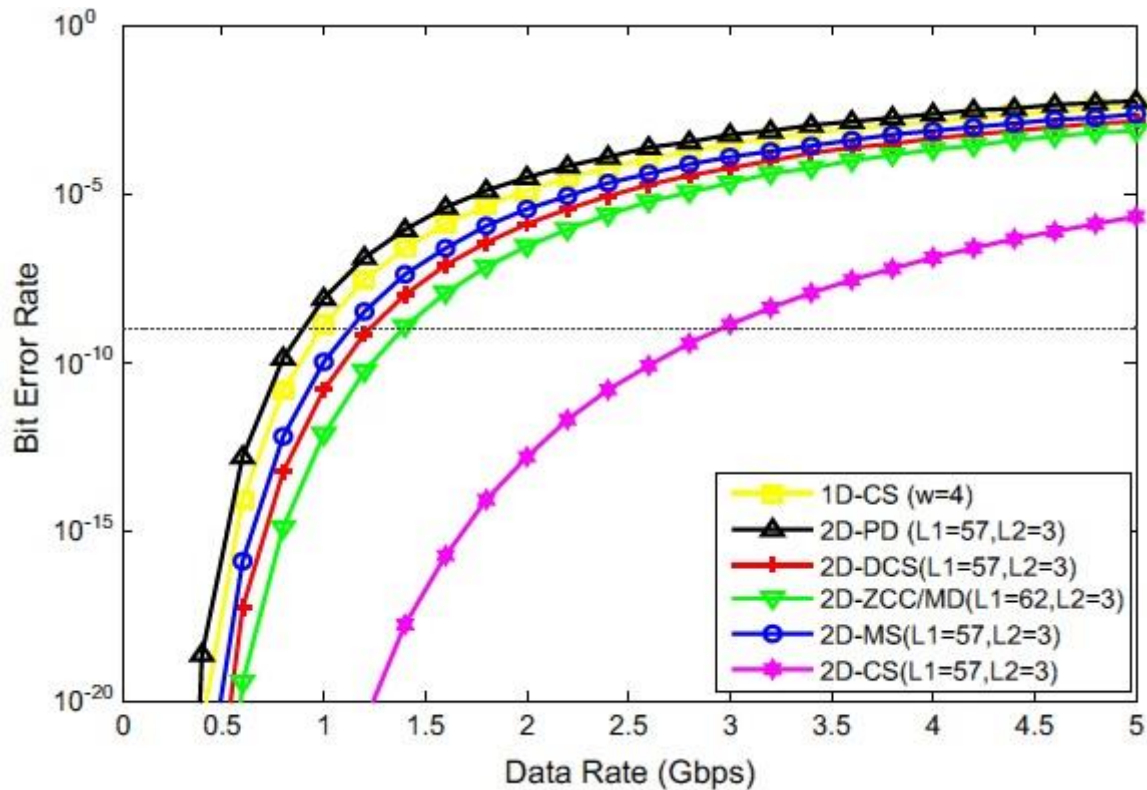


Figure IV. 7: Le taux d'erreur binaire en fonction du débit binaire pour un nombre utilisateurs $K=70$

La figure IV.7 montre la variation du taux d'erreur binaire en fonction du débit binaire pour un nombre d'utilisateurs actifs fixé à 70. On remarque que lorsque le nombre d'utilisateurs simultanés des différents codes augmente, le BER augmente et les performances du système basé sur sec codes sont réduites. De plus, lorsque le débit binaire augmente, les performances du système diminuent en raison d'une augmentation du spectre de la bande passante.

CHAPITRE IV

Comme indiqué, le système basé sur des codes atteint les débits de : 2,9, 1,39, 1,23, 1,13 et 0,89 pour les codes tels que : 2D-CS, 2D-ZCC/MD, 2D-DCS, 2D-MS et 2D-PD respectivement. En conséquence, en utilisant notre code proposé 2D-CS, le système supporte un débit binaire allant jusqu'à 3 Gbps alors que les autres codes utilisés ne peuvent atteindre que 1,5 Gbps.

Cette amélioration peut justifier la propriété de corrélation croisée nulle de notre code qui contribue de manière significative à améliorer les performances du système OCDMA.

IV.6.1.4. Effet de la puissance effective de la source

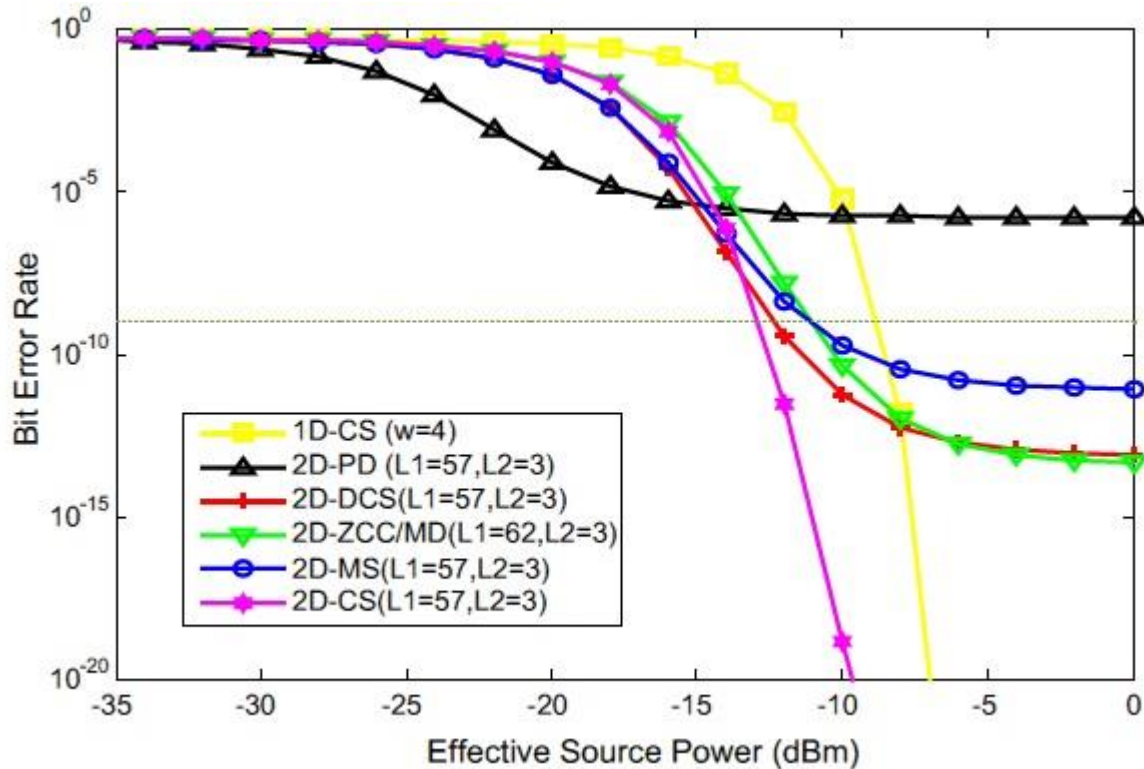


Figure IV. 8: Le taux d'erreur binaire en fonction de la puissance effective de la source

La Figure IV.8 représente la variation du taux d'erreur binaire BER en fonction de la puissance effective de source. Cela pour évaluer l'effet de la puissance effective sur les performances du système basé sur les codes 2D-CS, 2D-ZCC/MD, 2D-DCS, 2D-MS et 2D-PD, à différentes puissances reçues lorsque le débit de données est de 622 Mbps et que le nombre d'utilisateurs simultanés est fixé à 120. Nous remarquons que le BER augmente à mesure que la puissance diminue. Pour une puissance inférieure de -23 dBm, nous remarquons la variation rapide de la courbe de code 2D-PD par rapport aux autres codes. Après cela avec des puissances supérieures à -20 dBm, le code 2D-PD est saturé et qui n'atteint pas la condition d'erreur de 10^{-9} en raison d'un grand effet PIIN.

CHAPITRE IV

Il est clair que le système basé sur le code proposé 2D-CS fonctionne avec une puissance minimale égale à -12,60 dBm tandis que le système utilise les codes tels que 2D-DCS, 2D-ZCC/MD, 2D-MS nécessitent des puissances de -12,35, -11 et -11 dBm respectivement. Pour le code 2D-PD est saturé pour la condition d'erreur de 10^{-9}

Cette performance de système peut être expliquée par la longueur du code court et la propriété de corrélation croisée nulle. Par conséquent, la mise en œuvre de notre code proposé fait que chaque utilisateur du système OCDMA a besoin d'une puissance minimale au niveau du récepteur, nous pouvons économiser environ 0,25 dBm, 1,60 dBm et de 1,60 dBm par rapport au code 2D-DCS et aux codes 2D-ZCC/MD et MS respectivement.

IV.6.1.5. Effets de la largeur spectrale sur le taux d'erreur binaire pour $L_1=57$ et $L_2=3$

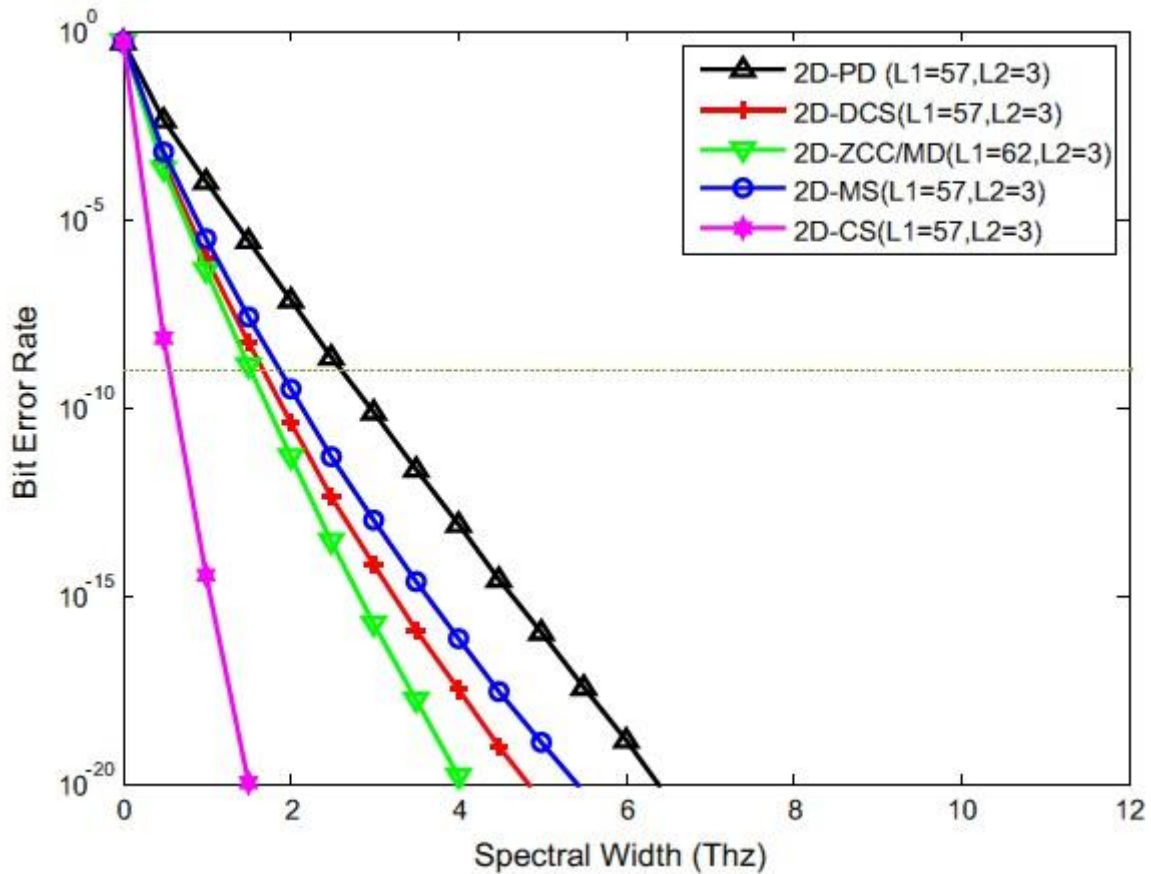


Figure IV. 9: Le taux d'erreur binaire BER en fonction de la largeur spectrale pour ($M = 57$ et $N =$

3)

CHAPITRE IV

Le cinquième paramètre a été étudié, il s'agit de la variation du BER en fonction de la largeur spectrale pour 120 utilisateurs actifs comme illustré dans la Figure IV.9.

