

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieure de la Recherche Scientifique
Université Dr MOULAY Tahar de Saïda



Faculté des Technologies
Département d'Electronique



MEMOIRE DE FIN D'ETUDES
Master en Réseaux & Télécommunication
Thème :

**Développement et Amélioration des performances de
systèmes optiques pour les futures générations de
réseaux sans fil à haute débit**

Présenté par :

RAHMANI Mohamed

ATTALLAH Youcef

N°	Jury	Nom et prénom	Grade	Université
01	Président	Ouardi Aissa	MCB	Université Dr tahar Moulay de saida
02	Examineur	Tami Abdelkader	MCB	Université Dr tahar Moulay de saida
03	Rapporteur	Cherifi Abdelhamid	MCA	Université Dr tahar Moulay de saida
04	Co-Rapporteur	Alayedi Muhaned	Doctorant	Université Dr Ferhat Abbas Sétif 1

Année universitaire : 2019/2020

Dédicace

A mes chers parents, pour tous leurs sacrifices, leur amour, leur tendresse, leur soutien et leurs prières tout au long de mes études,

A mes chers frères pour leurs encouragements permanents, et leur soutien moral,

A toute ma famille pour leur soutien tout au long de mon parcours universitaire,

Que ce travail soit l'accomplissement de vos vœux tant allégués, et le fruit de votre soutien infailible,

A mon binôme et sa famille.

Merci d'être toujours là pour moi.

Youcef

Dédicace

*Ce travail est dédié à mon père, décédé trop tôt, qui m'a toujours poussé
et motivé dans mes études.*

*J'espère que, du monde qui est sien maintenant, il apprécie cet humble
geste comme preuve de reconnaissance de la part d'un fils qui a toujours
prié pour le salut de son âme.*

Puisse Dieu, le tout puissant, l'avoir en sa sainte miséricorde !

*A ma chère mère, pour tous ses sacrifices, son amour, sa tendresse, son
soutien et sa prière tout au long de mes études,*

*A mes chers frères et Mes Chères Sœurs pour leurs encouragements
permanents, et leur soutien moral,*

*A toute ma famille pour leur soutien tout au long de mon parcours
universitaire,*

*Que ce travail soit l'accomplissement de vos vœux tant allégués, et le
fruit de votre soutien infailible,*

A mon binôme et sa famille.

Merci d'être toujours là pour moi

Mohamed

REMERCIEMENTS

Avant de commencer ce travail, qui représente la fin d'un cours riche en expériences humaines et académiques, Nous remercions Dieu Tout-Puissant, car Il nous a accordé Le courage, la patience et la volonté de faire ce travail et ensuite de remercions chaleureusement toute l'équipe de professeurs qui nous a fourni durant ces deux années de master.

Nos premiers remerciements à notre directeur de recherche, M. Cherifi Abdel Hamid. Nous sommes reconnaissants pour ses précieux conseils et son engagement tout au long de ce travail.

Il nous 'a encouragé à surmonter tous les obstacles et les moments difficiles.

On lui exprime notre gratitude pour sa confiance, sa disponibilité et ses réponses à nos nombreuses demandes.

C'est un honneur qu'il nous 'a donné en tant que directeur de cette recherche.

Nous voudrions remercier M. Muhannad Al-Aydi pour sa précieuse assistance et le temps qu'il nous 'a consacré.

A titre plus personnel, Nous tiens à témoigner notre reconnaissance à nos parents et nos proches, Enfin ce travail est évidemment dédié à toutes les personnes qui nous sont chères.

<i>Dédicace</i>	I
<i>Remerciement</i>	III
<i>Table des matières</i>	IV
<i>Liste des figures</i>	VIII
<i>Liste des Tableaux</i>	XI
<i>Liste des abréviations</i>	XII
<i>Liste des notations</i>	XV
<i>Résumé</i>	XVII
<i>Introduction générale</i>	01

Chapitre I : modulation multi porteuses « OFDM »

1. Introduction	05
2. Problématique	05
3. Effets des multi trajets	07
3.1. Trajet direct et indirect	07
4. La sélectivité des canaux	08
4.1. L'effet Doppler	10
5. Introduction à L'OFDM	11
5.1. Principe et fonctionnement de l'OFDM	12
5.2. Modulation OFDM	12
5.3. Démodulation OFDM	14
5.4. L'Orthogonalité	14
6. Implémentation numérique du modulateur/démodulateur	15
6.1. Implémentation numérique du modulateur à l'aide algorithme (IDFT)	15
6.2. Implémentation numérique du démodulateur à l'aide algorithme (DFT)	16
7. Les Interférences entre les symboles	17
8. Annulation des interférences entre les symboles	18
8.1. Intervalle de garde	18
8.2. Cyclique préfixe	19
8.3. Cyclique suffixe	20
8.4. Remplissage par zéro	20
9. Interférence entre sous porteuses	21
10. La chaîne de transmission OFDM	22

11. Introduction à OFDM optique.....	23
12. Modulation optique.....	24
12.1. Modulation directe.....	24
12.2. Modulation externe.....	24
13. OFDM optique.....	25
13.1. DD-OFDM.....	25
13.2. CO-OFDM.....	26
14. DCO-OFDM.....	27
15. ACO-OFDM.....	28
16. ADO-OFDM.....	29
17. Les avantages et les inconvénients d’OFDM.....	31
17.1. Les avantages.....	31
17.2. Les inconvénients.....	32
18. Conclusion.....	32

Chapitre II : Technique de multiplexage « OCDMA »

1. Introduction.....	35
2. Les Techniques d’accès multiple par répartition de code optique.....	35
2.1. Accès multiple à répartition en longueur d’onde.....	36
2.2. Accès multiple à répartition dans le temps.....	36
2.3. Accès multiple à répartition en code.....	36
2.4. Accès multiple par répartition en code optique.....	36
3. Les techniques d’étalement de spectre au CDMA.....	37
3.1. Principes d’étalement de spectre.....	38
3.1.1. DSSS (Direct-Sequence Spread Spectrum).....	38
3.1.2. FHSS (Frequency-Hopping Spread Spectrum).....	39
3.2. Les Avantages de l’étalement de spectre.....	39
4. Les avantages du CDMA aux réseaux d’accès optique.....	40
5. Architecture d’OCDMA.....	40
6. Classification des systèmes OCDMA.....	41
7. La modulation optique.....	41
7.1. Technique de modulation d’impulsion.....	41
8. Définition du SAC-CDMA.....	42

8.1. Encodage d'un signal SAC-OCDMA.....	43
8.1.1. Encodage avec masque d'amplitude.....	44
8.1.2. Encodage avec l'utilisation d'AWG (Arrayed Wave guide Grating).....	45
8.1.3. Encodage avec l'utilisation de réseaux de Bragg.....	46
8.1.4. Encodage à l'aide de multiplexeurs et démultiplexeurs optiques.....	46
8.2. Décodage d'un signal SAC-OCDMA.....	47
8.2.1. Détection balancée par la méthode complémentaire.....	47
8.2.2. Méthode de détection spectrale directe.....	48
8.2.3. Méthode de détection dite « AND soustraction ».....	49
8.3. Bruits Dans Les Réseaux SAC-OCDMA.....	50
8.3.1. Bruit thermique.....	50
8.3.2. Bruit de grenaille (Shot noise).....	51
8.3.3. Bruit d'intensité induit par phase (PIIN).....	51
9. Conclusion.....	52

Chapitre III : les codes optiques unipolaires 1D & 2D

1. Introduction.....	54
2. Construction de codes optiques unipolaires.....	55
3. Les codes optiques unidimensionnels 1-D à inter corrélation nulle $\lambda_c = 0$.....	56
3.1. Multi-Diagonal (MD).....	56
3.2. Single Weight Zero Cross Correlation (SWZCC).....	58
3.3. New Zero Cross Correlation (NZCC).....	60
4. Les codes optiques unidimensionnels 1-D à inter corrélation $\lambda_c \geq 1$.....	61
4.1. Double-Weight (DW).....	61
4.2. Modified Double Weight (MDW).....	62
4.3. Flexible Cross Correlation (FCC).....	63
4.4. Diagonal Eigen Unity (DEU).....	65
4.4.1. Étapes de la construction du code DEU.....	65
5. Les codes optiques à deux dimensions 2-D.....	71
5.1. Two Dimensional Diagonal Eigenvalue Unity (2D-DEU).....	71
5.2. Two Dimensional Pascal's Triangle Zero Cross Correlation (2D-PTZCC).....	73
5.2.1. Type de matrice triangulaire de Pascal (PTM).....	73
5.2.2. Droit et gauche de la matrice PTM (LPTM et RPTM).....	74

5.2.3. Construction du code.....	74
5.3. Two Dimensional Single Weight Zero Cross Correlation (2D-SWZCC).....	77
6. Conclusion.....	80

Chapitre IV : simulation du système hybride OCDMA/OFDM

1. Introduction.....	82
2. construction du code 2D-HSSZCC.....	83
3. Description du système.....	85
4. Performance du système.....	86
5. Résultats Numériques.....	89
6. Simulation Du Réseau.....	93
7. Conclusion pour 2D-HSSZCC.....	101
8. Description du système hybride.....	102
9. Analyse théorique.....	102
10. Résultat numérique.....	106
11. Conclusion.....	107
Conclusion générale et Perspectives.....	108
Annexe.....	110
Bibliographie.....	116

Liste Des Figures

- Figure (I.1)** : Influence du multi trajet sur les symboles OFDM
- Figure (I.2)** : Effets du canal de transmission
- Figure (I.3)** : Propagation à trajet multiple
- Figure (I.4)** : Présentation de différentes répliques reçues
- Figure (I.5)** : Sélectivité Fréquentielle du Canal de Transmission
- Figure (I.6)** : OFDM vs FDM
- Figure (I.7)** : Modulateur OFDM.
- Figure (I.8)** : Signal OFDM
- Figure (I.9)** : Démodulateur OFDM
- Figure (I.10)** : Modulateur OFDM à l'aide IFFT
- Figure (I.11)** : Démodulateur OFDM à l'aide FFT
- Figure (I.12)** : Problème des interférences entre symboles
- Figure (I.13)** : Insertion d'un intervalle de garde
- Figure (I.14.a)** : Symbole OFDM avec CP
- Figure (I.14.b)** : Description du domaine temps/fréquence du symbole OFDM avec CP
- Figure (I.14.c)** : Effet du canal à trajets multiples pour chaque sous-porteuse
- Figure (I.15)** : Symboles OFDM avec CS
- Figure (I.16)** : Symboles OFDM avec suffixe cyclique et préfixe
- Figure (I.17.a)** : Signal OFDM avec remplissage par zéro
- Figure (I.17.b)** : L'effet ISI d'un canal à trajets multiples pour chaque sous-porteuse
- Figure (I.18)** : Interférence inter-porteuse (ICI) en OFDM dans le domaine fréquentiel
- Figure (I.19)** : Chaîne de transmission OFDM
- Figure (I.20)** : Modulation Direct
- Figure (I.21)** : Modulation externe
- Figure (I.22)** : Schéma fonctionnel DD-OFDM
- Figure (I.23)** : Schéma fonctionnel CO-OFDM
- Figure (I.24)** : DCO-OFDM
- Figure (I.25)** : ACO-OFDM
- Figure (I.26)** : ADO-OFDM coté émetteur
- Figure (I.27)** : ADO-OFDM cotée récepteur

Figure (II.1) : Comparaison entre les trois techniques d'accès multiple WDMA TDMA et OCDMA

Figure (II.2) : Schéma FHSS

Figure (II.3) : Architecture d'un système OCDMA

Figure (II.4) : Classification des schémas de modulation d'impulsions

Figure (II.5) : Technique de codage spectrale en SAC-OCDMA

Figure (II.6) : Principe de l'encodage spectral d'amplitude SAC-OCDMA

Figure (II.7) : Encodage SAC-OCDMA effectué avec un masque d'amplitude

Figure (II.8) : Encodage SAC-OCDMA à base d'AWG

Figure (II.9) : Réseaux de Bragg utilisés en transmission pour encodage SAC-OCDMA

Figure (II.10) : Encodage SAC-OCDMA à base d'un démultiplexeur et de multiplexeurs

Figure (II.11) : Récepteur pour un signal SAC-OCDMA ayant le code i

Figure (II.12.a) : Méthode de détection spectrale directe d'une longueur d'onde

Figure (II.12.b) : Méthode de détection spectrale directe avec la totalité des longueurs d'onde

Figure (II.13) : Méthode de détection AND soustraction

Figure (III.1) : Représentations de diagramme de bloc NZCC

Figure (III.2) : Représentation graphique des modèles du code DEU

Figure (III.3) : Les cinq premières lignes du triangle de Pascal

Figure (IV.1) : Système d'émission et de réception 2D-HSSZCC spectral / spatial

Figure (IV.2) : BER par rapport à la puissance de source efficace pour $K = 100$

Figure (IV.3) : BER par rapport au nombre d'utilisateurs simultanés ($M = 57$ et $N = 3$)

Figure (IV.4) : BER en fonction du débit de données pour ($M = 57$ et $N = 3$)

Figure (IV.5) : BER en fonction de la largeur spectrale pour ($M = 57$ et $N = 3$)

Figure (IV.6) : SNR par rapport au nombre d'utilisateurs simultanés pour ($M = 57$ et $N = 3$)

Figure (IV.7) : BER par rapport au nombre d'utilisateurs simultanés pour ($M = 62$ et $N = 3$)

Figure (IV.8) : system 2D-OCDMA basé sur le code HSSZCC pour 4 utilisateurs

Figure (IV.9) : system 2D-OCDMA basé sur le code MD pour 4 utilisateurs

Figure (IV.10) : Diagramme de l'œil du 2D-MD pour 622 Mbps

Figure (IV.11) : Diagramme de l'œil du 2D-MD pour 1 Gbps

Figure (IV.12) : Diagramme de l'œil du 2D-HSSC pour 622 Mbps

Figure (IV.13) : Diagramme de l'œil du 2D-HSSC pour 1 Gbps

Figure (IV.14) : Diagramme de l'œil du 2D-HSSC pour 2.5 Gbps

Figure (IV.15) : Diagrammes de l'œil de quatre utilisateurs pour 622 Mbps à différentes puissances d'entrée

Figure (IV.16) : BER en fonction de la longueur de la fibre

Figure (IV.17) : Facteur Q en fonction de la longueur de la fibre

Figure (IV.18) : système hybride OCDMA-ZCC / OFDM

Figure (IV.19) : SNR en fonction de nombre d'utilisateurs actifs

Liste Des Tableaux

Tab I.1	Le cas de l'IES et canal sélective
Tab I.2	Les paramètres de la notion de sélectivité temporelle et fréquentielle
Tab I.3	Conditions pour réduire l'IES, la sélectivité temporelle et fréquentielle
Tab III.1	Exemple De Séquences De Code MDW ($W = 4$)
Tab III.2	le code FCC à trois utilisateurs
Tab III.3	Possibilités de combinaison DEU (CP)
Tab III.4	Modèles de code DEU pour ($W = 4$ et $N = 8$)
Tab III.5	Modèles de code DEU pour ($W=4$ et $N=7$)
Tab III.6	Modèles de code DEU pour ($W = 3$ et $N = 7$)
Tab III.7	Modèles de code DEU pour ($W = 3$ et $N = 8$)
Tab III.8	Code 1D-DEU
Tab III.9	Code 2D-DEU
Tab III.10	Le code 2D-PTZCC
Tab III.11	1D-SWZCC pour 9 utilisateurs
Tab III.12	Code 2D-SWZCC pour $K_1 = K_2 = 3$
Tab IV.1	La position des uns pour le code 1D-ZCC
Tab IV.2	Le code 2D-HSSZCC avec ($K_1 = 2, w_1 = 2, K_2 = 2, w_2 = 2$)
Tab IV.3	Paramètres utilisés dans le calcul numérique
Tab IV.4	Implémentation d'une matrice de code HSSZCC pour le réseau de systèmes 2D-Spectral / Spatial-OCDMA
Tab IV.5	Implémentation d'une matrice de code MD pour le réseau de systèmes 2D-Spectral / Spatial-OCDM
Tab IV.6	Paramètres de simulation numérique

Liste des abréviations

OTDM: Optical Time-Division Multiple-Access

WDM: Wavelength Division Multiplexing

IP: Internet Protocol

FTTH: Fiber To The Home

WBMCS: Wireless Broadband Multimedia Communication Systems

LTE: Long Term Evolution

OFDM: Orthogonal Frequency Division Multiplexing

DAB: Digital Audio Broadcasting

DVB-T: Digital Video Broadcasting Terrestrial

ADSL: Asynchronous Digital Subscriber Line

FFT: Fast Fourier Transform

NLOS: None Line Of Sight

LOS: Line Of Sight

ISI: Inter-Symbol Interference

IFFT: Inverse Fast Fourier Transform

FDM: Frequency Division Multiplexing

QAM: Modulation d'Amplitude en Quadratique

QPSK: Quadrature Phase Shift Keying

S/P: Série- Parallèle

CS: Cyclique Suffixe

CP: Cyclique Préfix

ICI: Inter-Carrier Interference

MB-OFDM: Multi Bande- Orthogonal Frequency Division Multiplexing

UWB: Ultra-Wide-Band

ZP: Zero Padding

SS: Synchronisation de Symbole

IM: Modulation d'Intensité

DD: **D**étection **D**irecte
SNR: **S**ignal to **N**oise **R**atio
DSP: **D**igital **S**ignal **P**rocessing
ACO-OFDM: **A**symmetrically **C**lipped **O**ptical-**O**FDM
DCO-OFDM: **DC**-biased optical-OFDM
ADO-OFDM: **A**symmetrically **C**lipped **DC** biased **O**ptical-OFDM
PAPR: **P**eak to **A**verage **P**ower **R**atio
MZM: **M**odulateur **M**ach-**Z**ehnder
DD-OFDM: **D**irect **D**etection-OFDM
CO-OFDM: **C**oherent **O**ptical-OFDM
E/O: **E**lectrique / **O**ptique
EDFA: **E**rbium **D**oped **F**iber **A**mplifier
LPF: **L**ow **P**ass **F**ilter
I/Q: **I**nphase/**Q**uadrature
IF: **F**réquence **I**ntermédiaire
AM: **M**odulation d' **A**mplitude
FM: **M**odulation de **F**réquence
PM: **M**odulation de **P**hase
CAN: **C**onvertisseur **A**nalogique **N**umérique
AWGN: **A**dditif **W**hite **G**aussian **N**oise
OCDMA: **O**ptical **C**ode **D**ivision **M**ultiple **A**ccess
WDMA: **W**avelength **D**ivision **M**ultiple **A**ccess
FDMA: **F**requency **D**ivision **M**ultiple **A**ccess
TDMA: **T**ime **D**ivision **M**ultiple **A**ccess
WAN: **W**ide **A**ccess **N**etworks
MAN: **M**etropolitan **A**ccess **N**etworks
MAI: **M**ulti **A**ccess **I**nterference
SAC: **S**pectrum-**A**mplitude **C**oding
PD: **P**hoto **D**étecteur