Pour la condition d'erreur de 10^{-9} , le système basé sur code proposé 2D-CS peut satisfaire les demandes de communication optique qui nécessite une largeur spectrale de la lumière plus étroite environ 0,56 Thz, tandis que les codes 2D-ZCC/MD, 2D DCS, 2D-MS et 2D-PD font que le système OCDMA nécessite jusqu'à 1,5, 1,6, 1,8 et 2,6 Thz de largeurs spectrales respectivement. En se référant à ce qui précède, l'utilisation du code 2D-CS permet au système OCDMA d'économiser la largeur spectrale de la lumière jusqu'à trois à cinq fois par rapport aux codes utilisés pour la comparaison.

IV.6.1.6. Effets de bruit sur le taux d'erreur binaire pour un nombre utilisateur $K = 120$

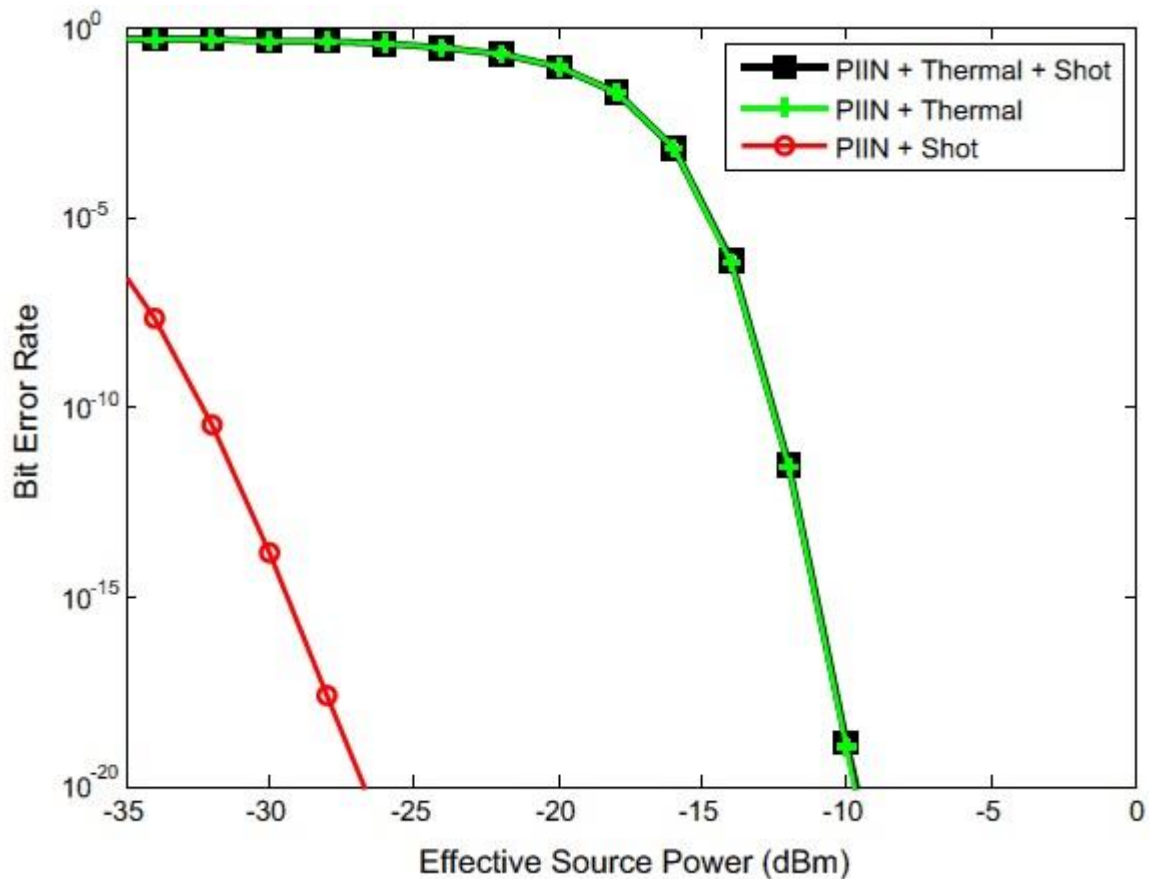


Figure IV. 10: Le taux d'erreur binaire BER par rapport à la puissance effective de la source en tenant compte des différents effets de bruit pour nombre utilisateur $K = 120$

D'autre part, notre système est étudié sous l'effet des sources de bruit tels que: le bruit de PIIN, le bruit de grenaille et le bruit thermique pour un nombre de 120 utilisateurs actifs.

Comme le montre la Figure IV.10 ; Il est clair que notre système est principalement affecté par le bruit PIIN et le bruit thermique. La courbe verte indique la négligence du bruit de grenaille et donne

CHAPITRE IV

presque les mêmes performances que la courbe noire. Pendant ce temps, la courbe rouge indique la négligence du bruit thermique où les performances du système sont améliorées. En bref, il peut négliger l'effet du bruit de grenaille et considérer à la fois le bruit thermique et le PIIN pour évaluer les performances du système.

IV.6.1.7. Courant incident (I_r) en fonction de la puissance effective de la source pour un nombre utilisateurs $K = 120$

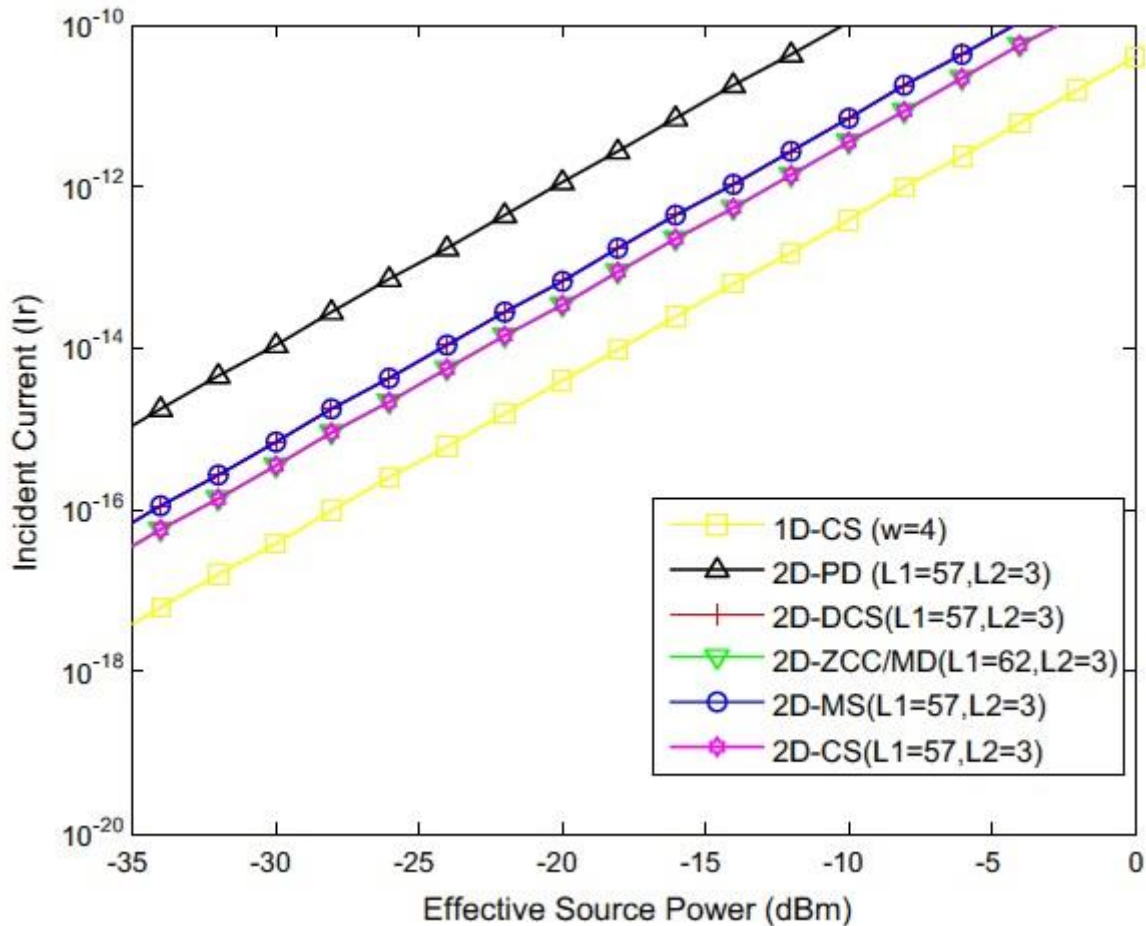


Figure IV. 11: Le courant incident (I_r) en fonction de la puissance effective de la source pour un nombre utilisateurs $K = 120$

La figure IV.11 met en évidence la variation du courant incident (I_r) en fonction de différentes valeurs de puissance reçue pour un nombre d'utilisateurs actifs de 120, comme illustré dans la Figure IV.9. Il est clair que le courant du signal d'information de notre code proposé 2D-CS est meilleur que celui de code 1D et identique à celui de codes 2D-ZCC. On observe que le courant du signal d'information de code 2D-PD est le meilleur par rapport aux autres codes. Il peut être intercepté ces résultats grâce à la technique de détection utilisée au niveau de récepteur où les codes 2D-PD, 2D-DCS et le code 2D-MS utilisent la détection ET tandis que les codes 2D-ZCC/MD, 2D-CS et le 1D-CS utilisent la détection directe.

CHAPITRE IV

La détection directe spectrale (SDD) est meilleure que la détection ET où elle diminue la complexité du système jusqu'à 50 % et le nombre de filtres requis. D'autre part, la détection ET offre de meilleures performances que la détection SDD où un filtre est attribué pour chaque longueur d'onde par rapport en technique SDD, un seul filtre suffit.