DS-SS: Direct Sequence Spread Spectrum
FH-SS: Frequency Hopping Spread Spectrum
TH-SS: Time Hopping Spread Spectrum
BER: Bit Error Rate
MDW: Modified Double Weight
FCC: Flexible Cross Correlation
DEU: Diagonal Eigenvalue Unity
RD: Random Diagona
PIIN: Phase Induced Intensity Noise
MD: Multi Diagonal
SWZCC: Single Weight Zero Cross Correlation
NZCC: New Zero Cross Correlation
PTZCC: Pascal's Triangle Zero Cross Correlation
HSSZCC: Half Spectral/Spatial Zero Cross Correlation

Liste des notations

- τ_{max} : Retard maximum
- τ_c : Le temps de cohérence
- f_d : Fréquence doppler
- B_c : Bande de cohérence
- α : affaiblissement
- B_s : La Bande du signal
- T_s : Durée du symbole
- f_d : Fréquence Doppler
- B_d : La bande doppler
- f_0 : La fréquence centrale
- λ_c : La longueur d'onde de la fréquence porteuse
- V : Vitesse de déplacement
- Δ_f : L'espacement fréquentiel entre les N sous-porteuses
- D : la durée de l'intervalle de garde.
- T_{OFDM} : La durée de chaque symbole OFDM
- T_g : La longueur de CP
- C_k : Symboles complexes
- T_U : La durée d'une trame
- $A_e(t)$: Le Signal électrique reçu
- $A_0(t)$: Le Signal OFDM optique
- $h_e(t)$: La réponse impulsionnelle de la liaison
- $W(t)$: Le bruit du système
- $y_{impaire}$: Les sous porteuses impaires
- y_{paire} : Les sous porteuses paires
- N : la longueur du code
- W : le poids du code
- λ_c : Inter corrélation en phase entre les codes
- K : nombre d'utilisateurs

X_g : La séquence de codes spectrale
 Y_h : La séquence de code spatial
 B_r : La bande passante électrique
 K_b : Constante de Boltzmann
 T_n : La température absolue
 R_l : La résistance de charge
 τ_c : Temps de cohérence de la lumière
 $\Delta\nu$: La largeur de bande de la source optique
 \mathfrak{R} : La réactivité de PD
 P_{sr} : La puissance source effective
 η : L'efficacité quantique
 e : La charge d'électron
 h : La constante de Planck
 ν_0 : La fréquence centrale de l'impulsion optique à large bande

Résumé

Ce mémoire présente un nouveau code optique appelé zéro inter corrélation bidimensionnelle demi-spectrale / spatiale (2D-HSSZCC) basé sur une inter corrélation nulle unidimensionnelle (1D-ZCC) pour les systèmes OCDMA (Optical Code Division Multiple Access) non cohérents utilisant la technique de multiplexage par répartition en fréquence orthogonale (OFDM). le Code déjà développé à l'aide de matrices de blocs caractérisées par une grande capacité. Les résultats de la simulation montrent que l'utilisation du nouveau code (2D-HSSZCC) élimine totalement les interférences d'accès multiples (MAI) en raison de la flexibilité d'inter corrélation nulle et de la complexité moindre de la construction du code qui produit un taux d'erreur binaire très faible de étirement (4×10^{-18}) à 1 Gbit / s pour quatre utilisateurs avec une faible source d'énergie de -12,60 dBm pour atteindre un débit de données élevé et un nombre élevé d'utilisateurs simultanés supérieur à près de 149, économiser une puissance effective autour de -1,35 dBm, - 3,3 dBm comparés à ceux fournis par (Two-Dimensional dynamic cyclic shift (2D-DCS) code and Two-Dimensional Diluted Perfect Difference (2D-DPD) et (1D-ZCC)), et augmentez le pourcentage de cardinalité supérieur à 1,58 fois , 2,19 fois, 2,33 fois et 3,9 fois par rapport au code (2D-DCS), au code 2D-DPD, au code 1D-ZCC et au code Two-Dimensional Flexible Cross Correlation / Modified Double Weight (2D-FCC / MDW).

D'autre part, le code 2D-HSSZCC est comparé à d'autres codes qui ont la même propriété à savoir les codes Two-Dimensional zero cross correlation/multi diagonal (2D-ZCC / MD) et (2D-MD) où le pourcentage accru de capacité du système était 1,38 et 1,05 fois respectivement. Enfin, les résultats obtenus dans la partie 1 (avec le logiciel Matlab) ont été confirmés et validés avec le logiciel Optisystème, le système proposé a donné une meilleure valeur minimale de BER autour de 10^{-21} et une valeur maximale du facteur Q d'environ 9,4 à 622 Mbps de débit lorsque le nombre d'utilisateurs simultanés augmente.

Afin d'améliorer les performances du système de codage d'amplitude spectrale à accès multiple par division de code optique (SAC-OCDMA), nous intégrons une modulation de multiplexage par répartition en fréquence orthogonale (OFDM) basée sur le code d'inter corrélation nulle (ZCC). L'effet d'interférence d'accès multiple (MAI) est totalement supprimé, ce qui contribue également à minimiser le bruit d'intensité induit par phase (PIIN). La complexité du système au niveau du récepteur est minimisée jusqu'à 50%. Selon les résultats de la simulation, il a été observé que notre système hybride utilisant le code ZCC a été comparé à d'autres systèmes basés sur les codes FCC, MDW. Dans le nombre d'utilisateurs fixé à 50, le système réduit la puissance entre -2 dBm et -5 dBm par rapport aux systèmes précédents et sur un BER normalisé, le système offre une meilleure capacité de 106 utilisateurs tandis que les codes FCC, MDW traditionnels donnent un nombre d'utilisateur d'environ 100 et 85 respectivement.

Mots-clés: accès multiple par division de code optique (OCDMA), codage d'amplitude spectrale (SAC), interférence d'accès multiple (MAI), zéro inter corrélation demi-spectre / spatial (HSSZCC), zéro d'inter corrélation (ZCC), taux d'erreur binaire (BER), facteur Q.

Abstract

This thesis presents for non-coherent Optical Code Division Multiple Access (OCDMA) systems a new optical code namely Two-Dimensional Half Spectral/Spatial Zero Cross Correlation (2D-HSSZCC) code based on a One-Dimensional Zero Cross Correlation (1D-ZCC) code already developed using block matrices characterized by a high capacity. The results of simulation show that the use of the new (2D-HSSZCC) code eliminates totally the Multiple Access Interferences (MAI) due to the zero cross correlation flexibility, and less complexity of the code construction which produces a very low bit error rate of closely (4×10^{-18}) at 1 Gbps for four users with a low power source of -12.60 dBm to reach a high data rate and high number of simultaneous users upper to closely 149, save an effective power around -1.35 dBm, -3.3dBm compared between those provides by (Two-Dimensional dynamic cyclic shift (2D-DCS) code and Two-Dimensional Diluted Perfect Difference (2D-DPD) and (1D-ZCC) code, and increase the cardinality percentage upper to 1.58 times, 2.19 times, 2.33 times and 3.9 times comparing to (2D-DCS) code, 2D-DPD code, 1D-ZCC code and Two-Dimensional Flexible Cross Correlation / Modified Double Weight (2D-FCC/MDW) code.

On the other hand, 2D-HSSZCC code is compared with other codes which has it same property namely Two-Dimensional zero cross correlation/multi diagonal (2D-ZCC/MD) and (2D-MD) codes where the increased percentage in system capacity was 1.38 and 1.05 times respectively. Finally, the results obtained in part 1 (with Matlab software) were confirmed and validated with the Optisystem software, the proposed system gave a better BER minimum value around 10^{-21} and a maximum value of the Q factor of around 9.4 at 622 Mbps of data rate when the number of simultaneous users increases.

In order to improve the performance of the optical code division multiple access spectral amplitude coding (SAC-OCDMA) system, we integrate an orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) modulation based on the zero cross correlation code (ZCC). The multiple access interference effect (MAI) is completely eliminated, which also contribute to minimize phase induced intensity noise (PIIN). System complexity at the receiver is minimized up to 50%. According to the simulation results, it was observed that our hybrid system using the ZCC code was compared to other systems based on the FCC, MDW codes. In the number of users set at 50, the system reduces the power between -2 dBm and -5 dBm compared to the previous systems and on a standardized BER, the system offers a better capacity of 106 users whereas the traditional FCC, MDW codes give a user number of about 100 and 85 respectively

Keywords: Optical Code Division Multiple Access (OCDMA), Multiple Access Interference (MAI), Half Spectral/Spatial Zero Cross Correlation (HSSZCC), zero cross correlation (ZCC) Bit Error Rate (BER), Q-factor.

Introduction générale

La communication par fibre optique est une approche de communication pour transporter des informations d'un point à un autre en utilisant la lumière comme support et les fibres optiques comme support de transmission. Le réseau tout optique et orienté services peut implémenter la transmission, le routage et la commutation à très haute vitesse de transmission des données dans le domaine optique, et offre la transparence des formats de données et des protocoles, ce qui augmente la flexibilité et les fonctionnalités du réseau de manière à répondre aux futures exigences du réseau.

Accès multiple par division de code optique (OCDMA) est une technologie permettant de réaliser une transmission de multiplexage et un accès multiple en codant dans le domaine optique, qui prend en charge plusieurs transmissions simultanées dans le même intervalle de temps et la même fréquence. C'est une autre technologie de multiplexage et d'accès multiple en plus de l'OTDM et du WDM et une technique potentiellement prometteuse pour les réseaux optiques à grande débit de transmission, et surtout, en raison de son accès facile et de sa structure de réseau flexible, elle est très applicable au réseau d'accès.

OCDMA peut prendre en charge le multimédia, y compris la voix, les données, la vidéo, y compris le trafic IP, la vidéo à la demande, les médias en streaming, les applications interactives, etc. Et il offre également de nombreux types de QOS et de degrés de sécurité différentiels en fonction des différents services et des besoins des utilisateurs. Parallèlement, il peut surmonter les lacunes de la liaison montante et de la liaison descendante asymétriques dans les réseaux d'accès actuels et prend en charge le FTTH du trafic point à point [1].

Dans l'ensemble, les systèmes OCDMA sont composés de trois types de schémas appelés: codage d'amplitude spectrale (SAC), schémas d'étalement dans le temps et de saut de fréquence. Le codage d'amplitude spectrale (SAC) est choisi parmi tous les types de systèmes OCDMA en raison de sa capacité à permettre à de nombreux utilisateurs de partager le même support de transmission de manière asynchrone et simultanément avec un niveau élevé de sécurité de transmission [2]. Il divise le spectre entier en chips par un codeur, qui est ensuite attribué à des utilisateurs individuels sous la forme de codes SAC basés sur l'ensemble des chips occupés. Cependant, le système SAC-OCDMA souffre de divers bruits; tels que le bruit de grenaille, le bruit thermique, et les interférences d'accès multiple (MAI) provenant d'autres utilisateurs, qui est considéré comme la principale source de dégradation des performances [2].

Au cours des dernières années, l'accent a été mis de plus en plus sur l'extension des services disponibles sur les réseaux publics de télécommunications filaires aux utilisateurs des télécommunications mobiles / mobiles non filaires. Actuellement, en plus des services vocaux, seuls les services de données à faible débit binaire sont disponibles pour les utilisateurs mobiles. Cependant, la demande de systèmes de communication multimédia à large bande sans fil (WBMCS) est anticipée dans les secteurs public et privé. Les réseaux câblés ne peuvent pas prendre en charge l'extension aux réseaux mobiles sans fil car les

Introduction générale

canaux radio mobiles sont plus contaminés que les canaux câblés de transmission de données. Nous ne pouvons pas non plus préserver la QoS élevée requise dans les réseaux câblés [3].

L'OFDM est une technique de transmission multi-porteuse populaire utilisant des sous-porteuses orthogonales. Il a été appliqué avec succès dans les modems de données, les systèmes de diffusion audio et vidéo (les réseaux cellulaires : Long Term Evolution (LTE), les réseaux locaux sans fil, la radio cellulaire et est un candidat approprié pour les systèmes sans fil et filaires de prochaine génération. Avantages inhérents de L'OFDM comprend sa facilité de mise en œuvre (due au traitement FFT), sa robustesse contre l'évanouissement par trajets multiples (due à un intervalle de garde / extension cyclique), et son efficacité de bande passante (due à la capacité de puissance adaptative et de chargement de bits).

La motivation pour rechercher des techniques hybrides est d'améliorer la flexibilité, qualité du service et l'évolutivité du réseau. Par conséquent, les techniques hybrides seraient utilisées de diverses manières dans lesquelles chaque technique représente son avantage et son domaine d'application.

Afin d'obtenir une meilleure utilisation du spectre et d'améliorer le débit de données du canal, d'économiser de l'énergie et d'augmenter le nombre d'utilisateurs la technique de modulation OFDM est combiné avec Accès multiple par division de code optique (OCDMA). Cette combinaison a reçu une attention accrue comme moyen de supprimer diverses limitations de la transmission optique tels que la dispersion par trajets multiples et les accès multiples interférence (MAI).

Le but de ce mémoire est d'étudier le système hybride SAC-OCDMA / OFDM avec un nouveau code bidimensionnel (2D) permettant d'améliorer les performances et augmenté la capacité de ce système.

Ce mémoire se compose de quatre chapitres divisé comme suit :

Chapitre -1- présente Une brève introduction à l'OFDM, Nous passons à la problématique, le schéma fonctionnel d'un système OFDM avec différents blocs comme FFT, intervalle de garde....etc. les avantages et les inconvénients et nous avons passons à la modulation OFDM optique à la fin du chapitre.

Accès multiple par division de code optique (OCDMA), les méthodes essentielles de communication à spectre étalé, notamment la séquence directe et le saut de fréquence, les techniques de encodage et décodages ainsi que le bruit qui affecté le système OCDMA sont décrits dans le **chapitre -2-** .

Chapitre -3- offres différents codes optique incohérents unidimensionnelles avec un inter corrélation nulle et non nulles comme 1D-ZCC, 1D-SWZCC, 1D-FCC, les codes à deux dimensions comme 2D-DEU, 2D-PTZCC et 2D-SWZCC et leurs étapes de constructions.

Introduction générale

Nouveau code à deux dimensions et sa propriété de auto-corrélation, une expression théorique du taux d'erreur binaire, l'évaluation de performance du système hybride OFDM/OCDMA en terme de rapport signalé bruit (SNR), taux d'erreur binaire (BER) et la distance de la fibre grâce à logiciel MATLAB, les résultats de simulation en terme de facteur de qualité (Q) à l'aide du logiciel Optisystem.V16 en utilisant le nouveau code bidimensionnelle 2D-HSSZCC proposé sont effectués dans le [chapitre -4-](#).

Une conclusion générale et des perspectives à la fine de ce mémoire.



Chapitre I :
Modulation Multi porteuses
« OFDM »

1. Introduction

Dans les systèmes de communications sans fil, l'environnement situé entre une antenne d'émission et une antenne de réception peut perturber le signal. En effet, le signal reçu est une somme de plusieurs versions retardées du signal émis. On dit alors que le signal est émis dans un canal multi-trajets. Ce type de canal engendre des évanouissements en fréquence, c'est à dire des trous dans le spectre, pouvant être destructeurs pour le signal. [4]

Une solution pour lutter contre ces phénomènes est d'utiliser une modulation multi porteuse, la modulation multi porteuse orthogonales (MMPO), également appelée multiplexage par répartition en fréquence orthogonale (OFDM). La modulation d'un bloc de symboles est réalisée par une Transformation de Fourier Discrète Inverse (TFDI). Chaque symbole étant émis sur une des N fréquences porteuses orthogonales entre elles et modulées à bas débit. Cette technique a l'avantage de transformer un canal sélectif en fréquence en N sous canaux non sélectifs [5]. Cette technique bénéfique pour les transmissions dans des canaux sélectifs en fréquence qui comportent des trajets multiples. C'est pourquoi on trouve cette technique dans les normes de diffusion du son numérique dans des mobiles (DAB Digital Audio Broadcasting), de télévision numérique terrestre (DVB-T Digital Video Broadcasting terrestrial), de communications numériques hauts débits (ADSL Asynchronous Digital Subscriber Line).

Dans ce chapitre nous décrivons les caractéristiques du canal de transmission radio mobile et introduisons les fondamentaux de la modulation OFDM, algorithmes FFT/IFFT ainsi que l'insertion de l'intervalle de garde et une brève introduction sur la modulation OFDM optique.

2. Problématique

Le signal émis sous forme d'onde subit de nombreuses réflexions et réfraction, en particulier en milieu urbain et le récepteur reçoit une série d'échos de provenances diverses et imprévisibles. Ces chemins ont des trajets plus longs qui peuvent conduire le signal au récepteur mais avec un certain retard, un changement d'amplitude et de phase par rapport au trajet direct [6]. Et les données utiles seront dispersées dans le temps, pouvant mener à des interférences entre symboles Le signal résultant sera alors très faible ou nul.