Par conséquent, la technique de détection ET peut limiter considérablement l'effet MAI par rapport au technique SDD. En plus de cela, la puissance élevée du signal conduit à minimiser le BER, mais dans notre cas, le code 2D-PD fait que le système OCDMA souffre fortement du bruit PIIN et également au code 2D-DCS et Code 2D-MS qui ont eu un effet négatif sur les performances du système, comme le montre la Figure IV.12.

IV.6.1.8. Courant de bruit (I_{noise}) en fonction de la puissance effective de la source pour un nombre utilisateur $K = 120$

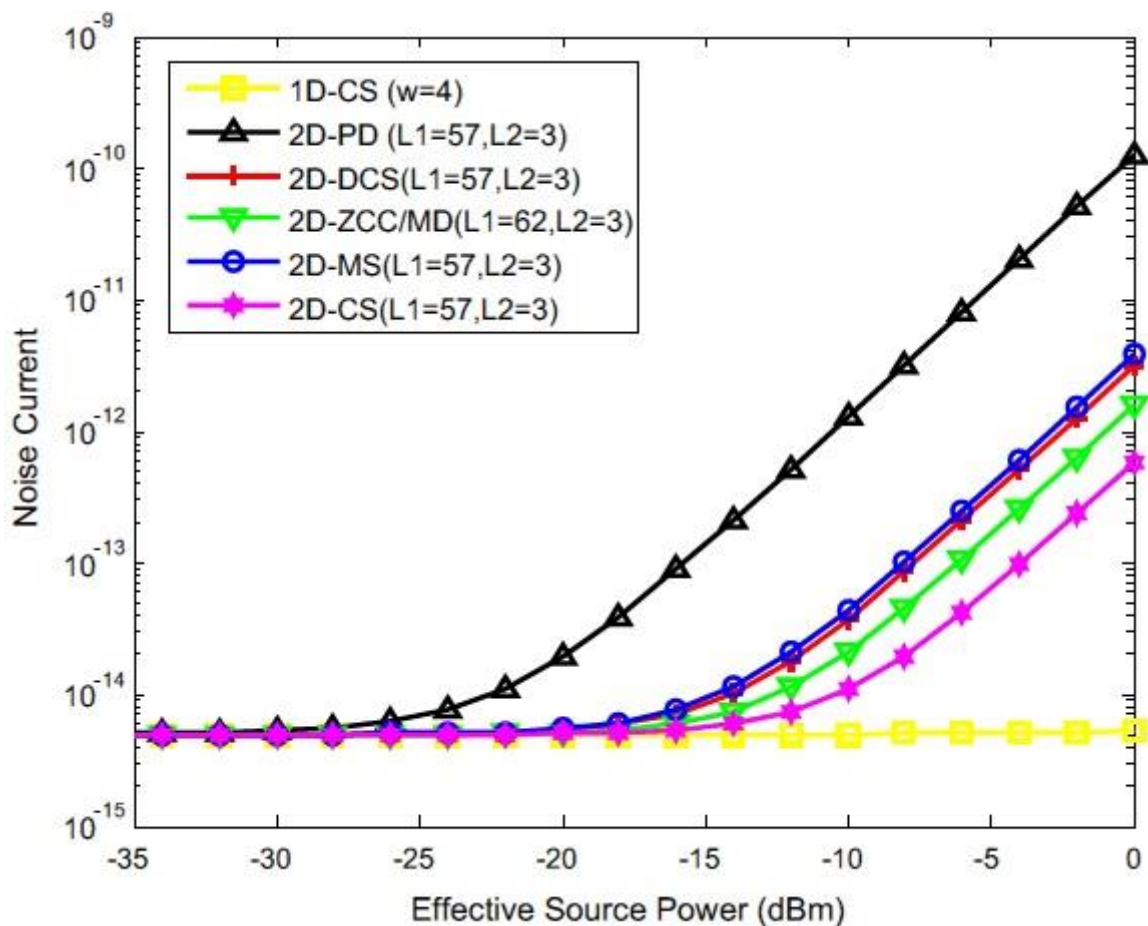


Figure IV. 12: Le courant de bruit (I_{noise}) en fonction de la puissance effective de la source pour un nombre utilisateurs $K = 120$

la variation du courant de bruit en fonction de la puissance effective est présentée à la Figure IV.12. On observe que le système OCDMA souffre d'un bruit très élevé en utilisant le code 2D-PD qui a une meilleure puissance de signal. En ce qui concerne les autres codes, il semble que les valeurs de bruit soient convergentes, mais notre code proposé 2D-CS a également une puissance de bruit minimale en raison de la propriété de corrélation croisée nulle. De plus, les caractéristiques du code jouent un rôle essentiel dans l'influence des performances du système, pas seulement dans la technique de détection utilisée. D'autre part, bien que la relation entre le SNR et courant de bruit soit inverse, cela signifie qu'un bruit très faible conduit à un SNR très élevé dans un autre sens améliorant la qualité de service (QoS).

IV.6.1.9. Effet du nombre d'utilisateurs sur le facteur Q

La variation du facteur de qualité Q en fonction du nombre d'utilisateurs est illustrée dans la Figure IV.13 lorsqu'un débit binaire de 622 Mbps.

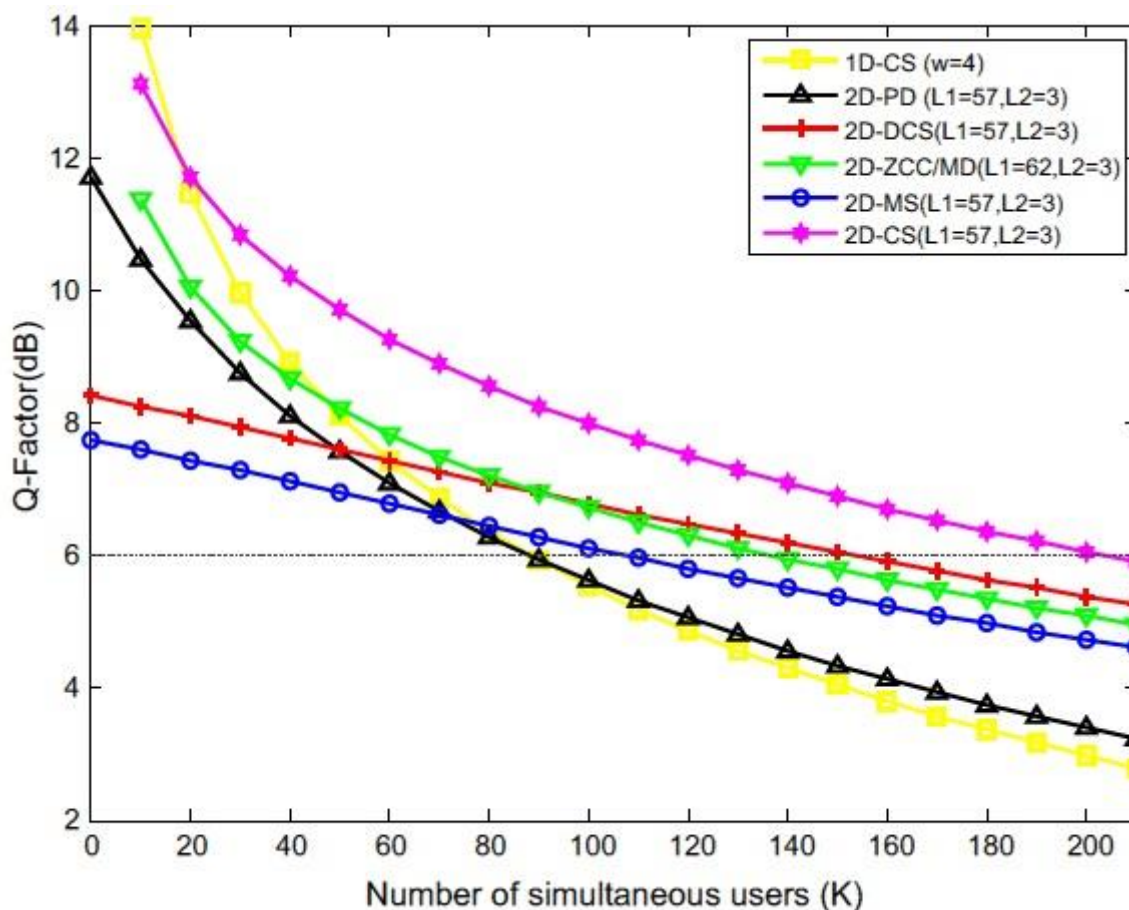


Figure IV. 13: Le facteur-Q en fonction du nombre d'utilisateurs simultanés pour L1= 57 et L2= 3

Cette figure IV.13 montre que le facteur de qualité Q de tous les utilisateurs diminue à mesure que le nombre d'utilisateurs augmente. ce qui fait mention de la pertinence réversible entre eux

contrairement entre le taux d'erreur binaire BER et le nombre d'utilisateur utilisateur K. À une valeur de facteur Q agréable dans les communications optiques, estimée à 6 dB, la capacité du système OCDMA est de 203, 151, 136, 88 et 87 utilisateurs dans le cas de la mise en œuvre de 2D CS, 2D-DCS, 2D-ZCC/MD et 2D-MS, et 2D-PD respectivement.

Par conséquent, les résultats obtenus sur cette figure sont mis en correspondance avec les résultats de la Figure IV.5, nous pouvons donc dire qu'il est possible d'utiliser le facteur Q ou le critère BER pour évaluer les performances du système. D'autre part, la longueur totale du code 2D-CS est égale à 171 pour $L_1 = 57$ et $L_2 = 3$. De plus, la longueur totale du code 1D-CS est égale à $L = 348$ pour $w = 4$ et $K = 87$. Notons que l'optimisation a été incluse d'où la capacité du système en diminuant également la longueur du code. Néanmoins, la capacité efficace (η) de notre code proposé peut être calculée à partir de l'expression suivante comme (**Jellali et al. 2017**) :

$$\eta = \frac{K_{BER=10^{-9}}}{L} \quad Eq IV. 21$$

Par conséquent, nous trouvons que η est égal à 118, 88, 79, 73, 51 et 25 pour les codes 2D-CS, 2D-DCS, 2D-MS, 2D-ZCC/MD, 2D-PD et 1D-CS respectivement. Bien que les codes 2D-MS et 2D-ZCC/MD aient la même cardinalité, mais l'efficacité spectrale n'est pas la même en raison de la différenciation de la longueur du code spectral. Le résultat ci-dessus prouve la surperformance du code 2D-CS par rapport aux autres codes dépendants. dans cette étude le rendant plus adaptable et approprié pour satisfaire l'exigence de communication optique.