La propagation à trajet multiple est caractérisée par [7] :

-retard maximum entre les signaux reçus τ_{max} (ou étalement des retards). Si le temps d'un symbole est grand devant τ_{max} , le canal est non sélectif en fréquence (ou dit plat dans le domaine fréquentiel) mais il peut être atténué ou amplifié

-Le temps de cohérence τ_c ou spectre Doppler : Si $B \ll B_c$ le signal ne subit pas de distorsion dans le temps (c'est le temps dans lequel le canal est constant)

$$\tau_c = \frac{1}{f_d} \quad f_d : \text{Fréquence doppler} \quad (\text{I.1})$$

$$B_c = \frac{1}{\tau_{max}} \quad B_c : \text{Bande de cohérence} \quad (\text{I.2})$$

-La fonction de transfert du canal autour de la fréquence f_c et au temps t et affaiblissement α

$$h(t, \tau) = \sum_n \alpha_n(t) e^{-j2\pi f_c \tau_n} \delta(\tau - \tau_n(t)) \quad (\text{I.3})$$

Chaque écho d'atténuation α_n associé, à un retard τ_n , $h(t, \tau)$ représente la réponse impulsionnelle du canal de propagation.

En présence d'un canal a trajet multiple, des versions décalées du symbole n s'additionnent entre eux, créant de l'ISI entre symboles OFDM. La récupération du symbole est impossible [8].

La différence temporelle maximal entre les symboles est égal à $\Delta\tau$ ($\tau_{max} - \tau_{min}$)

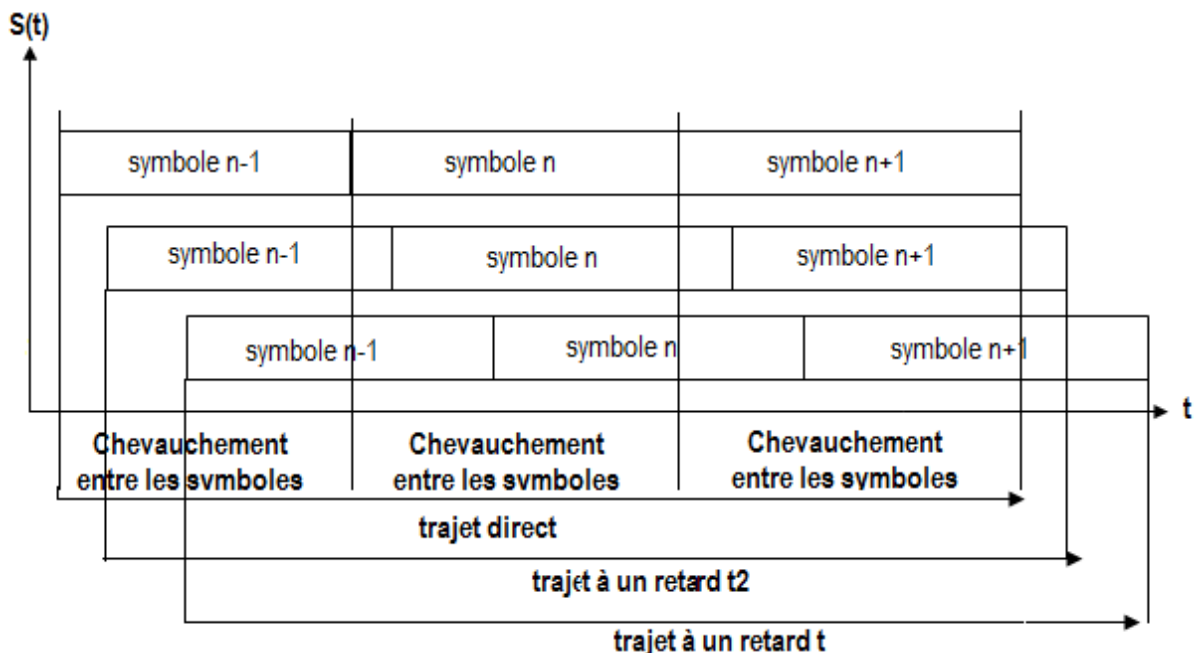


Figure (I.1) : Influence du multi trajet sur les symboles OFDM

Ces problématiques sont d'autant plus d'actualité que les débits transmis augmentent exponentiellement, et donc la bande de fréquence nécessaire pour transporter ces informations à haut débit. Or l'effet de la sélectivité en fréquence des canaux sur la dégradation des performances augmente avec la largeur de bande de fréquence du signal transmis [9].

Les canaux multi-trajets nécessitent la mise en œuvre de traitements permettant de combattre l'interférence entre symboles créée par la sélectivité en fréquence de ces canaux. Les processus d'égalisation censés compenser les effets des multi trajets et de la sélectivité en fréquence des canaux sont cependant d'une grande complexité lorsque le canal varie beaucoup dans le temps ou suivant la fréquence du signal [9].

Lorsque le canal est variant dans le temps les égaliseurs adaptatifs constituent une bonne solution pour lutter les interférences entre symboles, un autre exemple, Les égaliseurs zéro-forcing ont pour fonction principale d'inverser la réponse du canal de transmission de manière à ce que le couple "canal-égaliseur" puisse être considéré comme un canal idéal. L'opération d'égalisation peut provoquer, selon la nature de l'égaliseur utilisé des remontées plus ou moins importantes du bruit présent à son entrée [10].

3. Effets des multi trajets

Une onde se propage dans tout l'espace ou, selon le type d'environnement, elle sera réfléchiée ou absorbée par les obstacles rencontrés. En zone urbaine, le nombre d'ondes réfléchies est plus important qu'en zone rurale car le nombre de réflecteurs est plus important. Les ondes radio peuvent en effet se refléter sur tout type d'obstacle: montagne, bâtiment, camion, avion, discontinuité de l'atmosphère ... [9].

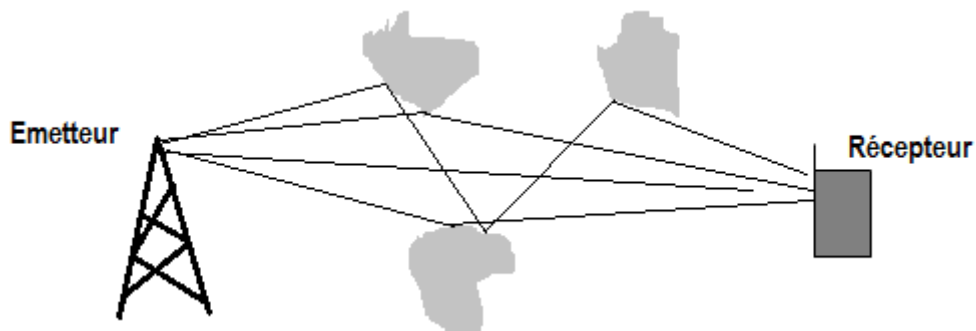


Figure (I.2) : effets du canal de transmission

3.1. Trajet direct et indirect

Pendant la propagation par trajets multiples, deux situations de propagation sont généralement distinguées. Le premier est désigné par le terme NLOS (None Line Of Sight) où il n'y a pas de visibilité directe entre l'émetteur et le récepteur (figure (I.3. b)), alors que la seconde situation se produira lorsqu'il y a un itinéraire prédominant direct LOS (Line Of Sight) (figure (I.3. a)) [11].

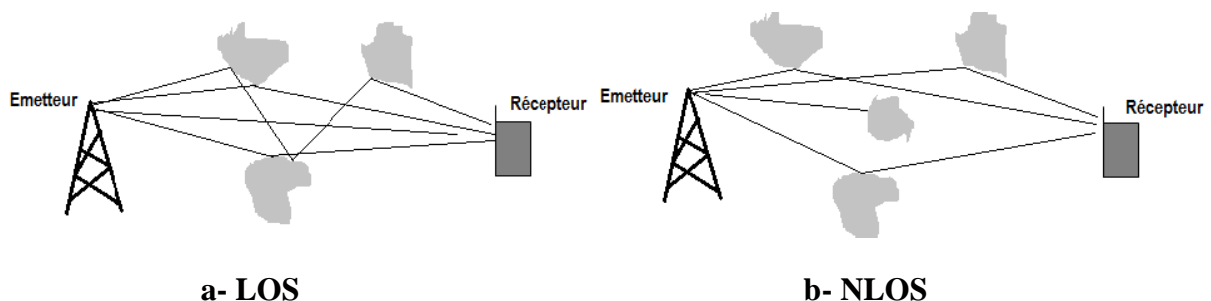


Figure (I.3) : propagation à trajet multiple

Les trajets multiples sont également à l'origine de plusieurs problèmes, dont les trois principaux sont : la dispersion des retards (Delay spread), l'interférence entre les trajets

issus de l'émetteur qui créent des fluctuations rapides de la puissance de signal (Rayleigh fading) et la modulation aléatoire des fréquences due aux effets Doppler sur les différents trajets [9]. Lors de la propagation de l'émetteur vers le récepteur, les phénomènes électromagnétiques engendrent plusieurs répliques du signal émis (Propagation multi-trajets). A la réception, ces répliques arrivent à différents instants avec des atténuations et déphasages donnés.

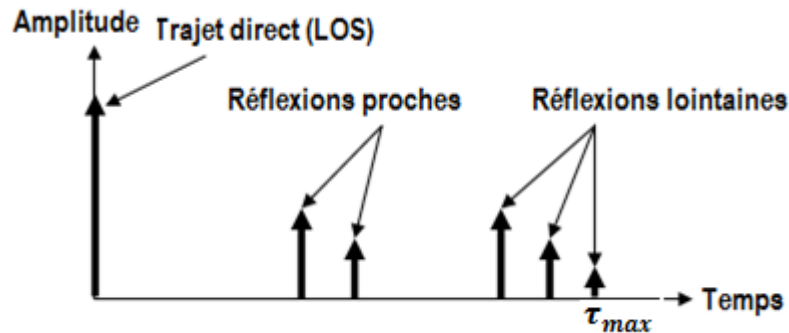


Figure (I.4) : présentation de différentes répliques reçues

4. La sélectivité des canaux

Dans les Systems sans fil à haut débit, les transmissions sont limitées par des phénomènes physiques: le bruit dû aux imperfections du système et la nature physique des composants affectent la transmission du signal transmis.

Une autre contrainte physique est la distorsion du signal pendant la propagation. Elle nécessite une bonne séparation temporelle des informations envoyées pour qu'elles restent bien séparées à la réception.

La transmission d'un train de symboles s'accompagne presque inévitablement d'une dispersion des données dans le temps. Il est à l'origine de l'interférence entre symboles. Les signaux réfléchis par les bâtiments, les voitures ou le sol provoquent un phénomène appelé affaiblissement par plusieurs trajets : selon la longueur des différents trajets parcourus, le signal dévié arrive à l'émetteur plus ou moins longtemps après le signal principal, donc le déforme plus ou moins.

L'importance de ce phénomène dépend de la fréquence (les pertes sont plus faibles pour les basses fréquences et plus importantes pour les hautes fréquences) et varie lorsque le récepteur est en mouvement: il est bien connu des automobilistes, qui entendent le bruit de leur voiture - la radio s'affaiblit par endroits ou qui reçoivent moins bien les stations dans les tunnels. Ce phénomène de décoloration ou " d'évanouissement " résulte des variations aléatoires des phases du signal dans le temps (après réflexion sur un obstacle). Ils peuvent générer des signaux qui s'ajoutent de manière destructive à la réception. Le signal résultant sera alors très faible ou nul. Les signaux des multiples peuvent également être ajoutés de manière constructive, le signal résultant sera alors plus fort que le chemin direct. Il est à noter

que les multi trajets n'ont pas seulement des inconvénients car ils permettent une communication possible même lorsque l'émetteur et le récepteur ne sont pas en vision directe! C'est notamment en exploitant cette particularité que les communications transcontinentales peuvent avoir lieu [12].

La sélectivité en fréquence d'un canal est un concept intimement lié au signal à transmettre. Il exprime le fait que le signal à transmettre a des composantes fréquentielles qui sont atténuées différemment par le canal de propagation. En d'autres termes, ce phénomène se produit si le signal a une bande de largeur de fréquence plus large que la bande de cohérence du canal de propagation.

Les valeurs de la bande de cohérence et la fréquence de la cohérence définit la sélectivité du canal. Les trajets multiples ainsi que les mouvements de l'émetteur et / ou du récepteur sont les sources de sélectivité en fréquence et en temps. Un signal transmis peut être caractérisé par sa durée de symbole T_s ainsi que sa bande B_s . La robustesse de ce signal dépendra des ratios T_s/T_c et B_s/B_c [11].

-l'IES (Interférence Entre Symboles) est minimisée si :

$$T_s \gg \tau_{max} \quad (\text{I.4})$$

Avec T_s C'est la durée du symbole émis, τ_{max} est retard maximal

Si nous passons au domaine fréquentielle, Si B_c est supérieure à la largeur de bande du signal B_s (figure (I.5.b)), alors nous disons que le canal n'est pas très sélectif en fréquence et que sa réponse en fréquence est suffisamment plate pour la gamme de fréquences du signal de transit. Sinon, le canal est sélectif (figure (I.5.a)).

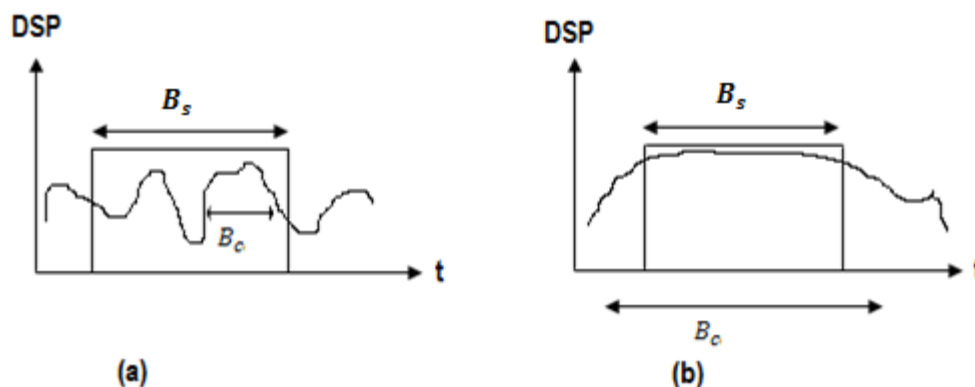


Figure (I.5) : Sélectivité Fréquentielle du Canal de Transmission.

Le tableau I.1 nous résume les caractéristiques principales du canal vis-à-vis de l'IES et de la sélectivité en fréquence :

	OUI	NON
IES	$T_s < \tau_{max}$	$T_s \gg \tau_{max}$
Sélective	$B_{coh} < B_s$	$B_c \gg B_s$

Tab I.1 : le cas de l'IES et canal sélective

4.1. L'effet Doppler

Lorsqu'un récepteur se déplace à une vitesse v , la fréquence du signal reçu est modifiée d'une quantité f_d , appelée fréquence Doppler, proportionnelle à cette vitesse

$$f_d = \frac{f_c}{c} |\vec{v}| \cos(\alpha) = \frac{|\vec{v}|}{\lambda_c} \cos(\alpha) \quad (\text{I.5})$$

f_c et λ_c sont respectivement la fréquence de la porteuse et la longueur d'onde associée. L'angle α est pris entre la direction de $|\vec{v}|$ et celle suivie par l'onde électromagnétique émise.

-Si $T_s < T_c$, $B_s > B_d$ le canal est dit non sélectif en temps. La réponse impulsionnelle du canal reste constante sur plusieurs symboles consécutifs. B_s La bande du signal et B_d c'est la bande doppler

- $T_s \gg T_c$, $B_s \ll B_d$ le canal est dit sélectif en temps. Dans ces conditions, la réponse impulsionnelle du canal varie de façon importante pendant la durée d'un symbole [13,14].

Afin de minimiser les effets des perturbations (multi trajets et Doppler) dans le canal de transmission il faut respecter la condition de l'expression générale de l'équation suivante :

$$\tau_{max} \ll T_s \ll T_c \quad (\text{I.6})$$

Le tableau I.2 résume les paramètres qui interviennent lorsqu'on parle de sélectivité temporelle et fréquentielle :

Sélectivité Temporelle	$T_c \approx 1/f_d$
Sélectivité Fréquentielle	$B_c \approx 1/\tau_{max}$

Tab I.2 : les paramètres de la notion de sélectivité Temporelle et Fréquentielle

Le tableau I.3 présente les conditions à respecter afin d'annuler l'IES, la sélectivité temporelle et celle fréquentielle

IES et Sélectivité Temporelle minimales	$\tau_{max} \ll T_s \ll T_c$
Sélectivité Fréquentielle minimales	$B_c \gg B_s$

Tab I.3 : Conditions pour Réduire l'IES, la sélectivité temporelle et Fréquentielle.

Les canaux de transmission peuvent constituer un obstacle à la réalisation de ces objectifs dans les normes les plus meilleures. Ces canaux de transmission utilisés par l'émetteur pour transmettre des messages au récepteur introduisent souvent des distorsions qui peuvent provoquer des erreurs de transmission. Afin de maintenir des débits élevés et annuler l'interférence entre symboles, un remède plus sophistiqué consiste en une transmission parallèle des données ayant des durées suffisamment longues comme le réalise l'OFDM « Orthogonal Frequency Division Multiplexing ».

La technique de modulation OFDM est robuste contre la sélectivité en fréquence et au bruit impulsif du canal de propagation ce qui permet d'atteindre des débits élevés. Mais elle nécessite une bonne synchronisation temporelle et fréquentielle ce qui explique son utilisation dans des standards de diffusion. Elle permet d'effectuer l'égalisation de manière élégante: grâce à une opération de IFFT et l'ajout d'une extension cyclique (CP, "cyclique préfix") en émission, on égalise très facilement par une opération de FFT suivie d'une correction de chaque sortie par un seul coefficient complexe [9].