IV.6.1.10. Efficacité spectrale en fonction du poids du code

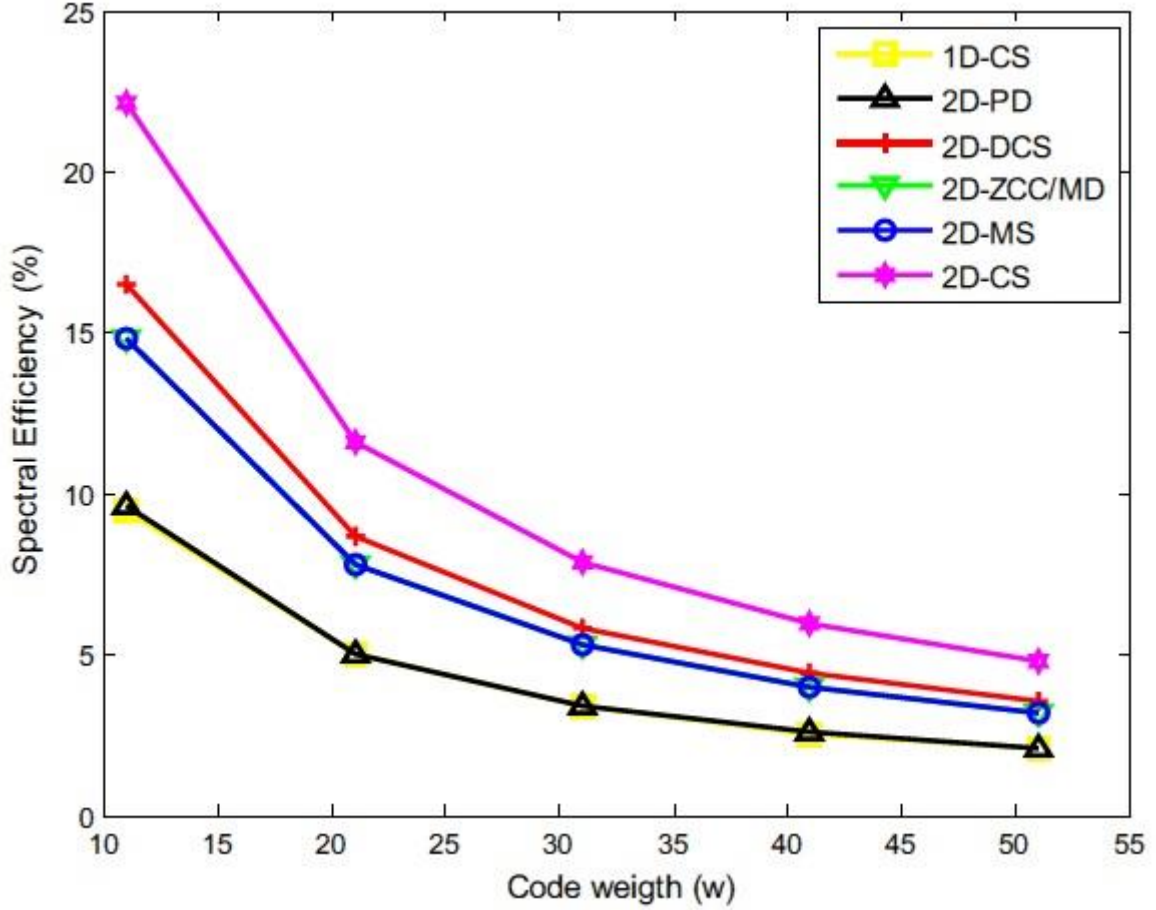


Figure IV. 14: Efficacité spectrale en fonction du poids du code

Dans cette étude, nous introduisons un autre paramètre efficacité spectrale (SE) pour plus de démonstration de performances du système basé sur le code proposé. l'efficacité spectrale η se définit comme étant le rapport entre le débit binaire et la bande passante. Elle peut être définie par la relation suivante :

$$SE = \frac{K_{BER=10^{-9}}}{w \cdot \Delta\vartheta} \quad Eq IV. 22$$

où $K_{BER=10^{-9}}$ est la capacité maximale du système et $\Delta\vartheta$ est la bande passante de chaque longueur d'onde optique.

A partir de la Figure IV.14, il est évident que le système basé sur le code proposé 2D-CS a une efficacité spectrale plus élevée par rapport aux autres codes 2D, y compris PD, DCS, ZCC/MD et MS. Notant que une relation inverse entre l'efficacité spectrale « SE » et le poids de code « w » car la SE diminue à mesure que le poids augmente.

Poids de code	11	21	31	41	51
1D-CS	9.49	4.97	3.36	2.54	2.04
2D-PD	9.6	5.03	3.37	2.55	2.05
2D-MS	14.84	7.77	2.27	3.9	3.2
2D-ZCC/MD	14.84	7.77	2.27	3.9	3.2
2D-DCS	16.47	6.63	5.85	2.42	3.55
2D-CS	22.15	11.6	7.86	5.94	4.78

Tableau IV. 6: Etude de comparaison de l'efficacité spectrale « SE » en fonction du poids de codes dépendants

Le tableau IV.6 présente une comparaison de l'efficacité spectrale SE pour divers codes. Par conséquent, pour un poids de code minimal considéré égal à 11, l'efficacité spectrale du système basé sur code proposé 2D-CS est de 22.15 tandis que les code 2D-DCS, 2D-MS et 2D-ZCC/MD et 2D-PD ont une efficacité spectrale SE de 16,47, 14,84, 14,84 et 9,6 respectivement.

Avec un poids de code plus important, le nombre total d'utilisateurs augmente considérablement, cela montre de meilleurs performances du système basé sur le code proposé 2D-CS en comparaison avec les autres codes à différents poids de code.

IV.7. Configuration du système à l'aide du logiciel Optisystem

Dans cette section, notre code 2D-CS proposé est simulé à l'aide du logiciel Optisystem. Les performances du système sont évaluées en terme de taux d'erreur binaire minimale. Les paramètres utilisés dans la simulation sont décrits dans le tableau IV.7 tels que : la puissance effective de la source est de -115 dBm. la bande passante de chaque utilisateur est de 0,3 nm , Le débit de données de chaque utilisateur est de 0,622 Gbps, le bruit thermique est de 1.8×10^{-23} W/Hz, le courant d'obscurité 10 nA , la réactivité PD est de 1 A / W , la longueur d'onde centrale est de 1550 nm, la fréquence de coupure est de 0,65 Mhz , le taux d'extinction de modulateurs Mach-Zehnder (MZM) est de 30dB, le coefficient de couplage est de 0.5 dB, l'atténuation est de 0,20 dB / Km, la dispersion de 16.75 ps / nm / Km et la longueur de la fibres monomodes (SMF) utilisé est de 30km. Il est pris en compte les propriétés de non-linéarité des fibres monomodes (SMF) et les sources de bruit tel que le coefficient de bruit thermique pour obtenir des résultats légèrement plus proches des performances pratiques.

Paramètres	Valeur
Débit de données	622 Mbps
Puissance de source efficace	-115 dBm
Fenêtre de fonctionnement	1550 nm
Bande passante de FBG	0.3 nm
Taux d'extinction de MZM	30 dB
Sensibilité du photo-détecteur	1 A/W
Coefficient de bruit thermique	1.8×10^{-23} W/Hz
Dispersion	16.75 ps/nm/km
Coefficient d'atténuation	0.2 dB/km
Fréquence de coupure	$R_b \times 0.75$ GHz
Nombre d'utilisateur	04

Tableau IV. 7: Paramètres de configuration de réseau 2D-CS OCDMA

[imtyaz 2019, Hassan 2019, Jellali 2017, Cherifi 2019, Alayedi 2020]

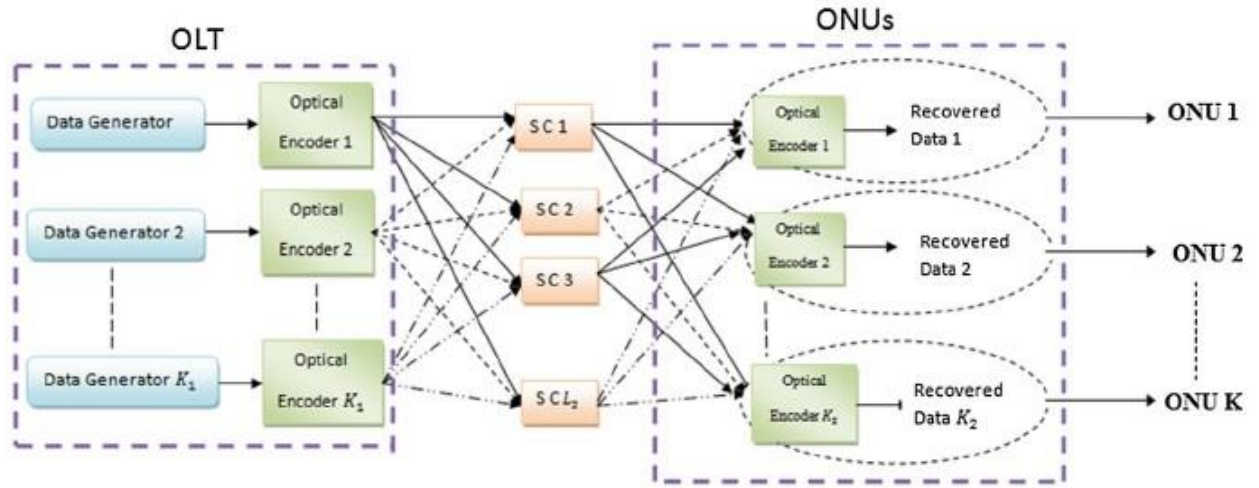


Figure IV. 15: Architecture du système 2D-CS/OCDMA-PON

Dans les systèmes PON, les données en amont de l'OLT sont réparties à l'aide de coupleurs en étoile, puis additionnées à l'aide de combineurs pour garantir la transmission des signaux combinés à l'ONU à l'aide de fibres monomodes (SMF). Il peut être divisé le réseau proposé en deux parties :

Un module terminal de ligne optique (OLT) au bureau central et unités de réseau optique (ONU) dans les locaux de l'abonné pour répliquer un réseau PON de base. L'OLT de notre système proposé comprend des unités d'émetteur $K_1 \times K_2$ dans notre cas, il y en a quatre, où chaque unité comprend une source lumineuse qui est liée à un modulateur Mech-Zehander (MZM) fonctionne comme un convertisseur de signal de forme électrique en forme optique. Les impulsions modulées sont délivrées à l'encodeur spectral de MZM, dans notre réseau proposé, nous utilisons deux ensembles de réseaux de Bragg sur fibre (FBG). Les FBG reflètent une longueur d'onde correspondant à 1 s du mot de code Xe.

Les signaux codés spectralement sont retransmis dans deux fibres différentes par un répartiteur de puissance vers un coupleur en étoile correspondant à 1 de Y_f^T pour les coder spatialement. Par exemple, les signaux de sortie du premier utilisateur qui utilisent " $\lambda_1\lambda_200$ " du mot de code, sont connectés aux premier et deuxième coupleurs en étoile (C1 et C2) comme expliqué en détail dans le tableau IV.8. Pour la partie de l'ONU, un combineur de puissance lié au FBG où l'ONU est lié à l'OLT en utilisant SMF. Le combineur de puissance additionne les signaux de sortie conformément au coupleur en étoile adapté de Y_f^T du mot de code afin qu'après cette étape, les signaux soient décodés spatialement.