5. Introduction à L'OFDM

Les systèmes de transmission à porteuse unique sont des systèmes qui transmettent des données séquentiellement sur une seule bande de fréquence ou un canal physique, autour d'une seule porteuse, Cette technique est certes très simple à mettre en œuvre mais présente des inconvénients majeurs lorsque l'on est en présence de canaux multi trajet très sélectifs. En effet, les multiples trajets du canal introduisent des interférences entre symboles (IES) qui affectent la qualité de transmission. Par rapport aux modulations mono porteuses, les modulations multi porteuses présentent l'avantage d'améliorer l'efficacité spectrale.

Les techniques dites multi-porteuses consistent à transmettre des données numériques en les modulant simultanément sur un grand nombre de porteuses. Ce sont des techniques de multiplexage en fréquence qui existent depuis longtemps [15].

Le multiplexage par répartition orthogonale de la fréquence (OFDM) est une technique de modulation multi porteuse basée sur une transformée de Fourier rapide. Du point de vue de l'implémentation numérique, les systèmes OFDM transmettent des données en blocs.

Les premières études ([16] et [17]) sur les modulations multi-porteuses sont nées à la fin des années 50. Quelques années plus tard, RW. Chang et RA. Gibby [18] ont introduit des signaux à bande limitée orthogonale qui seront appelés «OFDM». La majorité des contributions apportées à la technique OFDM, ont été réalisées quand, Weinstein et Ebert ont utilisé pour la première fois la transformé de Fourier discrète (DFT) afin de performer la modulation et la démodulation en bande de base, qui a augmenté largement l'efficacité de la modulation et de la démodulation. Ainsi, l'utilisation d'intervalle de garde a résolu le problème d'interférence entre symboles [19].

La technique de transmission OFDM est basée sur l'émission simultanée sur n bandes de fréquence de N porteuses sur chaque bande, c'est-à-dire en divise la bande fréquentielle en un nombre de sous-canaux égale à N (ou sous porteuses) orthogonaux et uniformes à faible débit

5.1. Principe et fonctionnement de l'OFDM

Le principe de l'OFDM consiste à distribuer sur un grand nombre de sous-porteuses le signal numérique que l'on veut transmettre. Comme si vous combiniez le signal à transmettre sur un grand nombre de systèmes de transmission indépendants (par exemple des émetteurs) à différentes fréquences, les sous-porteuses soient les plus proches possibles et ainsi transmettre le maximum d'information sur une portion de fréquences donnée, l'OFDM utilise des sous-porteuses orthogonales entre elles. Les signaux des différentes sous-porteuses se chevauchent mais grâce à l'orthogonalité n'interfèrent pas entre eux.

Comparativement à un système mono porteuse, la durée utile de transmission d'un symbole est multipliée par N. On obtient un symbole OFDM de durée utile $T_{OFDM} = N \cdot T_s$ Ce qui permet d'avoir un temps symbole plus grand que le délai maximal de l'étalement du canal limitant ainsi l'Interférence Entre Symboles (IES).

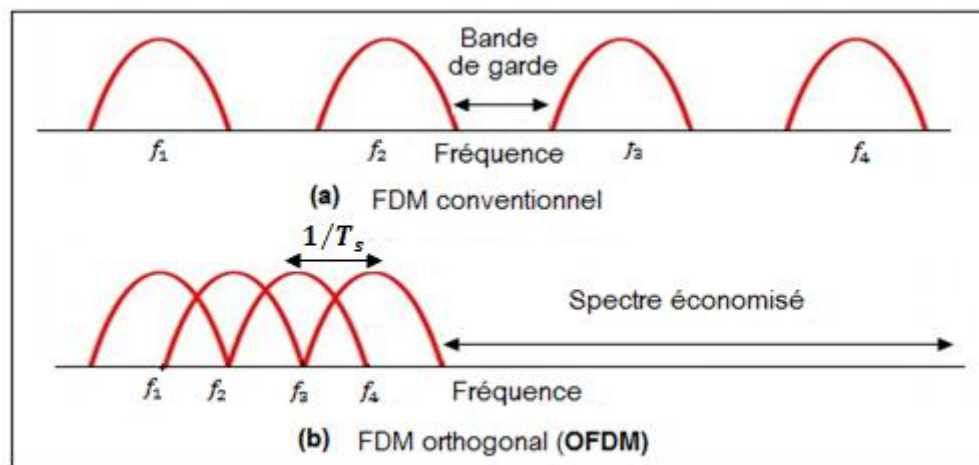


Figure (I.6): OFDM vs FDM

5.2. Modulation OFDM

Pour la réparation des données à transmettre sur les N porteuses, Les symboles doivent être regroupés par des paquets de N, qu'on appellera symbole OFDM et de moduler par chaque donnée une porteuse différente en même temps.

Si on pose que le signal modulé en bande de base $S(t)$ est échantillonné par une période T_s/N . Appelons T_s la durée symbole c'est-à-dire le temps qui sépare 2 séquences de N données.

Considérons une séquence de N données C_0, C_1, \dots, C_{N-1} . Chaque donnée C_k module un signal à la fréquence f_k . Les C_k sont des nombres complexes définis à partir des éléments binaires par une constellation souvent de modulation MAQ à 4, 16, 64, 2^q états (ou bien QPSK, ...). Le signal individuel s'écrit sous forme complexe :

$$C_k e^{j2\pi f_k t} \quad (I.7)$$

Le symbole OFDM présente par une séquence de N symboles C_0, C_1, \dots, C_{N-1} , alors Le signal $S(t)$ total correspondant à toutes les données d'un symbole OFDM est la somme des signaux individuels est donné par la relation suivante :

$$S(t) = \sum_{k=0}^{N-1} C_k e^{j2\pi f_k t} \tag{I.8}$$

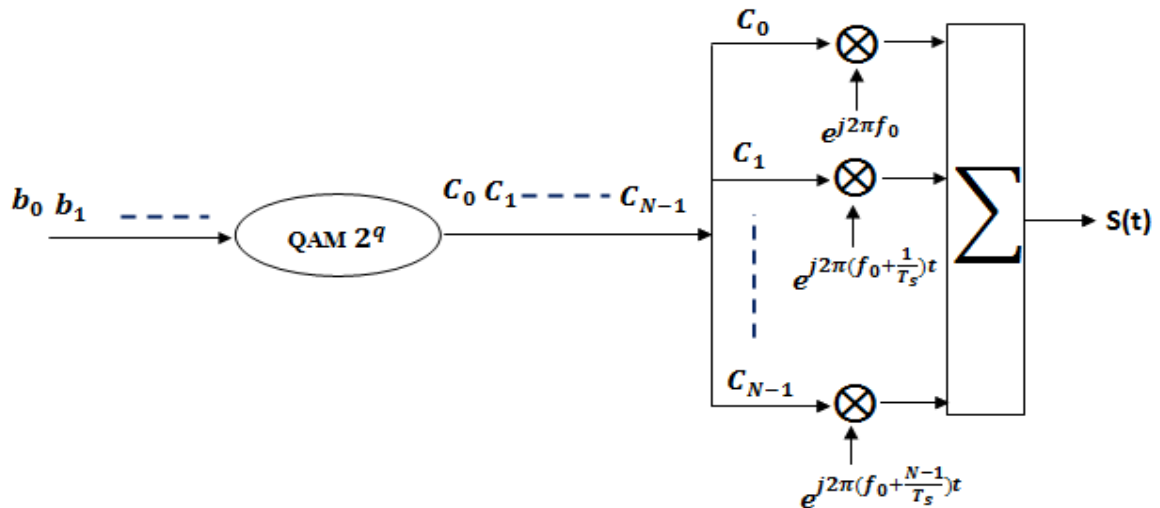


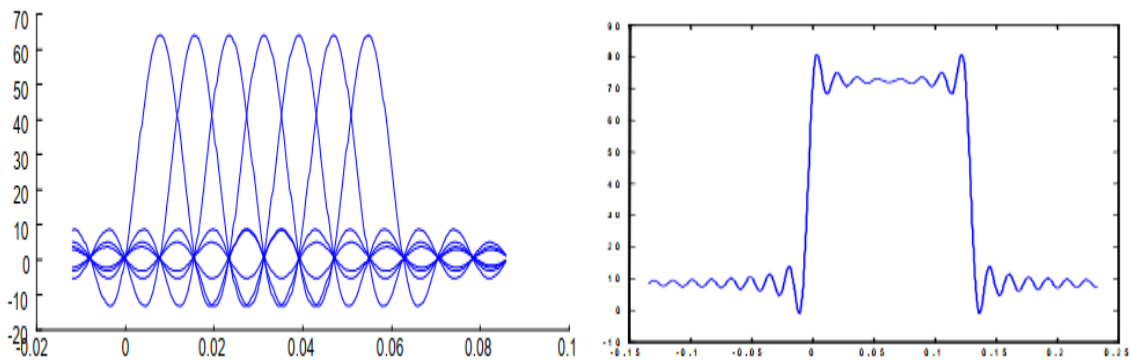
Figure (I.7) : modulateur OFDM.

Les fréquences sont orthogonales si l'espace entre deux fréquences adjacentes f_k et f_{k+1} est $1/T_s$. En effet, chaque porteuse modulant un symbole pendant une fenêtre rectangulaire temporelle de durée T_s , son spectre en fréquence est un sinus cardinal, fonction qui s'annule tous les multiples. Les N fréquences porteuses possibles sont définis par la relation suivante :

$$f_k = f_0 + \frac{k}{T_s} \tag{I.9}$$

Avec $k=0, \dots, N-1$ et f_0 c'est la fréquence centrale

L'espacement fréquentiel entre les N sous-porteuses est défini par $\Delta_f = 1/T_s$ où T_s représente la durée utile d'un symbole OFDM



a-Spectres des différentes porteuses

b- Spectre du signal OFDM pour 8 porteuses

Figure (I.8) : signal OFDM

La Figure (I.8.a) montre que l'espace entre chaque sous-porteuse $1/T_s$ permet, lorsque le spectre d'une sous-porteuse est maximal, d'annuler le spectre de toutes les autres: c'est la condition d'orthogonalité. (Orthogonale OFDM). Cette condition d'orthogonalité permet d'avoir un chevauchement entre les spectres des différentes sous-porteuses, et malgré cela d'éviter les interférences entre sous-porteuses si l'échantillonnage se fait précisément à la fréquence d'une sous-porteuse. La figure (I.8.b) montre que la bande de fréquences est alors occupée de manière optimale, car le spectre est presque plat dans cette bande. La bande occupée est d'environ $B = N/T_s$ (en excluant les lobes secondaires de chaque côté de la bande), chaque sous-porteuse occupant environ $1/T_s$.

5.3. Démodulation OFDM

Le signal reçu au niveau de récepteur est donné par la formule suivante :

$$r(t) = \sum_{k=0}^{N-1} C_k H_k(t) e^{j2\pi f_k t} \tag{I.10}$$

$$= \sum_{k=0}^{N-1} C_k H_k(t) e^{j2\pi(f_0 + \frac{k}{T_s})t} \tag{I.11}$$

Ou $H_k(t)$ est la fonction de transfert du canal qui varie lentement autour de la fréquence f_k et au temps t .

On suppose que la fonction de transfert soit constante pendant un temps T_s , la démodulation consiste à démoduler le signal reçu suivant les N sous-porteuses comme le montre le schéma ci-dessous.

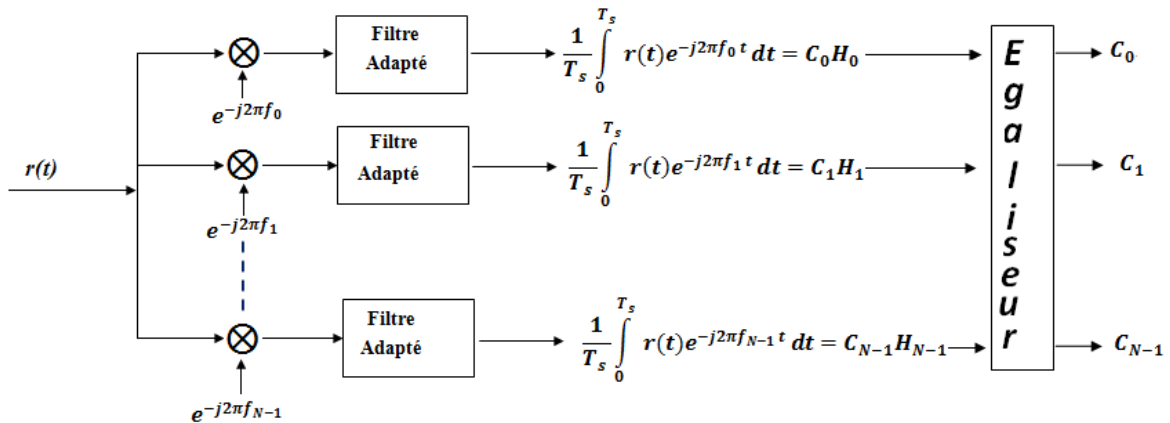


Figure (I.9) : démodulateur OFDM.

5.4. L'Orthogonalité

Dans une transmission de type OFDM, le choix de l'espacement entre les porteuses influencera cette efficacité spectrale [15].

Pour garantir une efficacité spectrale optimale, les fréquences porteuses doivent être aussi proches que possible, tout en garantissant une absence d'interférence entre les informations qu'elles véhiculent afin que le récepteur puisse les retrouver.

On considère la classe des signaux exponentiels de la forme $\{e^{j2\pi f_k t}\}$ de fréquences $f_k = k/T_s$ formant un signal OFDM, avec $0 \leq t \leq T_s$.

La condition d'orthogonalité nous montre que :

$$\frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} r(t) e^{-j2\pi f_i t} dt = \frac{1}{T_s} \sum_{k=0}^{N-1} C_k H_k(t) e^{j2\pi(k-i)\frac{t}{T_s}} dt = C_i H_i \quad (\text{I.12})$$

Puisque
$$\frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} e^{j2\pi(k-i)\frac{t}{T_s}} dt = \begin{cases} 0 & \text{si } k \neq i \\ 1 & \text{si } k = i \end{cases} \quad (\text{I.13})$$

Dans le cas discret avec un nombre d'échantillon $T = nT_s/N$, l'orthogonalité s'exprime par :

$$S(t) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} e^{j2\pi k \frac{k}{T_s} nT} e^{-j2\pi k \frac{i}{T_s} nT} = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} e^{j2\pi k \frac{k}{T_s} n \frac{T_s}{N}} e^{-j2\pi k \frac{i}{T_s} n \frac{T_s}{N}} \quad (\text{I.14})$$

$$= \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} e^{j2\pi k \frac{(k-i)}{T_s} n} = \begin{cases} 1 & \text{si } k = i \\ 0 & \text{si } k \neq i \end{cases} \quad (\text{I.15})$$

6. Implémentation numérique du modulateur/démodulateur

Dans les transmissions radio mobiles à haut débit, la vitesse de transmission est limitée par des phénomènes physiques comme les obstacles, les perturbations extérieures des autres ondes ainsi le bruit qui existe au niveau des blocs d'émission et réception. Dans ce cas, les erreurs de transmission sont réduites en numérisant les informations [20]. De plus, l'implémentation numérique offre également la possibilité d'ajouter des codes de correction d'erreur afin de protéger notre signal des perturbations causées par le canal de transmission.

6.1. Implémentation numérique du modulateur à l'aide algorithmique (IDFT)

Si nous supposons que le signal modulé en bande de base $s(t)$ est échantillonné par une période T_s / N . Appelez T_s la durée du symbole, c'est-à-dire le temps entre 2 séquences de N données

Les échantillons S_n s'écrivent :

$$S_n = \sum_{k=0}^{N-1} C_k e^{j2\pi \frac{kn}{N}} \quad (\text{I.16})$$

Rappelons que la transformée de Fourier inverse et discrète (IDFT) est représentée par l'équation suivante :

$$X_n = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} C_k e^{j2\pi \frac{kn}{N}} \quad (\text{I.17})$$

Par comparaison de (I.16) et (I.17), on peut conclure que le signal OFDM correspondant à un coefficient constant proche de $(1/N)$, est une IDFT des symboles C_k . Dans ces conditions, il ne semble plus nécessaire pour fabriquer effectivement un ensemble OFDM de sous-porteuses accolées, c'est-à-dire que l'on n'est plus obligé d'utiliser un banc de N modulateurs analogiques pour "construire" le signal OFDM. Il suffit donc d'appliquer l'IDFT aux

symboles C_k . A la réception, une transformée de Fourier discrète (DFT) est nécessaire pour extraire les données utiles.

En pratique, l'algorithme dit "IFFT / FFT" ("Inverse Fast Fourier Transform / Fast Fourier Transform") est utilisé pour la réalisation d'une IDFT / DFT car il est évidemment nécessaire de travailler en temps réel. L'utilisation de la FFT permet une implémentation suffisamment simple du processus OFDM [21].

Le schéma de principe du modulateur OFDM en utilisant l'algorithme de la transformée de Fourier rapide inverse est présenté dans la figure (I.10)

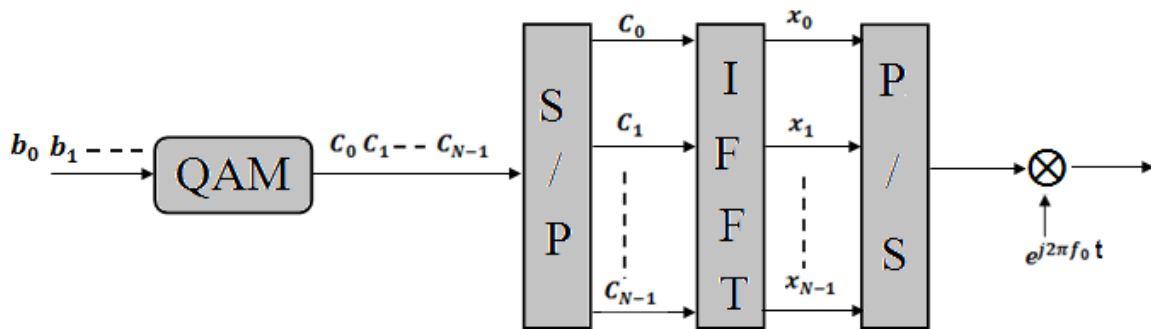


Figure (I.10) : Modulateur OFDM à l'aide IFFT

6.2. Implémentation numérique du démodulateur à l'aide algorithme (DFT)

Pour démoduler, on va d'abord transposer le signal en bande de base, donc effectuer une translation de $f_0+B/2$, fréquence médiane de la bande passante.