CHAPITRE IV

Comme le montre dans la figure IV.16, le combineur de puissance spécifié pour le premier utilisateur, est connecté aux premier et deuxième coupleurs. Ensuite, ils sont envoyés aux FBG pour le décodage spectral et photodiode (PD) pour la détection directe et convertit les signaux de la forme optique en forme électrique. Finalement, le filtre passe-bas et l'analyseur BER sont connectés pour chaque unité d'ONU.

$\begin{matrix} X_e \\ Y_f^T \end{matrix}$	λ_1	λ_2	λ_3	λ_4	λ_1	λ_2	λ_3	λ_4
C_1	λ_1, C_1	λ_2, C_1					λ_3, C_1	λ_4, C_1
C_2	λ_1, C_2	λ_2, C_2					λ_3, C_2	λ_4, C_2
C_3								
C_4								
C_1								
C_2								
C_3	λ_1, C_3	λ_2, C_3					λ_3, C_3	λ_4, C_3
C_4	λ_1, C_4	λ_2, C_4					λ_3, C_4	λ_4, C_4

Tableau IV. 8: Implémentation de la matrice du code 2D-CS pour le réseau du système 2D-OCDMA spectral /spacial

Le tableau IV.8 explique comment encoder et décoder en deux dimensions spectrales et spatiales où il y a quatre utilisateurs et chacun d'eux se voit attribuer un mot de code. Prenons un troisième exemple d'utilisateur où il a besoin d'un encodeur ou, dans un autre sens, de deux filtres pour λ_1 et λ_2 pour l'encodage spectral. Les filtres doivent se connecter aux troisième et quatrième coupleurs en étoile où avant cela, il doit diviser leurs sorties en deux parties identiques. Et avec ces connexions, un codage bidimensionnel est réalisé et il est également élaboré plus en détail sur la figure IV.16. Pour le décodage bidimensionnel, il présente l'opération inverse du codage.

Selon le modèle de système 2D-CS-OCDMA qui a proposé d'implémenter dans le réseau PON, il comprend quatre utilisateurs : deux utilisateurs alloués pour le codage spectral et deux utilisateurs alloués pour le codage spatial, comme illustré dans la figure IV.16. Cette figure montre la structure en bloc du système OCDMA en utilisant les mots de code proposé.

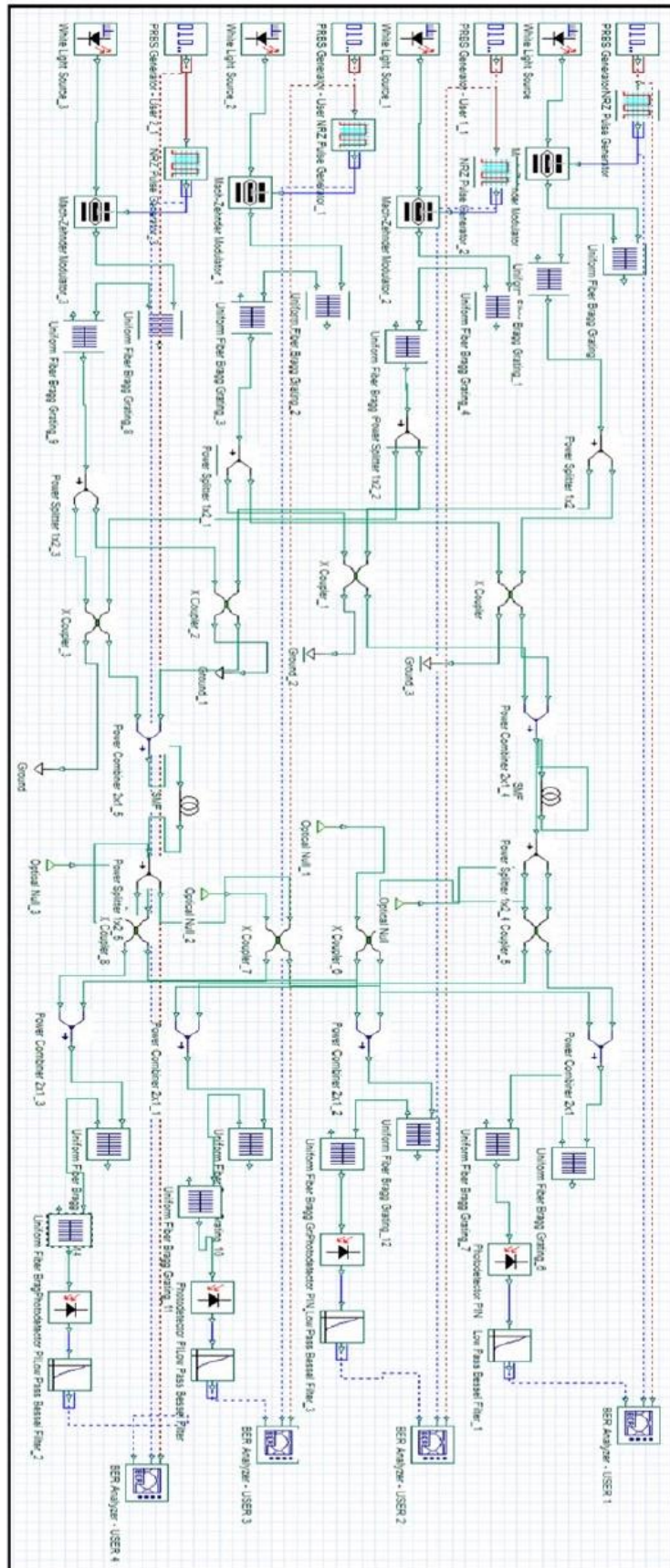


Figure IV. 16: Configuration du système 2D-OCDMA basée sur le nouveau code 2D-CS pour quatre utilisateurs

Les performances de notre code proposé sont distinctes en se référant au diagramme de l'œil et aux taux d'erreur minimales, comme illustré à la Figure IV.17. Elle montre les diagrammes de l'œil des quatre utilisateurs avec un facteur Q maximal pour quatre utilisateurs. Il est clair que le code 2D-CS nous donne de bonnes performances au système 2D-OCDMA en terme de taux d'erreur binaire TEB minimale et au facteur-Q maximal où les valeurs de TEB sont : 1.85×10^{-19} , 8.48×10^{-19} , 5.71×10^{-18} et 8.72×10^{-26} ainsi que les valeurs de facteur Q sont : 8,92, 8,79, 8,49 et 10,41 pour le premier utilisateur, le deuxième utilisateur, le troisième utilisateur et le quatrième utilisateur respectivement. Par conséquent, nous notons que les valeurs du TEB et du facteur Q ne dépassent pas leur seuil qui devrait être inférieur à 10^{-9} et supérieur à "6 dB" respectivement.

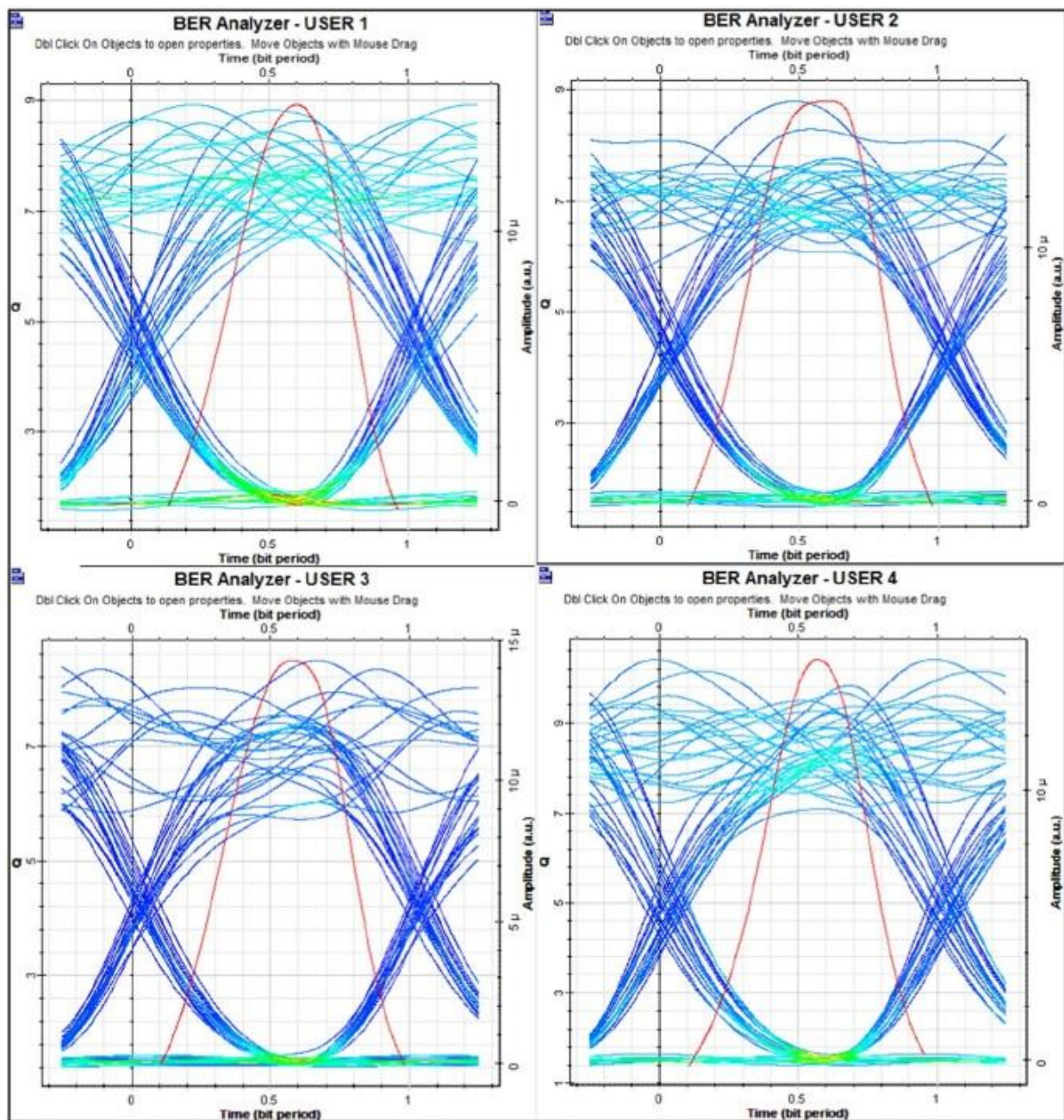


Figure IV. 17: Diagramme de l'œil pour quatre utilisateurs

En plus de cela, les performances du système peuvent être déterminées par l'ouverture du diagramme de l'œil où, tant qu'il s'étend sur une plage plus large, cela indique la réduction des interférences d'accès multiples et confère au système une meilleure performance, et vice versa.

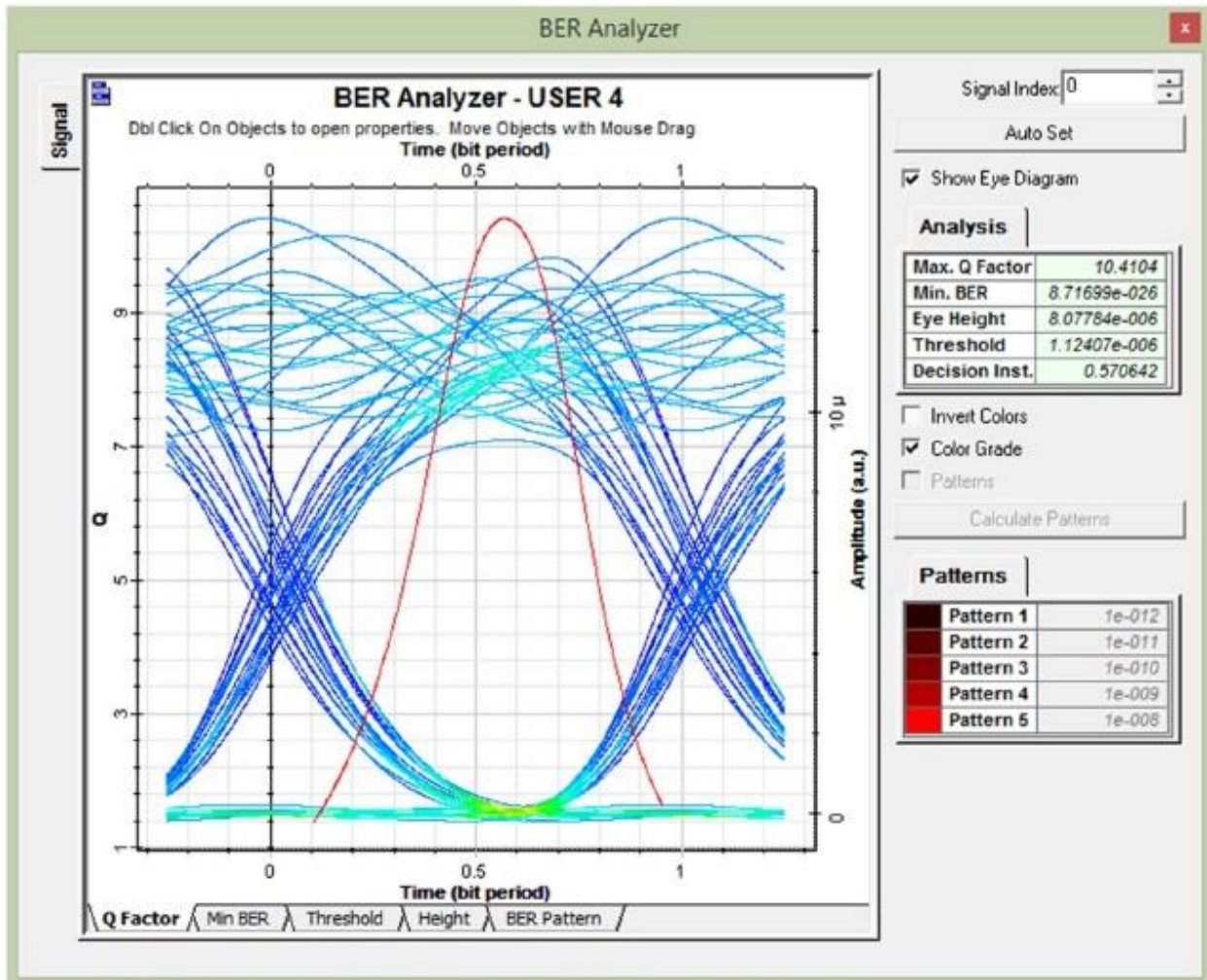


Figure IV. 18: Diagramme de l'œil du quatrième utilisateur utilisant le code 2D-CS

La figure IV.18 montre l'ouverture diagrammes de l'œil du quatrième utilisateur utilisant un mot de code 2D-CS. Selon cette figure l'implémentation de code proposé a été réussie avec un facteur Q maximale de 10.41 correspondant à un taux d'erreur binaire minimale de 8.71×10^{-26} .

IV.7.1. Résultats numérique du système OCDMA basée sur le code proposé 2D-CS

IV.7.1.1. Effet de la longueur de fibre sur le facteur Q et le TEB pour trois débits binaire différents de 622Mbps, 1Gbps et 1.5Gbps

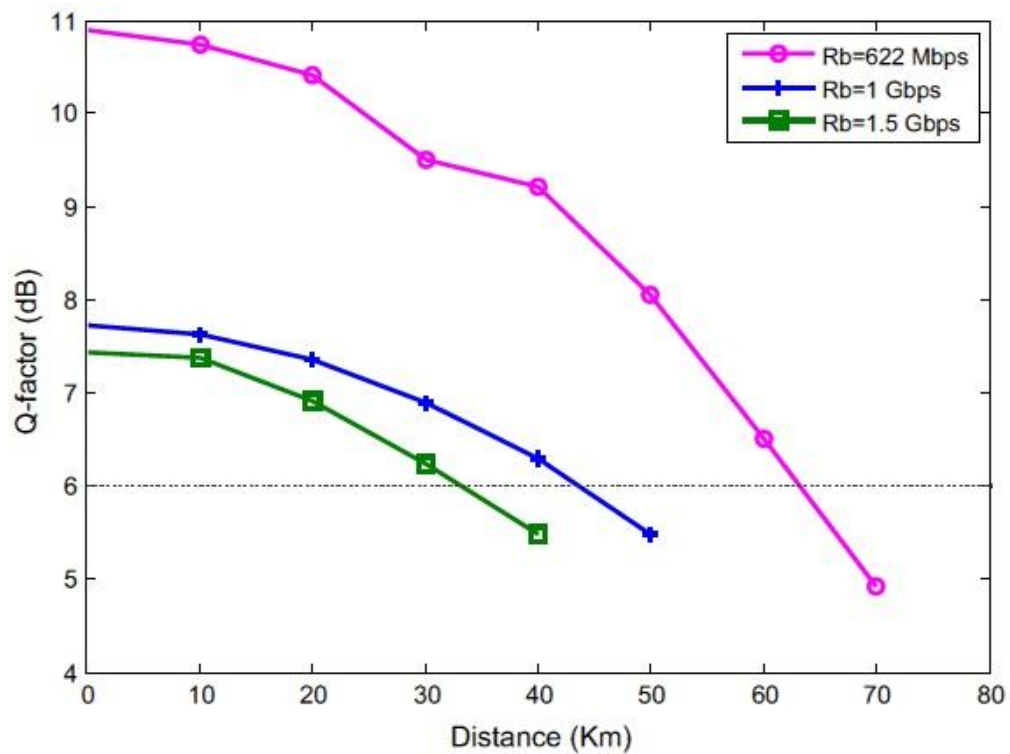


Figure IV. 19: Facteur Q en fonction de la longueur de fibre pour différents débits de données

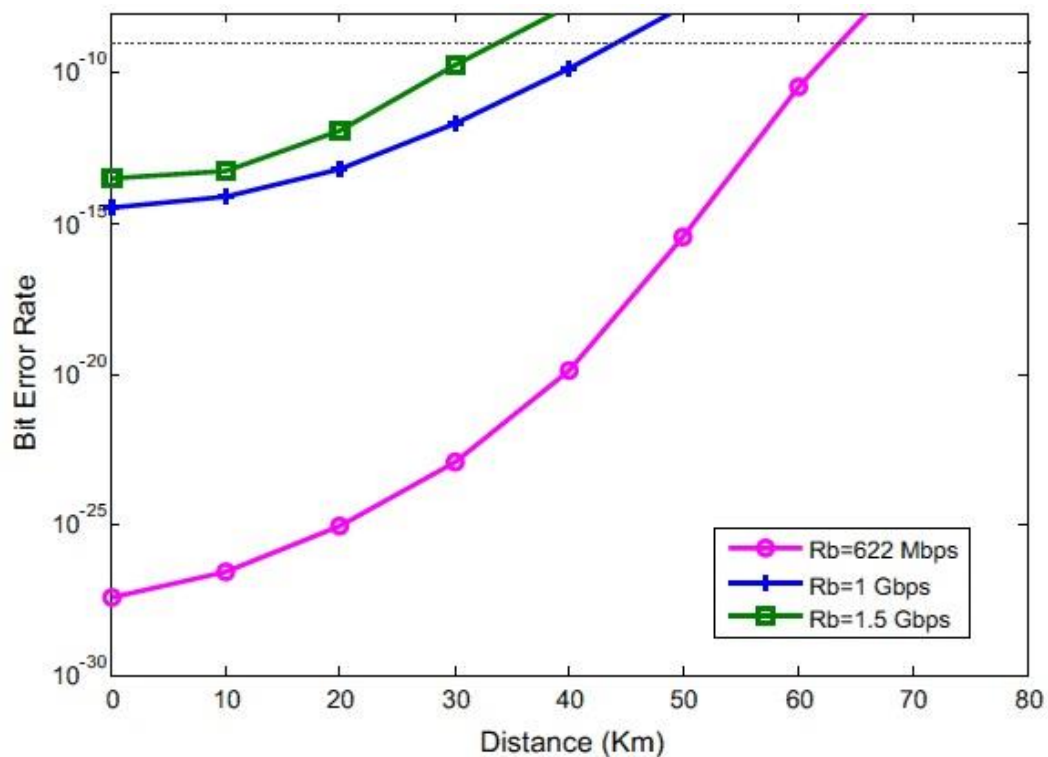


Figure IV. 20: Taux d'erreur binaire en fonction de la longueur de fibre pour différents débits de données

CHAPITRE IV

Les figures IV.19 et IV.20 présentent la variation de distance en comparaison avec le facteur Q et le TEB respectivement. Il est clair que si la distance augmente, le BER sera augmenté et le facteur Q diminué, ce qui signifie que la relation entre la distance et le BER est proportionnelle et inverse entre la distance et le facteur Q. De plus, la dispersion de la fibre optique affecte également les performances du système. Bien que chaque utilisateur exploite un débit de données élevé dans deux cas différents égaux à 0,622, 1 et 1,5 Gbps, il est remarquable que la distance de notre système proposé, quel que soit le TEB ou le facteur Q, atteint 63,21 km, 43,57 km et 33,2 km. km, respectivement. De même, il est très important que nos codes satisfassent aux exigences des systèmes de communication optique.