Le signal parvenu au récepteur s'écrit sur une durée symbole T_s

$$r(t) = \sum_{k=0}^{N-1} C_k H_k(t) e^{j2\pi(f_0 + \frac{k}{T_s})t} \quad (\text{I.18})$$

$H_k(t)$ Est la fonction de transfert du canal autour de la fréquence f_k et à l'instant t

Le signal reçu en bande de base après le décalage en fréquence de $f_0+B/2$ est donné par :

$$Z(t) = r(t) e^{-j2\pi(f_0 + \frac{N}{2T_s})t} = \sum_{k=0}^{N-1} C_k H_k e^{j2\pi \frac{(k-N)}{T_s} t} \quad (\text{I.19})$$

Puis après échantillonnage avec une période T_s/N le signal a la sortie de bloc DFT est donné par équation suivante :

$$r(t_n) = r\left(\frac{nT_s}{N}\right) = (-1)^n \sum_{k=0}^{N-1} C_k H_k e^{j2\pi \frac{kn}{N}} \quad (\text{I.20})$$

r_n Est la transformée de Fourier discrète inverse de $C_k H_k$, la démodulation consiste donc à effectuer une transformée de Fourier directe discrète. Le nombre de porteuses ayant été choisi

tel que $N = 2^n$, on peut réaliser ce calcul à l'aide d'une FFT. On obtient alors le schéma de principe suivant :

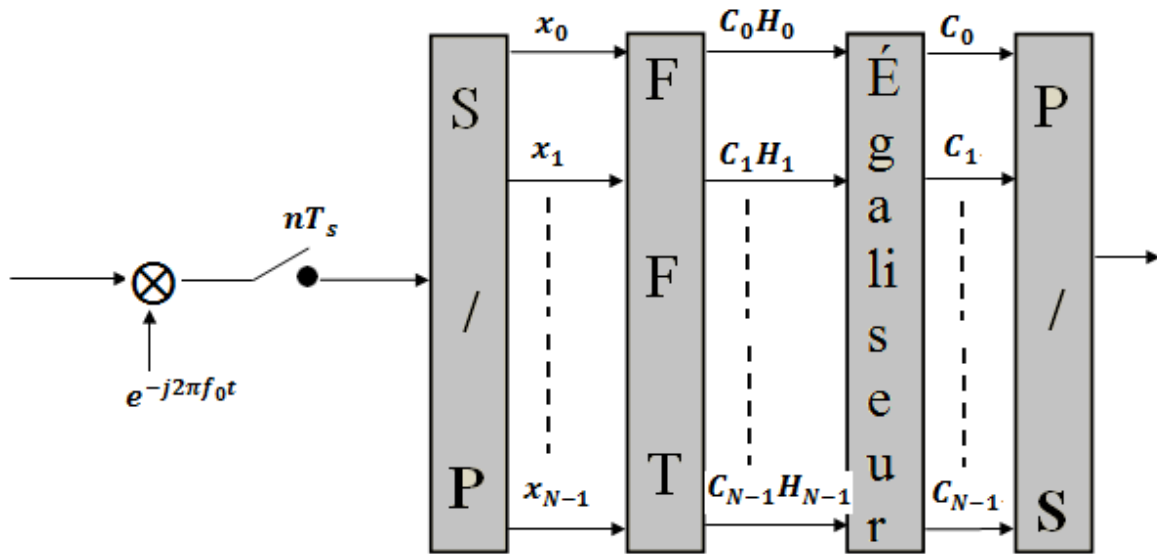


Figure (I.11) : Démodulateur OFDM à l'aide FFT

7. Les Interférences entre les symboles

L'une des raisons importantes d'utiliser la modulation OFDM est sa robustesse face aux problèmes de transmission dans un environnement à trajets multiples. Les symboles subissent des échos et un symbole émis parvient au récepteur sous forme de plusieurs symboles atténués et retardés [22]. Un symbole émis lors d'une période $m \times T_s$ peut se superposer à un écho provenant du symbole émis à la période $(m-1) \times T_s$. Il se produit alors des interférences dites IES (interférences entre symboles) comme le montre la figure ci-dessous :

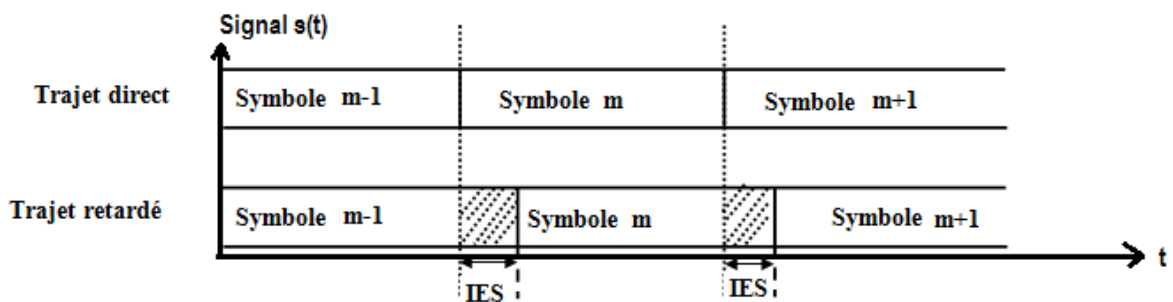


Figure (I.12) : Problème des interférences entre symboles

8. Annulation des interférences entre les symboles

8.1. Intervalle de garde

Plusieurs mécanismes sont donc présents dans une transmission OFDM pour réduire les erreurs. L'intervalle de garde a pour but de éviter les IES (interférences entre symboles) dues aux trajets multiples, et d'assure l'orthogonalité des porteuses [23]. L'intervalle de garde est un délai introduit entre la transmission de deux symboles OFDM consécutifs afin d'absorber l'étalement des retards dus aux trajets multiple [24], dont la durée D doit être supérieure au retard maximum des signaux issus des trajets indirects. La solution consiste, à ajouter un espace entre les symboles OFDM d'une durée supérieure à l'étalement des délais. Ainsi les derniers échos du symbole OFDM d'indice m auront lieu durant cet intervalle dit de garde, et le symbole OFDM suivant d'indice $m+1$ ne sera plus perturbé par le précédent, comme indiqué ci-dessous

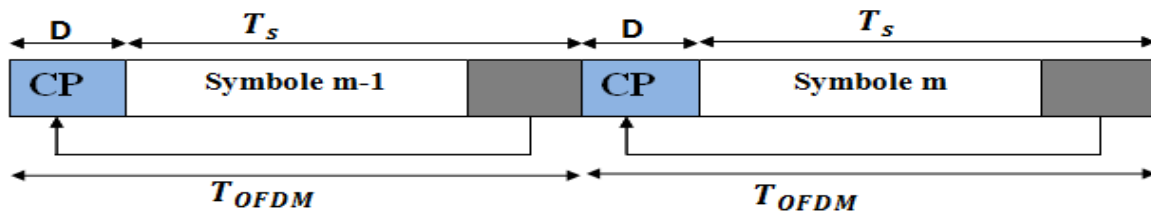


Figure (I.13) : Insertion d'un intervalle de garde

Avec

D : la durée de l'intervalle de garde.

T_s : La durée de symbole après IFFT

$T_{OFDM} = T_s + D$: la durée de chaque symbole OFDM

La durée de ce temps de garde est fixée par la norme utilisée, mais en général il vaut $T_s/4$ (25%) qui représente un bon compromis entre la réduction de l'ISI (Interférence Inter Symbole) et la perte en débit [25]. Le terme compromis est utilisé car le débit du système diminue lorsque l'intervalle de garde est ajouté. Par exemple, considérons un débit du système égale à $n \times N / T_s$ où n représente le nombre de bits transportés par un symbole numérique C_k et $N/T_s = B$ est la bande utilisée. Si l'intervalle de garde D est ajouté, la durée réelle du symbole OFDM augmente et par conséquent le débit diminue et devient :

$$d = \frac{n \times N}{(D + T_s)} \quad (\text{I.21})$$

Après l'insertion de l'intervalle de garde, l'espacement entre les sous-porteuses reste égal à $\Delta_f = 1/T_s$ alors que la durée des symboles OFDM est augmentée à $T_{OFDM} = T_s + D$ entraînant une perte d'orthogonalité entre les sous-porteuses. Cette orthogonalité peut être restaurée en réception sous réserve que durant le fenêtrage rectangulaire de durée T_s sur laquelle est appliquée la FFT, le nombre de périodes de chacun des signaux sinusoïdaux composant le signal OFDM soit entier.

8.2. Cyclique préfixe

CP doit étendre le symbole OFDM en copiant les derniers échantillons du symbole OFDM dans sa face avant. Soit T_g la longueur de CP en termes d'échantillons. Ensuite, les symboles OFDM étendus ont maintenant la durée de $T_{OFDM} = T_g + T_s$. La figure (I.14.a) montre deux symboles OFDM consécutifs, chacun ayant le CP de longueur T_g , tout en illustrant le symbole OFDM de longueur $T_{ofdm} = T_g + T_s$. La figure (I.14.b) illustre conjointement dans les domaines temporel et fréquentiel. La figure (I.14.c) montre les effets ISI d'un canal à trajets multiples sur certaines sous-porteuses du symbole OFDM [26]. On peut voir sur cette figure que si la longueur de l'intervalle de garde (CP) est définie comme supérieure ou égale au retard maximum d'un canal à trajets multiples, l'effet ISI d'un symbole OFDM (tracé en pointillé) le suivant est confiné dans l'intervalle de garde afin que t ne puisse pas affecter la FFT du prochain symbole OFDM, pris pour la durée de T_s [27].

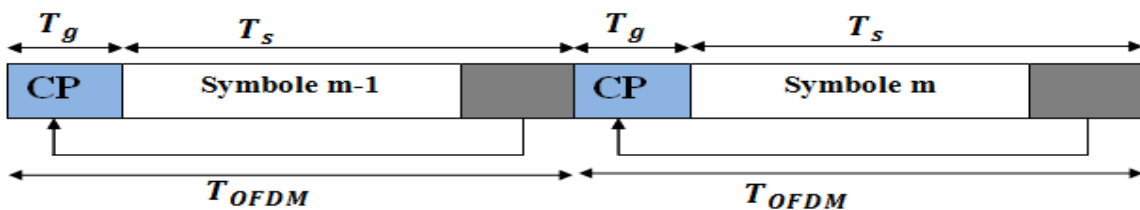


Figure (I.14.a) : symbole OFDM avec CP

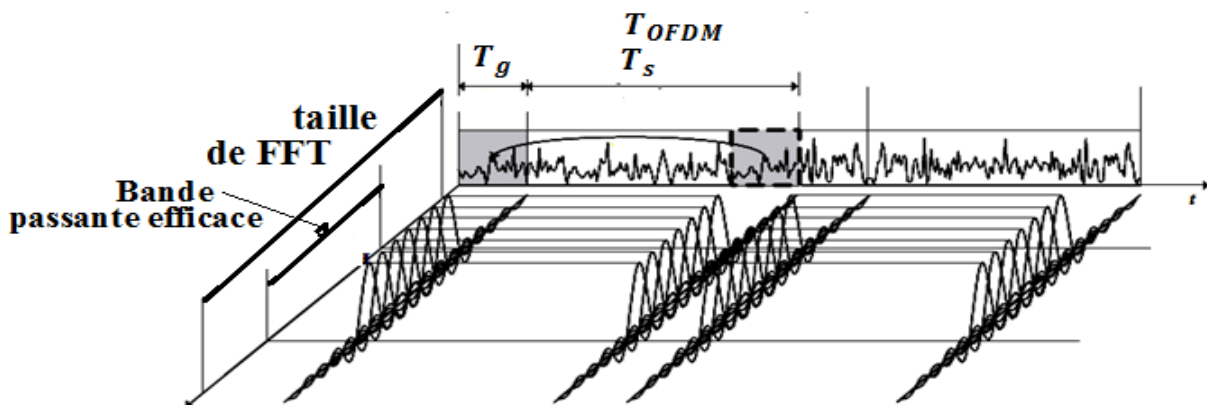


Figure (I.14.b) : Description du domaine temps / fréquence du symbole OFDM avec CP

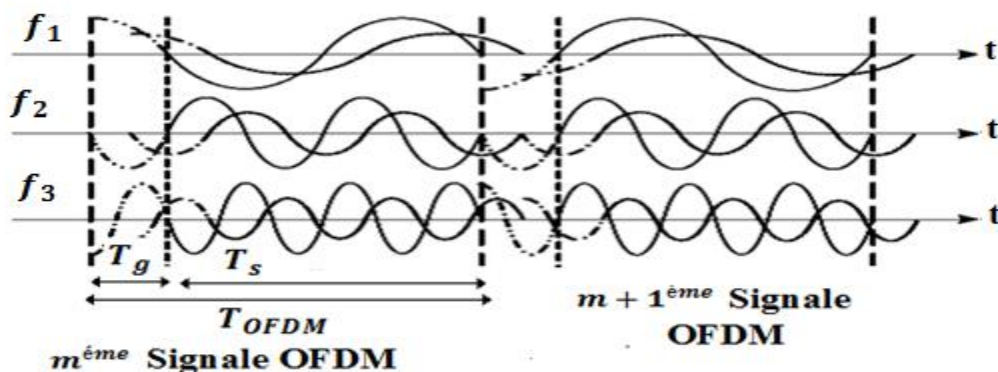


Figure (I.14.c) : Effet du canal à trajets multiples pour chaque sous-porteuse

8.3. Cyclique suffixe

Dans le suffixe cyclique, une copie de début de symbole transmis doit être ajoutée à la fin du symbole OFDM afin de minimiser les interférences entre les sous-porteuses (IEP). la figure suivante montre le mécanisme de CS.

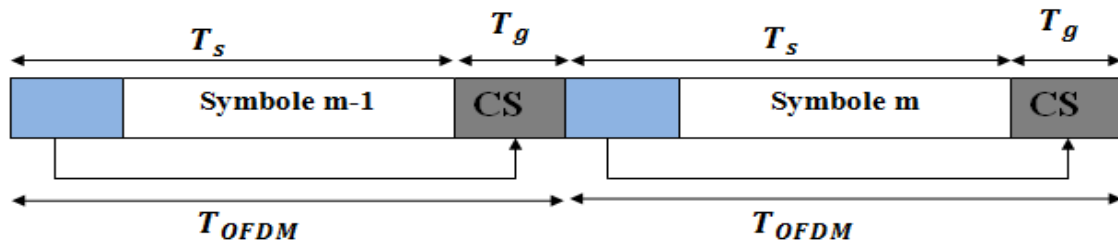


Figure (I.15) : symboles OFDM avec CS

La figure suivante montre la présentation d'un symbole OFDM avec les deux mécanismes CP et CS (I.16.a) et symbole OFDM dans le domaine temporel (I.16.b)

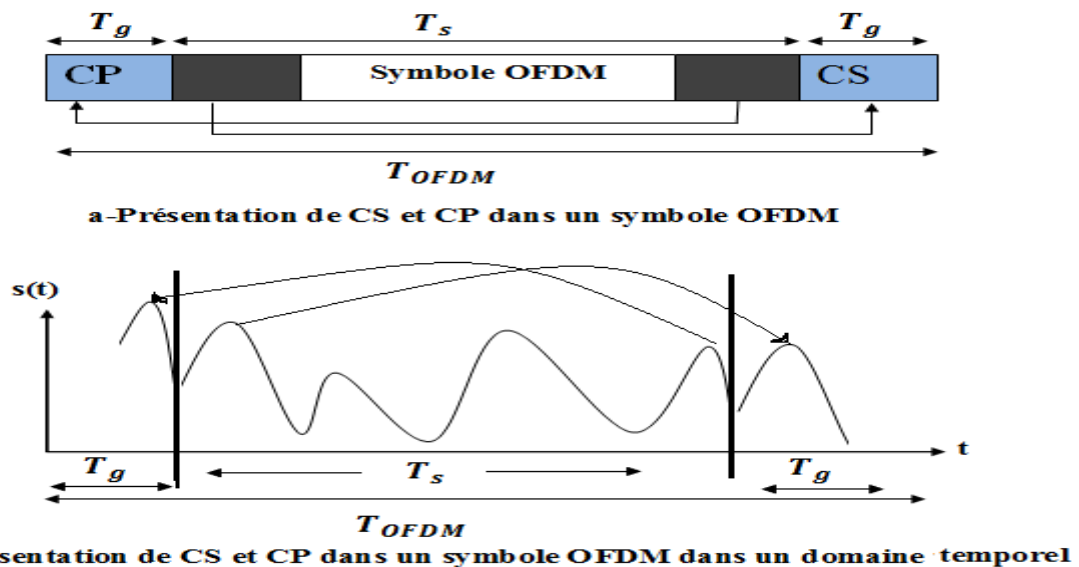


Figure (I.16) : symboles OFDM avec suffixe cyclique et préfixe

8.4. Remplissage par zéro

Zéro peuvent être insérés dans l'intervalle de garde. Cette approche particulière est adoptée par l'OFDM multi bande (MB-OFDM) dans un système ultra large bande (UWB).

Les figures (I.17. a et b) montrent des symboles OFDM avec ZP et l'effet ISI d'un canal à trajets multiples sur des symboles OFDM pour chaque sous-porteuse, respectivement [26]. Même avec la longueur de ZP plus longue que le retard maximal du canal à trajets multiples, un petit décalage de synchronisation de symbole (SS) fait que le symbole OFDM d'une durée effective a une discontinuité dans la fenêtre FFT et, par conséquent, la partie d'intervalle de garde du symbole OFDM suivant est copiée et ajoutée dans la partie tête du symbole actuel pour empêcher ICI [28].

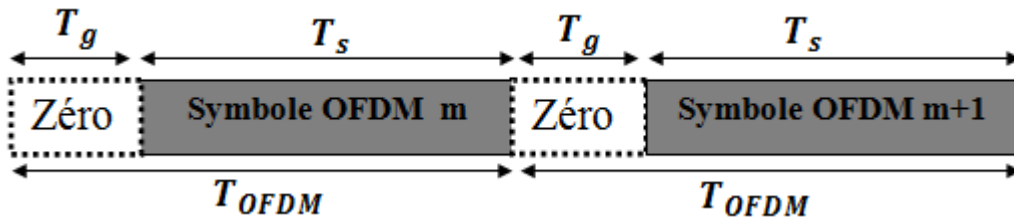


Figure (I.17.a) : Signal OFDM avec remplissage par zéro

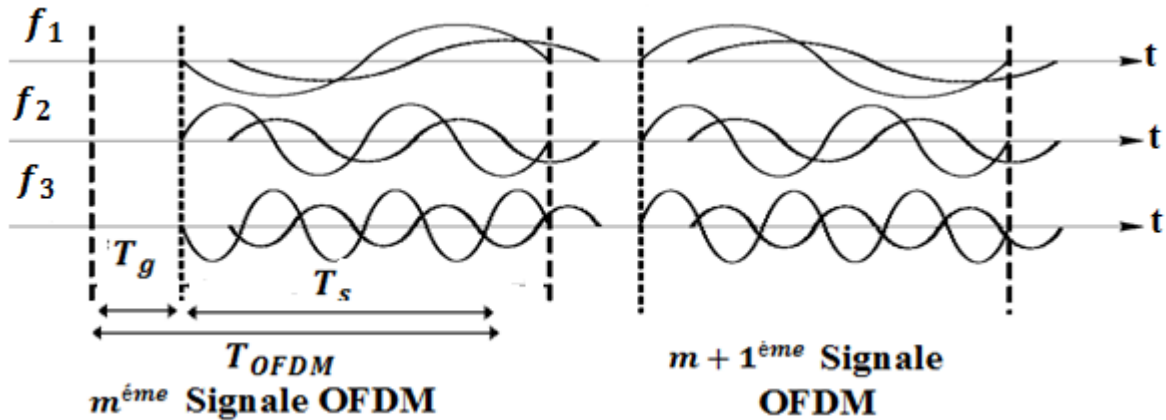


Figure (I.17.b) : L'effet ISI d'un canal à trajets multiples pour chaque sous-porteuse

9. Interférence entre sous porteuses

Dans les systèmes OFDM, les spectres des sous-porteuses se chevauchent mais restent orthogonaux entre eux. Cela signifie qu'au maximum de chaque spectre de sous-porteuses, tous les spectres des autres sous-porteuses sont nuls [29]. L'interférence entre porteuses (IEP) est causée par la présence des symboles de données d'une sous-porteuse sur les sous-porteuses adjacentes. L'IEP se produit également lorsque le canal à trajets multiples change pendant la durée d'un symbole OFDM [30]. Lorsque cela se produit, les effets Doppler sur chaque trajet provoquent un décalage de fréquence, entraînant une perte d'orthogonalité [9].

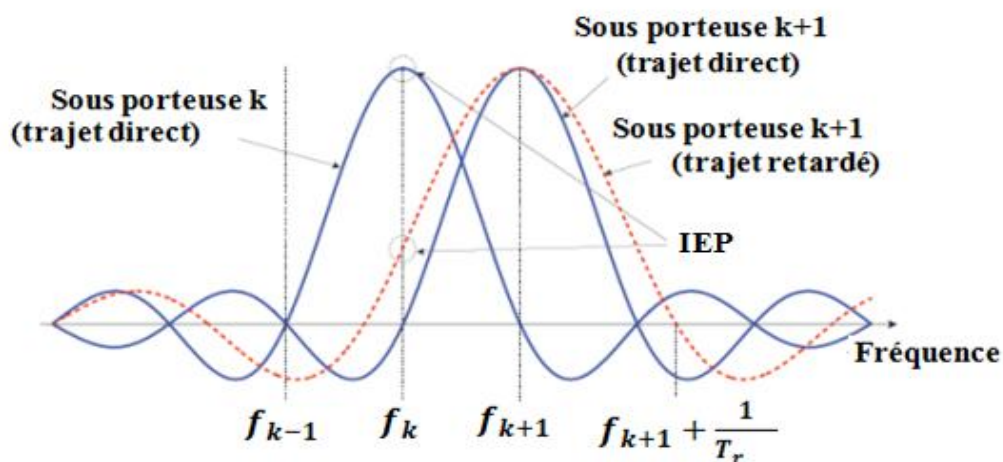


Figure (I.18) : Interférence entre-porteuses (IEP) en OFDM dans le domaine fréquentiel

Afin d'éviter ces interférences, le préfixe ne doit pas être muet, mais être la recopie des L derniers symboles de la trame OFDM. On parle dans ce cas de préfixe cyclique.

10. La chaîne de transmission OFDM

Le schéma de principe de la figure (I.19) illustre les différents blocs qui constituaient la chaîne de transmission OFDM. Le modulateur M -QAM transforme les données binaires b_i de durée T_b en symboles complexes C_k de durée $T_q = \log_2 M \times T_b$, où M est la taille de la constellation de la modulation QAM utilisée.

Le convertisseur série-parallèle organise les symboles C_k en groupes (trames) de N symboles, la durée d'une trame T_U serait N fois supérieure à la durée d'un symbole en série T_q . En conséquence, l'effet de canal devient moins nuisible. En appliquant ensuite une transformée de Fourier inverse, on obtient la trame OFDM (symbole x_k) L'IFFT est utilisé pour transformer le spectre du signal OFDM dans le domaine temporel pour la transmission à travers le canal. et ensuite en ajoute une redondance ou des zéros à chaque symbole OFDM permettant d'éviter l'interférence entre symboles OFDM utile et une égalisation simple du canal [9]. Et On obtient enfin un symbole OFDM de durée totale $T_{OFDM} = T_U + T_G$ que l'on transmet à travers un canal radio mobile.

À la réception ($A_k H_k$), on commence par la suppression du préfixe cyclique ou du remplissage par des zéros. La décomposition spectrale des échantillons reçus calculée en utilisant l'opération inverse d'IFFT (FFT) on obtient des symboles ($C_k H_k$). La dispersion du canal est estimée grâce à des symboles connus du récepteur. Les symboles reçus affectés par le canal sont ensuite compensés et reconvertis en paquets de bits grâce à l'égalisation de ce canal, et enfin la démodulation pour retrouver les données binaires transmises à l'aide de la démodulation M-aire/binaire (M-QAM, QPSK).

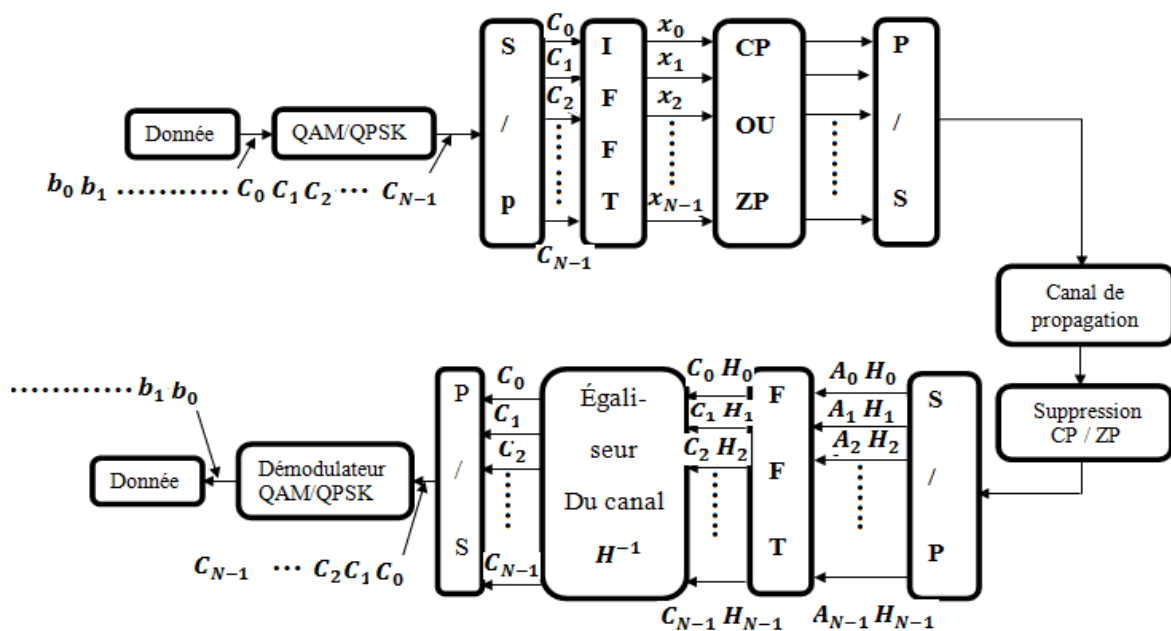


Figure (I.19) : chaîne de transmission OFDM

11. Introduction à OFDM optique

L'utilisation de fréquences optiques présente de nombreux avantages. Le spectre optique disponible est très large et n'est pas soumis à licence. Parce que les signaux optiques ne pénètrent pas dans les murs, les systèmes optiques sans fil ne souffrent pas d'interférences d'utilisateurs dans d'autres bâtiments. Cela réduit également les problèmes de sécurité associés à la communication sans fil. La technologie sans fil optique présente également certains inconvénients importants. Il utilise la modulation d'intensité et la détection directe (IM / DD): l'information est portée sur l'intensité de la porteuse optique et donc le rapport signal / bruit reçu (SNR) diminue très rapidement avec la distance [31].

Le multiplexage par répartition en fréquence orthogonale (OFDM) permet la transmission de données à grande vitesse sur un canal dispersif, il est donc utilisé dans de nombreux systèmes de communication filaires et sans fil à haut débit nouveaux et émergents. Cependant, l'OFDM n'est pas utilisé dans les systèmes de communication optique commerciaux [32]. En effet, les signaux OFDM sont bipolaires, tandis que dans les systèmes optiques qui utilisent la modulation d'intensité (IM), seuls les signaux unipolaires peuvent être transmis. Malgré les nombreux avantages de l'OFDM et son utilisation répandue dans les communications sans fil, l'OFDM n'a été appliqué que récemment aux communications optiques, en partie à cause de la récente demande d'augmentation des débits de données sur l'optique de dispersion des médias et en partie à cause des développements du traitement numérique du signal (technologie DSP) qui rendent le traitement possible à des débits de données optiques [33]

Le traitement du signal dans l'émetteur / récepteur OFDM utilise l'algorithme efficace de la FFT, qui permet l'utilisation des dispositifs de traitement du signal numérique (DSP) disponibles. Après avoir été généré par un traitement de signal électrique, le signal OFDM est modulé sur une seule porteuse optique et envoyé dans la fibre [34].

L'OFDM optique utilisant la modulation d'intensité a de nombreux modes optiques qui sont présents au niveau du récepteur, les systèmes optiques sans fil étant linéaires en intensité. Ainsi, pour les systèmes optiques sans fil et autres systèmes où de nombreux modes sont reçus, le signal OFDM doit être représenté sous forme d'intensité. Cela signifie que le signal de modulation doit être à la fois réel et positif, alors que les signaux OFDM en bande de base sont généralement complexes et bipolaires. Un signal OFDM en bande de base réel peut être généré en contraignant le signal d'entrée X à avoir une symétrie hermitienne.

Il existe plusieurs formes différentes d'OFDM pour les systèmes IM / DD: OFDM optique à clipsage asymétrique (ACO-OFDM), OFDM optique polarisé en courant continu (DCO-OFDM), et d'autres formes basées sur ACO-OFDM et DCO- OFDM (OFDM optique polarisé DC à clipsage asymétrique (ADO-OFDM)).

Étant donné que les signaux OFDM ont un rapport pic / puissance très élevé (PAPR), une polarisation très élevée serait nécessaire pour éliminer tous les pics négatifs. 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 le DCO-OFDM, les sous-porteuses paires et impaires sont

modulées et le bruit d'écrêtage affecte toutes les sous-porteuses. Dans ACO-OFDM, les données sont transportées uniquement sur les sous-porteuses impaires [33].

Le signal bipolaire résultant à la sortie de l'IFFT est écrêté à zéro pour donner un signal non négatif [35]. Le bruit d'écrêtage résultant dans ACO-OFDM affecte uniquement les sous-porteuses paires inutilisées et aucun bruit d'écrêtage n'est présent dans les données transportant des sous-porteuses impaires.

12. Modulation optique

La première considération lors de la conception d'un système de communication à fibre optique est de savoir comment convertir le signal électrique en un signal optique. Un modulateur optique est nécessaire, qui peut être un modulateur direct ou externe.

12.1. Modulation directe

La modulation directe se produit lorsque le flux d'informations électriques fait varier directement le courant laser pour produire une puissance optique différente, comme le montre la figure (I.20). Par conséquent, cela amènera le laser à s'allumer et à s'éteindre et à créer 1 et 0 bits [36,37]. La modulation directe convient aux débits de données de 2,5 Gbits ou moins.

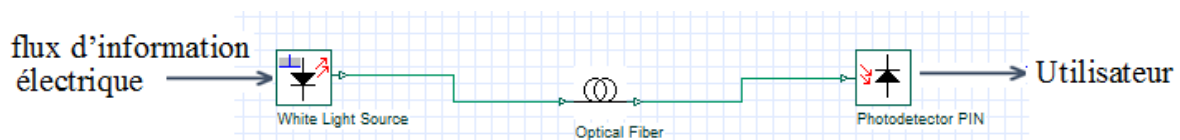


Figure (I.20) : Modulation Direct

L'un des inconvénients de la modulation directe est l'élargissement de la largeur de ligne du laser car le processus d'activation / désactivation du laser résulte du signal électrique qui entraîne la source laser [38]. L'élargissement de la largeur est appelé *chip* et entraînera dégradation dans le système performance. Pour cette raison, la modulation directe ne convient pas pour des débits de données supérieurs à 2,5 Gbits [36, 39].

12.2. Modulation externe

En modulation externe, la source laser émet un signal d'amplitude constante qui pénètre dans le modulateur externe tel qu'un modulateur Mach-Zehnder (MZM) comme le montre la figure (I.21) [36, 37]. Le signal électrique pénètre ensuite dans le modulateur externe pour modifier le niveau de puissance optique que le modulateur externe transmettra, mais pas pour modifier l'amplitude de la lumière qui provient à l'origine du laser pour produire un signal optique avec une variation temporelle [36]. Le signal d'amplitude constante provenant de la source laser aidera à éviter le chant des impulsions qui réduira la dispersion et rendra ce processus plus efficace pour les systèmes avec des débits de données élevés de 10 Gbits / s et plus, et pour les systèmes de communication à longue distance [36, 37].

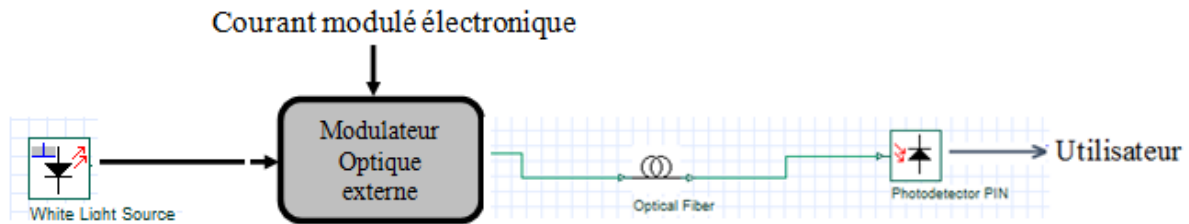


Figure (I.21) : modulation externe

13. OFDM optique

L'OFDM a été introduit dans le domaine optique en 2005, les deux principales techniques ont été étudiées et étudiées selon le schéma de détection [37]. La première technique est l'OFDM à détection directe (DD-OFDM), et le second est l'OFDM optique cohérent. (CO-OFDM)

13.1. DD-OFDM

La figure (I.22) montre le schéma de principe du système DD-OFDM qui se compose d'un émetteur DD-OFDM, d'une liaison à fibre optique et d'un récepteur DD-OFDM.

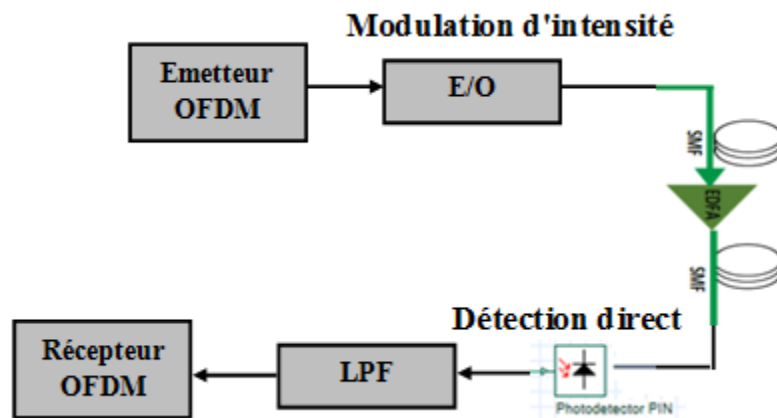


Figure (I.22): Schéma fonctionnel DD-OFDM

Côté émetteur, l'émetteur OFDM produit le signal OFDM électrique qui est déjà converti en domaine optique par un convertisseur élévateur électrique en optique (E / O) qui effectue la modulation d'intensité [38]. Le signal optique généré est transmis via une liaison à fibre optique et un amplificateur à fibre dopée à l'erbium (EDFA : Erbium Doped Fiber Amplifier) est utilisé pour compenser la perte dans la fibre.