IV.7.1.2. Effet du débit binaire sur le facteur Q et le TEB pour trois longueurs de fibres différentes : L= 20km, L=30km et L=40 km

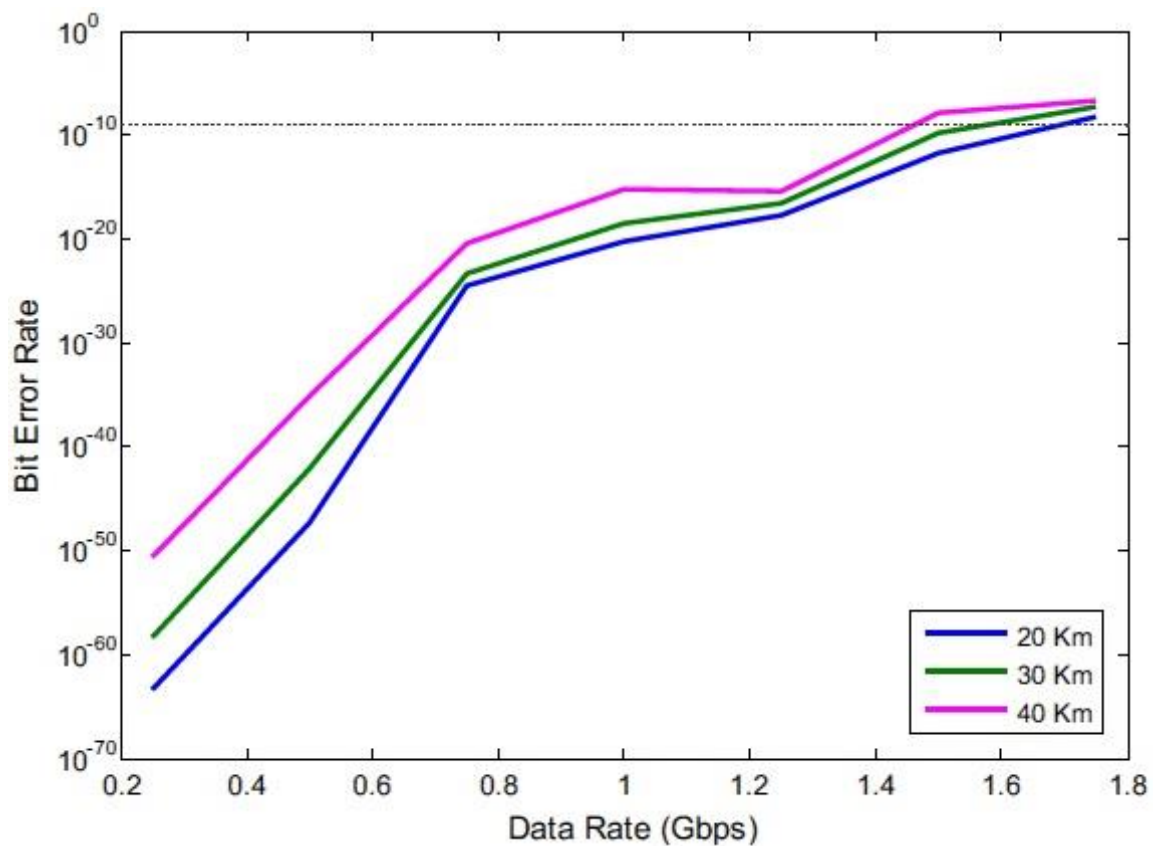


Figure IV. 21: Taux d'erreur binaire en fonction de débit de données pour les différentes longueurs de fibre SMF à 20, 30 et 40 km

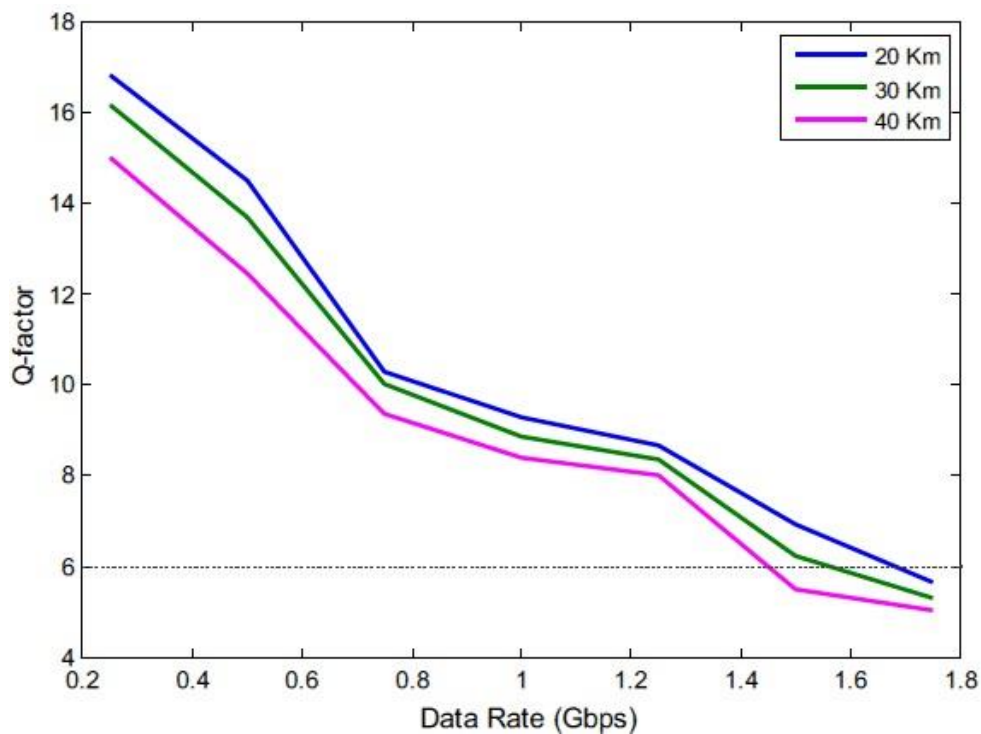


Figure IV. 22: Le facteur Q en fonction de débit de données pour données pour les différentes longueurs de fibre SMF à 20, 30 et 40 km

Les figures IV.21 et IV.22 montrent la variation du taux d'erreur binaire TEB et du facteur Q en fonction du débit de données pour des distances fixes jusqu'à 20, 30 et 40 km. Il est évident que le BER augmente et que le facteur Q diminue lorsque le débit de données augmente. Cela mentionne la proportion inverse entre eux respectivement. L'analyse est traitée pour 4 utilisateurs; on peut voir que les performances de notre système proposé se détériorent en cas d'augmentation de la longueur de fibre SMF. Néanmoins, les meilleures performances pour la configuration 2D-CS avec ($L_1 = 4$ et $L_2 = 4$) peuvent être obtenues jusqu'au 20 km de distance avec un débit de données fourni de 1,68 Gbit/s. De plus, le facteur Q diminue et le BER augmente sur une longueur SMF de 30 km où le système souffre de la faiblesse jusqu'à ce que le débit de données atteigne 1,68 à 1,56 Gbit/s. De même, la faiblesse se poursuit dans la dégradation du système jusqu'à atteindre 1,45 Gbit/s de débit de données à 40 km.

Par conséquent, pour optimiser les paramètres de configuration du système OCDMA, il convient de définir la plus petite longueur possible de la fibre SMF.

D'autre part, cette étude n'inclut pas seulement les avantages d'amélioration obtenus par le nouveau code CS dans le système 2D-OCDMA en tant que distance SMF et débit de données, elle comprend également la structure du système.

IV.8. Conclusion

Dans ce chapitre, un nouveau code CS à deux dimensions proposé a été étudié pour les systèmes OCDMA-PON non cohérents basés sur le code 1D-CS. Le code peut également surmonter les limites des systèmes OCDMA-PON en termes de l'effet MAI et de la longueur du code. Comparé aux autres codes 2D étudiés, le code CS a produit un courant PD de sortie avec une intensité inférieure aux courants produits des autres codes étudiés. Cependant, grâce à sa propriété qui produit l'effet minimal de bruit qui maintient la valeur SNR conduisant à minimiser la valeur TEB et à obtenir de bons résultats. Ces résultats se caractérisent par une cardinalité supérieure, un débit de données élevé et une puissance reçue minimale. Ce sont des résultats agréables présentés par un TEB inférieur à 10^{-9} et un facteur Q supérieur à 6 dB. De plus la portée du système proposé basé sur le code 2D-CS peut aller jusqu'à 63 km fonctionnant à 622 Mb/s.

D'autre part, il permet à chaque utilisateur un débit de données élevé avec le réglage de la longueur de fibre à différentes valeurs telles que 20 km, 30 et 40 km ainsi que la complexité du système qui a été réduit jusqu'à 50 % au niveau du canal par rapport aux travaux étudiés précédemment.

Par conséquent, ces améliorations obtenues sont dues à la propriété de notre code proposé qui peut éliminer totalement l'effet de MAI et qui a conduit à devenir un candidat potentiel pour répondre aux exigences de communication optique dans la prochaine génération OCDMA-PON.

Conclusion générale et perspectives

Conclusion Générale et Perspectives

La technique OCDMA permet à plusieurs abonnés de partager un réseau simultanément et de manière asynchrone en attribuant un code spécifique à chaque utilisateur. Cette technique est largement utilisée dans les systèmes d'accès multiple à large bande de nouvelle génération, car elle possède des fonctionnalités telles que la transmission entièrement asynchrone, l'accès rapide et la capacité flexible à la demande. Cependant, de nombreux facteurs affectent les performances du système OCDMA tels que l'interférence d'accès multiples (MAI), les sources de bruits qui dégradent ses performances et limitent sa capacité.

Dans cette thèse, une nouvelle famille de code 2D a été proposé conçu par extension de code 1D pour une implémentation dans les systèmes optique.

L'objectif de notre travail est d'augmenter le nombre d'utilisateurs simultanés et en éliminant le MAI. Le système proposé a été étudié pour accueillir un grand nombre d'utilisateurs et augmenter le débit de données. Les particularités de notre système proposé sont analysées et comparés à d'autres codes 2D existants dans des travaux récents. Le système proposé a été construit sur la base de code CS qui présente divers avantages notamment une construction simple du code, la longueur de code pratique en raison de sa flexibilité du choix du nombre utilisateurs simultanés et du poids de code.

Les effets de différentes bruits existent au niveau récepteur ont été étudiés tels que le bruit thermique, le bruit de grenaille et le bruit d'intensité induit par la phase PIIN, La techniques de détection ont également été présenté pour améliorer les performances du système et réduire la complexité du récepteur.

De plus, pour évaluer les performances du système proposé et assurer une comparaison équitable, l'analyse des modèles mathématiques utilisent les même paramètres de simulations.

Dans cette étude, nous avons basé sur trois critères de qualités pour évaluer les performances du système y compris : le taux d'erreur binaire, le rapport signal sur bruit et le tracé du diagramme de l'œil.

Conclusion Générale et Perspectives

Le système basé sur le code proposé a été implémenté et évalué à l'aide de logiciel Optisystem afin de valider nos résultats obtenus et les rendre proche au cas pratique. Divers paramètres sont réglés notamment la distance de la fibre, le débit de donnée et la puissance effective.

Les résultats obtenus montrent des performances supérieures par rapport au même système utilise les codes DCS, PD, ZCC/MD et MS en termes du nombre utilisateurs simultanés, le débit binaire et la consommation d'énergie.

Les résultats obtenus montrent :

- Les performances du système OCDMA en utilisant le code proposé 2D CS étaient meilleures que celles du même système utilise les code 2D existants.
- Le système basé sur le nouveau code 2D CS nous permet d'augmenté le nombre d'utilisateurs simultanés, amélioré la capacité de multiplexage et de réduire l'impact des interférences d'accès multiple (MAI).
- Le nouveau code construit présente un bon compromis en termes de taille, de capacité de multiplexage et propriétés de corrélation.