Côté récepteur, le signal optique entrant est converti en domaine électrique par un convertisseur optique / électrique (O / E), qui est dans ce cas une photodiode [40]. Le signal électrique reçu est donné par:

$$A_e(t) = |A_0(t)|^2 \otimes h_e(t) + W(t) \quad (\text{I.22})$$

Ou $A_e(t)$ est le signal électrique reçu, le signal OFDM optique est $A_0(t)$, la réponse impulsionnelle dans le domaine électrique de la liaison est $h_e(t)$ et le bruit du système est $W(t)$. Après avoir la conversion du signal, il passe à travers un filtre passe-bas (LPF) et est transmis au récepteur OFDM pour obtenir le signal d'origine.

13.2. CO-OFDM

La figure (I.23) montre le schéma de principe du système CO-OFDM. Le système CO-OFDM est similaire au système DD-OFDM à l'exception du modulateur réel / imaginaire (I / Q) et de l'oscillateur local. L'oscillateur optique local est utilisé dans des systèmes optiques cohérents pour générer des longueurs d'onde spécifiques. Selon la fréquence de l'oscillateur local, la détection optique cohérente peut être classée en deux catégories, la détection hétérodyne et la détection homodyne.

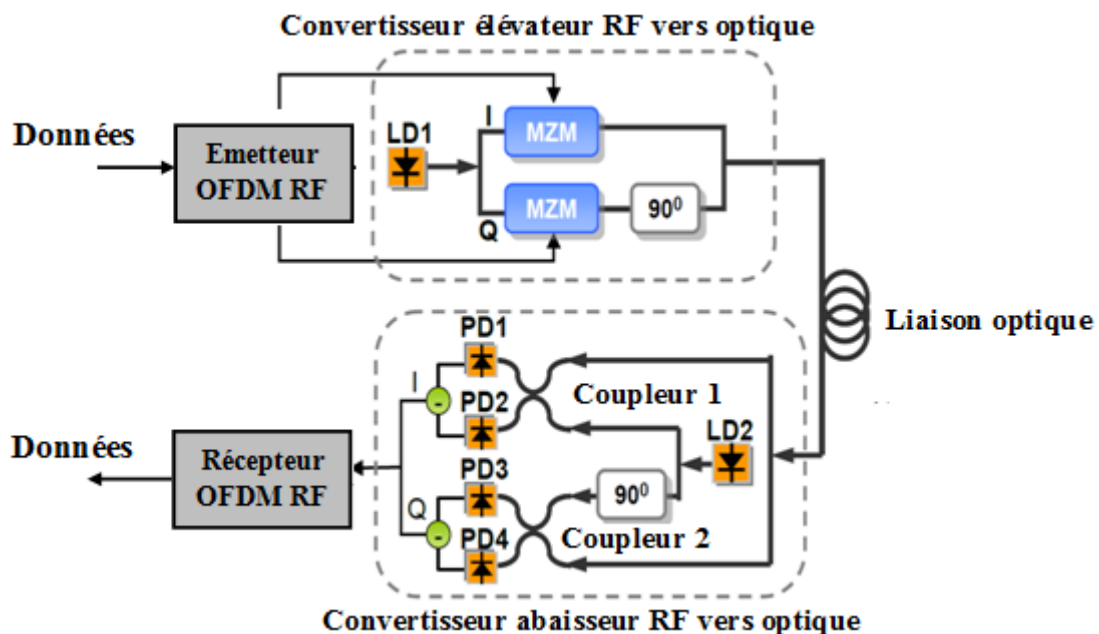


Figure (I.23) : Schéma fonctionnel CO-OFDM

Dans le schéma de détection hétérodyne, la fréquence de l'oscillateur local ne correspond pas à la fréquence du signal reçu. Ainsi, dans le détecteur à photodiode lorsque les deux signaux sont mélangés, une nouvelle fréquence est générée, la différence entre ces deux signaux est appelée fréquence intermédiaire (IF) et IF considérée comme nouvelle fréquence [41]. Cette technique réduira le bruit thermique et bruit de grenaille, et pour contourner ce problème, nous devons améliorer les performances SNR. Cependant, la fréquence de la source optique a tendance à dériver avec le temps. Par conséquent, l'IF doit être surveillé régulièrement et l'oscillateur local doit être changé en conséquence pour maintenir la constante IF.

Dans le schéma de détection Homodyne, la fréquence de l'oscillateur local est la même que le signal entrant.

L'autre composant supplémentaire du système optique cohérent est le modulateur I / Q. Où "I" est la composante "en phase" de la forme d'onde et "Q" représente la composante en quadrature. Sous ses différentes formes, la modulation IQ est un moyen efficace de transférer des informations, et elle fonctionne également bien avec les formats numériques. Un modulateur IQ peut en fait créer AM, FM et PM. Les composants I / Q du signal numérique sont convertis en signal analogique en utilisant deux convertisseurs numérique-analogique (CNA) côté émetteur OFDM. Le modulateur I / Q se compose de deux modulateurs Mach-zehender (MZM) et convertisseur élévateur pour convertir le signal OFDM complexe (composant I / Q) dans le domaine optique [38] Par conséquent, le signal modulé peut s'écrire:

$$E(t) = x(t)e^{(j\omega_{LD}t + \phi_{LD})} \quad (\text{I.23})$$

Où $x(t)$ est le signal électrique transmis, ω , ϕ sont respectivement la fréquence angulaire et la phase de la diode laser de l'émetteur. Le signal au niveau du récepteur est représenté par:

$$E_r(t) = E(t) \otimes h(t) + W(t) \quad (\text{I.24})$$

Où $h(t)$ est la réponse impulsionnelle du canal et $W(t)$ est le bruit du canal optique

14. DCO-OFDM

Un système DCO-OFDM est illustré à la figure (I.24). Dans DCO-OFDM, toutes les sous-porteuses portent des symboles de données. Le signal de données complexe est entré dans la transformée de Fourier rapide inverse (IFFT). Le signal d'entrée est contraint d'avoir une symétrie hermitienne. En raison de la symétrie hermitienne de l'entrée, le signal de sortie de l'IFFT n'est pas vraiment complexe [30]. Le signal est ensuite converti de parallèle en série (P / S), un préfixe cyclique (CP) est ajouté, le signal résultant est converti numérique-analogique (CNA) et filtré par filtre passe-bas.

Pour les grandes sous-porteuses, le signal peut être modélisé comme une variable aléatoire gaussienne. Ensuite, une polarisation DC appropriée est ajoutée, puis les pics négatifs restants sont coupés. Étant donné que les signaux OFDM ont un rapport puissance / pic très élevé, une polarisation très élevée est donc requise pour éliminer tous les pics négatifs.

Si une grande polarisation DC est utilisée, l'énergie optique par bit à la densité spectrale de puissance de bruit unilatérale devient très grande, ce qui rend 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 impaires et paires portent des symboles de données et le bruit d'écrêtage affecte toutes les sous-porteuses. Tout pic négatif qui subsiste après l'ajout du niveau de polarisation DC est coupé à zéro. Le signal écrêté est ensuite entré dans un modulateur optique. Par conséquent, l'intensité du signal optique de sortie est directement proportionnelle au courant électrique d'entrée.

Le signal résultant est transmis sur un canal plat. 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 qu'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 FFT. Il est ensuite décodé et converti de parallèle en série et enfin le signal de données est conservé.

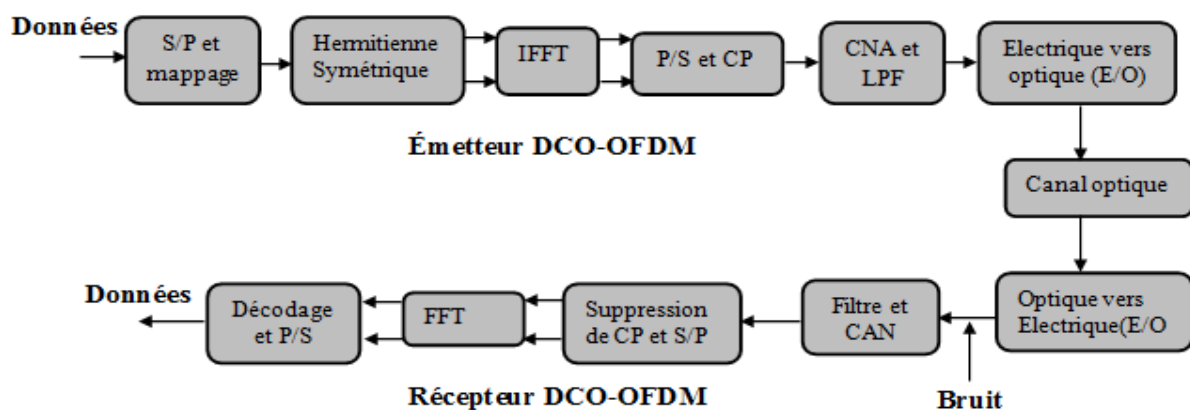


Figure (I.24): DCO-OFDM

15. ACO-OFDM

Dans ACO-OFDM, seules les sous-porteuses impaires transportent des symboles de données, tandis que les sous-porteuses paires forment un signal de polarisation qui garantit que le signal OFDM transmis satisfait à l'exigence de non-négativité. La figure (I.25) montre un système ACO-OFDM. Le signal d'entrée vers l'IFFT est constitué uniquement de composants impairs. De plus, les éléments du vecteur ont une symétrie hermitienne.

La partie frontale de l'émetteur ACO-OFDM est similaire à un émetteur DCO-OFDM où il est d'abord sérialisé et un CP lui est ajouté. Le signal est ensuite converti N / A et envoyé à travers un filtre passe-bas (FPB). Comme les échantillons négatifs ne peuvent pas être transmis dans un système IM / DD, le signal est coupée à zéro, ce qui donne le signal ACO-OFDM. Du fait de l'anti-symétrie du signal, l'écrêtage n'entraîne aucune perte d'information. Le signal ACO-OFDM est ensuite transmis en entrée à un modulateur optique et le signal résultant est transmis sur un canal AWGN. Le traitement dans le récepteur est similaire à un récepteur DCO-OFDM, sauf que dans ACO-OFDM, seules les sous-porteuses impaires sont démodulées, car seules elles portent les symboles de données.

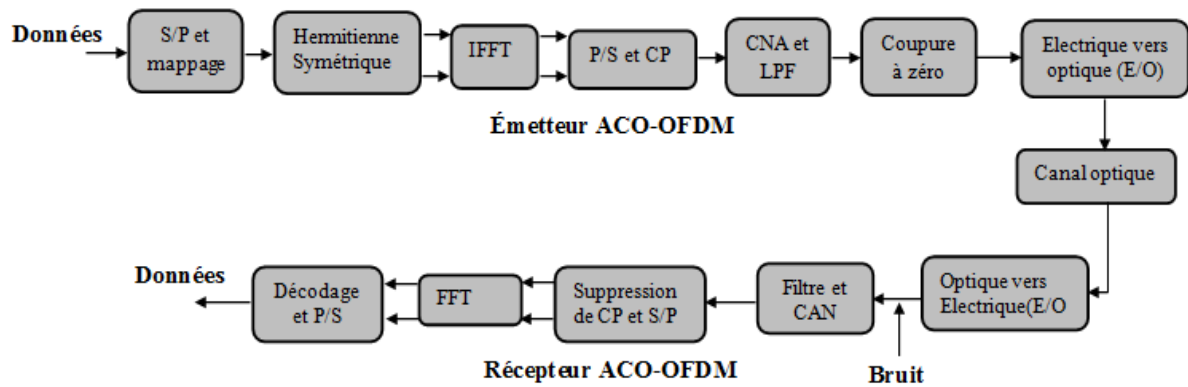


Figure (I.25): ACO-OFDM

16. ADO-OFDM

Un nouveau système, développé par les auteurs en [39], appelé OFDM optique polarisé DC à coupure asymétrique (ADO-OFDM). C'est une combinaison entre les deux Systems ACO-OFDM et DCO-OFDM. ACO-OFDM est utilisé sur les sous-porteuses impaires et DCO-OFDM est utilisé sur les sous-porteuses paires. Nous montrerons que cela combine les avantages de l'ACO-OFDM et du DCO-OFDM, parce que toutes les sous-porteuses sont utilisées pour transporter des données, l'efficacité de la bande passante est meilleure que ACO-OFDM, et parce qu'ACO-OFDM plus économe en énergie est utilisé sur la moitié des sous-porteuses, l'efficacité globale de la puissance optique est meilleure que DCO-OFDM. Le composant ACO-OFDM est démodulé comme dans un récepteur ACO-OFDM conventionnel tandis que le composant DCO-OFDM est démodulé en utilisant une méthode d'annulation d'interférence.

La Figure (I.26) montre la structure de l'émetteur ADO-OFDM. Au niveau de l'émetteur, les bits série passent d'abord par la modulation d'amplitude en quadrature (QAM) et la conversion série-parallèle (S / P) pour former des signaux à valeur complexe sur N sous-porteuses. Ensuite, les signaux modulés sont contraints d'avoir une symétrie hermitienne. Nous obtenons donc un vecteur X_K avec symétrie hermitienne. Par la suite, X_K est divisé en deux parties indépendantes: les signaux sur les sous-porteuses impaires et les signaux sur les sous-porteuses paires, Ensuite, nous obtenons $X_{K,impaires} = [X_{K,1}; 0; X_{K,3}; 0; ; X_{K,N-1}; 0]$, tandis que $X_{K,paires} = [0; X_{K,2}; 0; X_{K,4}; 0; X_{K,N}]$. Ainsi, $X_{K,impaires}$ se présente sous la forme d'ACO-OFDM, tandis que $X_{K,paires}$ peut être considérée comme la forme de DCO-OFDM. Après IFFT, les signaux réels $X_{N,impaires}$ et $X_{N,paires}$, sont respectivement obtenus.

$X_{N,impaires}$ et $X_{N,paires}$ sont coupés de différentes manières pour obtenir des signaux non négatifs X_{ACO} et X_{DCO} , respectivement. X_{ACO} et X_{DCO} , sont ajoutés ensemble pour obtenir X_{ADO} . Enfin, Cyclic Prefix (CP) est ajouté à X_{ADO} . Les signaux avec CP passent par la conversion parallèle-série (P / S) et la conversion numérique-analogique (N / A) pour piloter la LED et produire des signaux de lumière visible $X(t)$ pour la transmission d'informations [43].

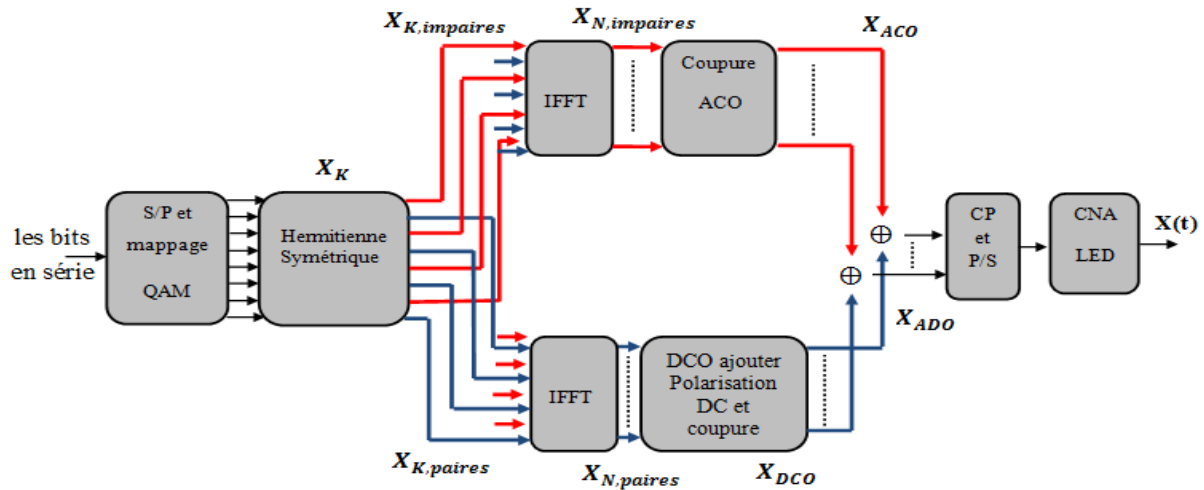


Figure (I.26) : ADO-OFDM coté émetteur

La figure (I.27) montre la structure du récepteur ADO-OFDM. $X(t)$ se propage à travers le canal optique vers le récepteur. Au niveau du récepteur, du bruit gaussien blanc additif (AWGN) est ajouté aux signaux pour obtenir $Y(t)$. Ensuite, les signaux reçus passent par la conversion analogique-numérique (A / N) et la conversion S / P pour former y_{ADO} . Le CP est supprimé de y_{ADO} et Une opération FFT à N points est exécutée pour obtenir Y_{ADO} . Les signaux de transmission sur des sous-porteuses paires ne contiennent que des signaux DCO-OFDM, tandis que les signaux sur des sous-porteuses impaires contiennent des signaux ACO-OFDM et le bruit d'écrêtage de DCO-OFDM et ACO-OFDM. Les signaux de transmission sur des sous-porteuses impaires peuvent être démodulés par $Y_{impaire}$. Les signaux démodulés sont remodulés pour obtenir des signaux ACO-OFDM. Après soustraction des signaux ACO-OFDM de Y_{ADO} , les signaux DCO-OFDM sans le bruit d'écrêtage provoqué par les signaux ACO-OFDM sont obtenus, qui sont désignés par Y_{paire} . Ainsi, tous les bits de transmission peuvent être récupérés [43].