Comme perspectives, nous présentons quelques suggestions pour les futurs travaux.

- Appliquer le nouveau code proposé en espace 3D et 4D.
- Proposer un code hybride qui combine deux familles de codes 1D différentes.
- Recherche d'autres codes optiques présentant un compromis en fonction de taille, de capacité de multiplexage et de propriété de corrélation.

Publication

Le travail présente dans cette thèse a donné lieu au publication suivante :

Optical and Quantum Electronics (2021) 53:569

<https://doi.org/10.1007/s11082-021-03073-w>



A performance investigation of SAC-OCDMA system based on a spectral efficient 2D cyclic shift code for next generation passive optical network

Khaled Meftah¹ · Abdelhamid Cherifi¹  · Ameer Dahani^{2,3} · Mohanad Alayedi⁴ · Hichem Mrabet^{5,6}

Received: 3 February 2021 / Accepted: 20 June 2021

© The Author(s), under exclusive licence to Springer Science+Business Media, LLC, part of Springer Nature 2021

Bibliographies

- Ahmed, M. A. (2011). An enhanced detection technique for spectral amplitude coding optical CDMA systems. *Photonics Technology Letters*.
- Elgala, H., Mesleh, R., & Haas, H. (2009). A Study of LED Nonlinearity Effects on OpticalWireless Transmission using OFDM. *IEEE International Conference on wireless and Optical communications Networks*.
- Kandouci, C. (2017). Contribution à l'étude des codes optiques 2D : Application au CDMA optique. THESE. université Djillali Liabes de Sidi- Bel-Abbes.
- Karbassian, M. M. (2010). Synchronous Optical CDMA Networks Capacity increase using transposed modified prime codes. *Lightwave technol.*
- Kartalopoulos, S. (2002). *Networks, Devices, and Technology*. USA. Wiley-IEEE Press.
- Prucnal, P. R. (2006). *Optical Code Division Multiple Access Fundamentals and Applications*.
- Schmidt, B. (2008). Experimental Demonstrations of Electronic Dispersion Compensation for Long-Haul Transmission Using Direct-Detection Optical. *Journal of Lightwave Technology*.
- Yin, H. &. (2017). *Optical Code Division Multiple Access Communication Networks Theory and Applications*. Springer.
- Zaccarin, D. &. (1993). An optical CDMA system based on spectral encoding of LED. *Photonics Technology Letters, IEEE*.
- W. Shieh and I. Djordjevic (2009). *OFDM for Optical Communications*. Elsevier Science
- Al-ayedi. (2017). Performance improvement of hybrid optical system using two dimensions (2D) spectral – spatial code. Dr. Tahar Moulay, saida.
- CHERIFI, A. (2017). Analyse Et Evaluation Des Performance De la Modulation Multi porteuses Dans La Transmission d'information. ABDELHAID IBN BADIS, MOSTAGANEM.
- J. Penon, Z. A.-S. (vol. 25, 2007). Spectral-Amplitude-Coded OCDMA Optimized for a Realistic FBG Frequency Response. *Journal of Lightwave Technology*.
- JAIN, V. K. (2001). Hybrid Wavelength and Code Division Multiple Access in Optical Networks. *Fiber and Integrated Optics*.
- K. RAHIL et T. TOUTOU. (2019). Analyse des performances des codes SAC- OCDMA dans la liaison de télécommunications optiques. Université A. Mira Bejaia.
- Norazimah, M. e. (2011). Analytical comparison of various SAC-OCDMA detection techniques. in *Photonics (ICP) IEEE 2nd international conference 2011*.
- Othman, M. e. (2008). Comparison of detection techniques in optical CDMA access network for point to multipoint configuration. *International Conference . IEEE*.
- PENON, J. (2009). Réduction Du Bruit D'intensité Dans Les Systèmes SAC-OCDMA Incohérents Utilisant Des Réseaux De Bragg. Université Laval, Québec.
- Zaccarin, D. &. (1993). An optical CDMA system based on spectral encoding of LED. *Photonics Technology Letters, IEEE*.

- Alayedi, M., Cherifi, A., Hamida, A.F.: Performance Enhancement of SAC-OCDMA System using a new Optical Code. In: Proceedings - 2019 6th International Conference on Image and Signal Processing and their Applications, ISPA 2019. Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc. (2019)
- Alayedi, M., Cherifi, A., Hamida, A.F., Rahmani, M., Attalah, Y., Bouazza, B.S.: Design improvement to reduce noise effect in CDMA multiple access optical systems based on new (2-D) code using spectral/ spatial half-matrix technique. *J. Opt. Commun.* 31 (2020). [https:// doi. org/ 10. 1515/ joc- 2020- 0069](https://doi.org/10.1515/joc-2020-0069)
- Alayedi, M., Cherifi, A., Hamida, A.F., Rashidi, C.B.M., Bouazza, B.S.: Performance improvement of multi access OCDMA system based on a new zero cross correlation code. *IOP Conf. Ser.: Mater. Sci. Eng.* 767, 012042 (2020b). [https:// doi. org/ 10. 1088/ 1757- 899X/ 767/1/ 012042](https://doi.org/10.1088/1757-899X/767/1/012042)
- Arief, A.R., Aljunid, S.A., Anuar, M.S., Junita, M.N., Ahmad, R.B.: Cardinality enhancement of spectral/ spatial modified double weight code optical code division multi-access system by PIIN suppression. *Optik* 124, 3786–3793 (2013). [https:// doi. org/ 10. 1016/j. ijleo. 2012. 11. 061](https://doi.org/10.1016/j.ijleo.2012.11.061)
- Butt, R.A., Waqar Ashraf, M., Faheem, M., Idrus, S.M.: Processing efficient frame structure for passive optical network (PON). *Opt. Switch. Netw.* 30, 85–92 (2018). [https:// doi. org/ 10. 1016/j. osn. 2018. 06.006](https://doi.org/10.1016/j.osn.2018.06.006)
- Cherifi, A., Bouazza, B.S., Al-Ayedi, M., Aljunid, S.A., Rashidi, C.B.M.: Development and performance improvement of a new two-dimensional spectral/spatial code using the pascal triangle rule for OCDMA system. *J. Opt. Commun.* (2018). [https:// doi. org/ 10. 1515/ joc- 2018- 0052](https://doi.org/10.1515/joc-2018-0052)
- Cherifi, A., Jellali, N., Najjar, M., Aljunid, S.A., Bouazza, B.S.: Development of a novel two-dimensional-SWZCC – Code for spectral/spatial optical CDMA system. *Opt. Laser Technol.* 109, 233–240 (2019). [https:// doi. org/ 10. 1016/j. optla stec. 2018. 07. 078](https://doi.org/10.1016/j.optlastec.2018.07.078)
- Cherifi, A., Mrabet, H., Bouazza, B.S., Aljunid, S.A.: Performance enhancement of multiple access 3D-OCDMA networks using a pascal triangle codes. *Opt Quant Electron.* 52, 131 (2020). [https:// doi. org/ 10. 1007/ s11082- 020- 2246-5](https://doi.org/10.1007/s11082-020-2246-5)
- Cherifi, A., Yagoubi, B., Bouazza, B.S., Dahman, A.O.: New method for the construction of optical zero cross correlation code using block matrices in OCDMA-OFDM system. *J. Telecommun. Electron. Computer Eng.* 8, 33–39 (2016)
- Durand, F.R., Angélico, B.A., Abrão, T.: Delay and estimation uncertainty in distributed power control algorithm for optical CDMA networks. *Opt. Switch. Netw.* 21, 67–78 (2016). [https:// doi. org/ 10. 1016/j. osn. 2016. 02. 002](https://doi.org/10.1016/j.osn.2016.02.002)
- Durand, F.R., Filho, M.S., Abrão, T.: The effects of power control on the optical CDMA random access protocol. *Opt. Switch. Netw.* 9, 52–60 (2012). [https:// doi. org/ 10. 1016/j. osn. 2011. 06. 002](https://doi.org/10.1016/j.osn.2011.06.002)
- Feng, G., Cheng, W., Chen, F.: Performance analysis for the bit-error rate of SAC-OCDMA systems. *Infrared Phys. Technol.* 72, 160–162 (2015). [https:// doi. org/ 10. 1016/j. infra red. 2015. 07. 022](https://doi.org/10.1016/j.infrared.2015.07.022)
- Gupta, S., Goel, A.: Advance method for security enhancement in optical code division multiple access system. *IETE J. Res.* ISSN 2063, 17–26 (2017). [https:// doi. org/ 10. 1080/ 03772 063. 2017. 13513 14](https://doi.org/10.1080/03772063.2017.1351314)
- Hadi, M., Pakravan, M.R.: Analysis and design of adaptive OCDMA passive optical networks. *J. Lightwave Technol.* 1(35), 2853–2863 (2017). [https:// doi. org/ 10. 1109/ JLT. 2017. 27050 35](https://doi.org/10.1109/JLT.2017.2705035)

BIBLIOGRAPHIE

- Imtiaz, W.A., Ahmed, H.Y., Zeghid, M., Sharief, Y.: An optimized architecture to reduce the impact of fiber strands in spectral/spatial optical code division multiple access passive optical networks (OCDMA-PON). *Opt. Fiber Technol.* 54, 102072 (2020). <https://doi.org/10.1016/j.yofte.2019.102072>
- Imtiaz, W.A., Ilyas, M., Khan, Y.: Performance optimization of spectral amplitude coding OCDMA system using new enhanced multi diagonal code. *Infrared Phys. Technol.* 79, 36–44 (2016). <https://doi.org/10.1016/j.infrared.2016.09.006>
- Jellali, N., Najjar, M., Ferchichi, M., Rezig, H.: Optical fiber technology development of new two-dimensional spectral / spatial code based on dynamic cyclic shift code for OCDMA system. *Opt. Fiber Technol.* 36, 26–32 (2017). <https://doi.org/10.1016/j.yofte.2017.02.002>
- Kadhim, R.A., Fadhil, H.A., Aljunid, S.A., Razalli, M.S.: A new two dimensional spectral/spatial multidimensional code for noncoherent optical code division multiple access (OCDMA) systems. *Optics Commun.* 329, 28–33 (2014). <https://doi.org/10.1016/j.optcom.2014.04.082>
- Kora, A.D., Diouf, M.D., Ouya, S., Cances, J.P.: Fundamental limitations on introducing low cost optical sources in hybrid 40/100G PON. *International Conference on Advanced Communication Technology, ICACT.* 369–372 (2011)
- Lin, C., Wu, J., Yang, C.: Noncoherent spatial/spectral optical CDMA system with two-dimensional perfect difference codes. *J. Lightwave Technol.* 23, 3966–3980 (2005)
- Martinez, C.A.P., Durand, F.R., Martinez, A.L.M., Abrão, T.: Augmented Lagrangian combined to evolutionary heuristic for energy efficiency in OCDMA networks. *Opt. Switch. Netw.* 36, 100542 (2020). <https://doi.org/10.1016/j.osn.2019.100542>