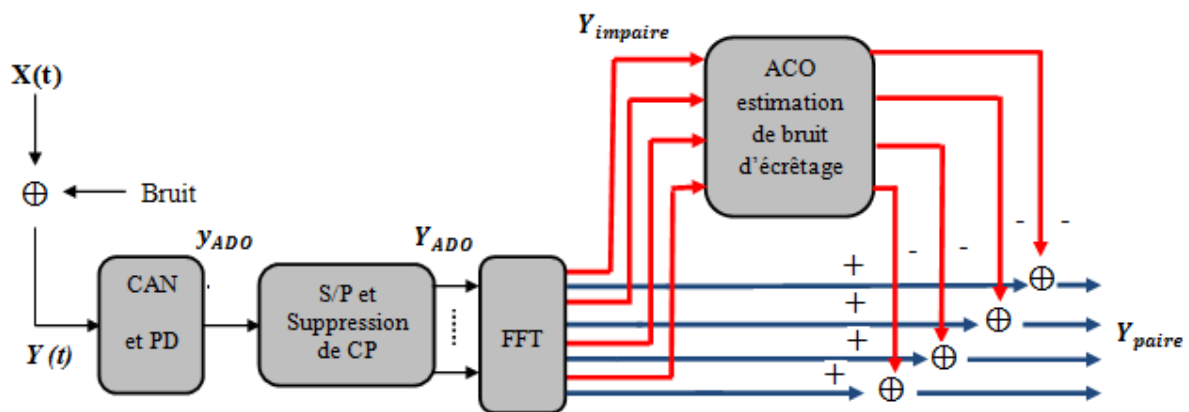


Figure (I.27) : ADO-OFDM cotée récepteur

17. Les avantages et les inconvénients d'OFDM

17.1. Les avantages

La qualité de transmission et le débit ce sont des paramètres essentiels dans les systèmes de communication à hauts débits. OFDM a été utilisé dans de nombreux systèmes sans fil et câblés à haut débit en raison des nombreux avantages qu'elle offre.

Immunité aux évanouissements sélectifs

L'OFDM est plus résistant aux évanouissements sélectifs en fréquence que les systèmes à porteuse unique car il divise le canal global en plusieurs canaux à bande étroite. Ces canaux à bande étroite souffrent de décoloration plate et semblent robustes que les canaux à large bande [44].

Résistance aux interférences

Interférence apparaissant sur un canal peut être limitée de la bande passante et de cette façon n'affecteront pas toutes les sous-chaînes. Cela signifie que toutes les données sont perdues [44].

Efficacité du spectre

L'utilisation de sous-porteuses orthogonales Grâce à la notion d'orthogonalité offre une meilleure efficacité spectrale et ce qui permet d'obtenir un meilleur recouvrement spectral et bande de fréquence allouée est optimale.

Algorithme FFT/IFFT

Le modulateur et le démodulateur OFDM peuvent être réalisés en utilisant une IFFT et une FFT respectivement grâce a la rapidité de calcul et efficacité de multiplication.

Résistant à l'ISI

Un autre avantage de l'OFDM est qu'il est très résistant à l'inter-symbole et Cela résulte du faible taux de données sur chacun des sous-canaux en raison de l'insertion de l'intervalle de garde.

Résistantes aux effets à bande étroite

Utilisation de l'entrelacement et codage de canal adéquat, il est possible de recouvrer des symboles perdus en raison de la sélectivité du canal et de l'interférence à bande étroite [44].

Égalisation de canal plus simple

Dans la communication numérique conventionnelle et la communication à spectre étalé, l'égalisation de canal doit être appliquée sur toute la bande passante du canal. La complexité de l'égalisation des canaux augmente donc. En revanche, un seul égaliseur à une prise est

requis pour l'égalisation des canaux OFDM car il utilise plusieurs sous-canaux donc l'égalisation devient très simple au niveau du récepteur [44].

17.2. Les inconvénients

Comme d'autres systèmes de communication, la modulation OFDM présente également certains problèmes que nous mentionnons :

Facteur de crête (Peak to Average Power Ratio)

Du fait de la modulation, un signal OFDM temporel peut-être considéré comme une somme de N_{DFT} sinusoïdes. L'enveloppe de ce signal suit, selon le théorème de la limite-centrale, une loi de Gauss et la probabilité que le signal total ait une grande dynamique d'amplitude est d'autant plus importante que N_{DFT} est grand. Cette caractéristique ne doit pas être négligée dès lors que l'on travaille à des forts niveaux d'amplification. Cette dynamique est souvent définie comme le rapport entre la puissance maximum et la puissance moyenne du signal (PAPR : Peak to Average Power Ratio). Le PAPR impose que le front-end Radio Fréquence (RF) soit linéaire sur une grande plage de puissance [45].

Sensibilité au décalage de fréquence et au bruit de phase

Le décalage de fréquence et la sensibilité au bruit de phase sont depuis longtemps reconnus comme deux inconvénients majeurs de l'OFDM. Le bruit de phase ou le désaccord en fréquence entre les oscillateurs locaux de l'émetteur et du récepteur (appelé offset fréquentiel) impliquent une perte d'orthogonalité entre sous porteuses et une forte dégradation des performances du système [45].

Synchronisation temporelle

Si le récepteur OFDM est mal synchronisé temporellement, un phénomène d'interférence entre symboles OFDM peut intervenir dégradant considérablement les performances du système global [45].

- les systèmes OFDM sont très sensibles au déséquilibre entre les voies I et Q des étages de transposition de fréquence de l'émetteur et du récepteur. Le déséquilibre I et Q entraîne des interférences mutuelles entre paires de sous porteuses symétriques et implique une forte dégradation des performances du système global [45].

18. Conclusion

L'OFDM est une technique de communication qui est désormais populaire. Elle est adoptée par les communications radio mobiles et ainsi les systèmes de transmissions optiques.

Dans ce chapitre nous avons décrit brièvement la manière dont le signal OFDM est modulé/démodulé numériquement. Nous avons décrit de quelle manière les systèmes OFDM permettent une occupation spectrale optimale grâce au principe d'orthogonalité entre sous

porteuses. L'orthogonalité et la modulation/démodulation OFDM est très facilement réalisable grâce à la mise en œuvre de la transformée de Fourier discrète qui peut être efficacement implémentée sur des processeurs et ainsi les concepts de base des systèmes de transmission OFDM optique.

Dans le chapitre suivant nous allons citer le système optique en utilisant la technique d'accès multiple OCDMA.



Chapitre II :
Technique de Multiplexage
« OCDMA »

1. Introduction

Au début des années 80 la technique CDMA a été initialement développée pour les applications radiofréquence comme par exemple : les communications militaires, le positionnement par satellites (GPS : Global Positioning System) et la téléphonie mobile (UMTS : Universal Mobile Télécommunications System), Le succès dans le CDMA a inspiré l'énorme intérêt pour la recherche dans le CDMA optique. [46,47]

Les développements avancés au cours des trois dernières décennies ont rendu possible l'utilisation des fibres optiques en tant que support de transmission dans les systèmes de communication modernes. Les liaisons de communication en fibre optique offrent plusieurs avantages par rapport aux supports traditionnels opposés, comme une large bande passante de transmission, une atténuation plus faible et une immunité aux interférences électromagnétiques, une taille physique plus petite et un niveau de sécurité élevé. Les communications longue distance ont des fibres optiques adaptées car une distance étendue peut être couverte par moins de cycles de régénération du signal et moins de répéteurs. [35]

Dans ce chapitre, nous aborderons les techniques d'accès multiple utilisées dans les systèmes de télécommunications optiques. Et nous parlerons surtout sur un seul type d'OCDMA qui constitue l'axe de notre mémoire, il s'agit du codage spectral d'amplitude (SAC) dont les sources optiques sont des sources incohérentes souvent prises en considération lors de la conception des systèmes SAC-OCDMA en raison de leur faible coût et de leur large bande passante optique qui permet au fractionnement du spectre d'atteindre le codage. Cependant, le bruit d'intensité connecté à ces sources limite les performances du système. Nous parlerons d'abord des principes essentiels de la technique SAC-OCDMA : l'encodage et le décodage des signaux, puis les types de bruits affectant sur les réseaux SAC-OCDMA.

2. Les Techniques d'accès multiple par répartition de code optique

Les techniques d'accès multiples permettent à un nombre démesuré d'utilisateurs mobiles de partager le spectre alloué. Comme le spectre est restreint, donc le partage est nécessaire pour étendre la capacité de cellule ou sur une région en permettant à la bande passante disponible d'être utilisée au même moment par différents utilisateurs.

Actuellement, il existe trois types courants de systèmes à accès multiple [48] :

- L'accès multiple par répartition en longueur d'onde (WDMA)
- L'accès multiple par répartition en temps (TDMA)
- L'accès multiple par répartition en code (CDMA)
- L'accès multiple par répartition en code optique (OCDMA)

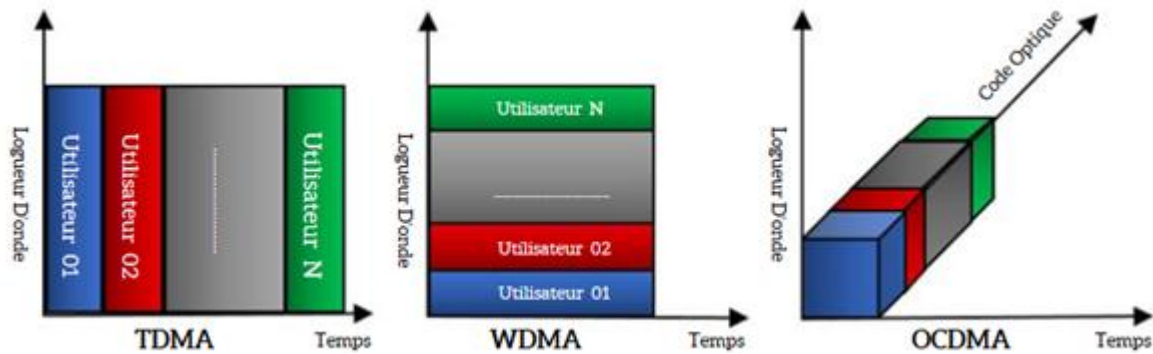


Figure (II.1) : Comparaison entre les trois techniques d'accès multiple WDMA, TDMA et OCDMA

2.1. Accès multiple a répartition en longueur d'onde

Cette technique développée dans les années 1980 repose sur le multiplexage en longueur d'onde [49]. Le WDMA (Wavelength Division Multiple Access) est l'équivalent optique des systèmes de multiplexage par répartition en fréquence ou FDMA dans le domaine des fréquences. Dans cette technique, le multiplexage est terminé en longueur d'onde, chaque utilisateur sélectionnant une longueur d'onde différente. Les signaux optiques émis par les sources sont appliqués à l'entrée des modulateurs optiques qui leur permettent d'être modulés par des données. En sortie des modulateurs les signaux sont multiplexés et transmis simultanément dans la même fibre optique. A la réception, les signaux reçus sont démultiplexés pour être envoyés à chaque destinataire. Cette technique est utilisée dans les réseaux étendus (WAN : Wide Area Networks) et dans les réseaux métropolitains locaux (MAN : Metropolitan Area Networks) [50].

2.2. Accès multiple a répartition en temps

Cette technique TDMA (Time Division Multiple Access) est basée sur la répartition des ressources dans le temps. Les utilisateurs partagent la même bande passante et émettent les données dans les différents intervalles de temps ("time slot") qui ont été alloués. Le récepteur effectue l'opération de démultiplexage pour récupérer les données [50].

2.3. Accès multiple à répartition en code

La technique CDMA (Code Division Multiple Access) permet la transmission simultanée des données aux utilisateurs sur la même bande de fréquences. De ce fait, tous les utilisateurs ont accès à la totalité de la bande, et ils sont distingués à la réception par des codes distincts qui leur sont propres [50].

2.4. Accès multiple à répartition en code optique

L'accès Multiple par Répartition de Codes optiques (AMRCO), appelé aussi Optical Code Division Multiple Access (OCDMA) est une technique d'étalement de spectre utilisée dans un premier temps par les militaires grâce à sa résistance aux interférences et leurs

niveaux de sécurité qu'elle offre. [9]. Elle permet aux utilisateurs simultanés d'accéder au même canal optique asynchrone sans retard où chaque utilisateur (ou station) a attribué une nouvelle séquence de signature unipolaire binaire (ou mot de code).

Elle permet d'attribuer un code de séquence particulier à chaque utilisateur. Elle a de nombreux avantages tels que : la transmission de données sécurisée, accès asynchrone, capacité à prendre en charge les services multimédias et la bande passante dynamique [53]. On a N paires d'émetteurs / récepteurs où les impulsions optiques de chaque utilisateur sont encodées par un encodeur optique puis additionné simultanément par un combineur pour transmettre sur un seul canal (une fibre optique). Au récepteur les données requises sont décodées par des codes attribués, photo détecteur (PD) pour convertir les signaux optiques aux signaux électriques.

La capacité des techniques WDMA et TDMA est proscrite par la fourniture des canaux de longueur d'onde et des intervalles de temps des systèmes. En revanche, dans L'OCDMA, chaque canal de communication se distingue par un code optique particulier au lieu d'une longueur d'onde ou un intervalle de temps. Le codage consiste à multiplier le bit d'information par un code séquence soit dans le domaine temporel, le domaine de longueur d'onde, ou un mélange des deux [54].

3. Les techniques d'étalement de spectre au CDMA

L'étalement de spectre est un moyen d'accès multiple utilisé pour les systèmes de radiotéléphonie cellulaire de 3^{ème} génération (IS95 aux Etats-Unis, UMTS en Europe). Son application aux systèmes optiques a été envisagée dans le cadre des réseaux d'accès du futur à l'horizon 2010-2015. Le modèle de référence pour l'accès (PON) a pour caractéristiques principales : un taux de partage allant jusqu'à 32, une portée d'environ 20 kms, un débit par utilisateur au minimum de 155 Mbit/s et pouvant aller jusqu'au Gbit/s. Pour répondre à ces spécifications et notamment à la montée en débit, un opérateur de télécommunications doit déployer une infrastructure optique au plus proche de l'abonné dans le réseau d'accès selon différents scénarii (FTTCab, FTTC, FTTB ou FTTH) [80].

Les techniques d'étalement du spectre, qui dépendent de l'élargissement de la bande spectrale d'un signal, sont utilisées dans l'armée pour l'étendue de la sécurité qu'il offre [56]. Le spectre étalé consiste à remodeler le signal ainsi multiplier la largeur de son occupation spectrale par une quantité appelée gain de codage.

L'élargissement de la bande offre une meilleure reconnaissance du signal à la réception, il est possible d'autoriser la transmission de signaux provenant d'autres utilisateurs sur la même bande sous certaines conditions, ces autres utilisateurs étant considérés comme du bruit, les interférences multi-utilisateurs (MUI) se réfèrent au bruit actuel.

La bande est ensuite partagée ni par la fréquence ni par le temps, mais sur la base d'un processus de codage. CDMA fait référence à l'utilisation du principe d'étalement de spectre

par plusieurs émetteurs qui transmettent des informations simultanément avec le même récepteur et sur la même bande de fréquence, le tout avec un minimum d'interférences [9].

3.1. Principes d'étalement de spectre

L'étalement de spectre réside à émettre un signal de bande passante largement supérieure à celle du signal utile. Il est défini par la relation de C.E. Shannon [55] qui exprime la capacité maximale C du canal perturbé par un bruit additif gaussien [56] :

$$C = B \cdot \log_2 \left(1 + \frac{S}{N} \right) \quad (\text{II.1})$$

C : la capacité maximale du canal en bit/s, représente le taux de transfert maximum pour un taux d'erreur binaire nulle.

B : la bande passante occupée par le signal émis.

S : la puissance du signal émis.

N : la puissance du bruit.

Pour avoir une bonne transmission sans erreur d'information il faut utiliser une bande B étroite et un fort rapport S/N , ou une large bande B et un faible rapport S/N [55].

Il existe trois techniques d'étalement de spectre utilisées pour le CDMA, l'étalement de spectre à séquence directe (Direct Sequence Spread Spectrum ou DS-SS), l'étalement de spectre à saut de fréquence (Frequency Hopping Spread Spectrum ou FH-SS) et l'étalement avec saut de temps (Time Hopping Spread Spectrum TH-SS) [57].

3.1.1. DSSS (Direct-Sequence Spread Spectrum)

Dans le DSSS (Direct Sequence Spread Spectrum ou en français étalement de spectre à séquence directe), l'utilisateur a une séquence chipping (code) qui détermine comment l'information est codée et décodée [9]. En cas de spectre étalé en séquence directe (DSSS), chaque bit du signal d'origine est désigné par plusieurs bits dans le signal transmis en utilisant un code d'étalement. La propagation du code répartit le signal sur une plus large bande de fréquence directement proportionnelle à la quantité de bits utilisé.

Par conséquent, un code d'étalement sur 10 bits répartit le signal à travers une bande 10 fois supérieure qu'un code d'étalement sur 1 bit [58].

Émetteur : Prend chaque bit de l'information de l'utilisateur et applique un XOR avec séquence de code d'étalement (chipping séquence), ex : 10110111000. Qui correspond au bit "1" du message. Et pour le bit "0" du message on a une " chipping séquence " avec tous les bits inversés, 01001000111. On a une séquence de 11 bits.

Récepteur : Prend le message reçu, applique un XOR avec le chipping séquence. Après sommé chacun des 11 bits. Si la somme est inférieure ou égale à 5 alors on prend ce bit comme « 0 », sinon le bit est un "1" [59].

3.1.2. FHSS (Frequency-Hopping Spread Spectrum)

L'effet proche est le principal problème du DSSS, qui est moindre en FHSS. La fréquence Hopping Spread Spectrum est un type de spectre étalé, dans lequel le porteur sautille aléatoirement d'une fréquence à l'autre par rapport au temps. En FHSS, la fréquence porteuse d'entrée du modulateur lui-même varie dans une bande passante définie. En fonction du temps, la fréquence affectée à la modulation est modifiée par une fréquence centrale mais avec une bande passante définie. Comme les fréquences changent de l'une à l'autre et là l'allocation de fréquence est pseudo-aléatoire, c'est-à-dire dépendant d'une séquence PN, évidemment la bande passante du le signal est augmenté [60,61].

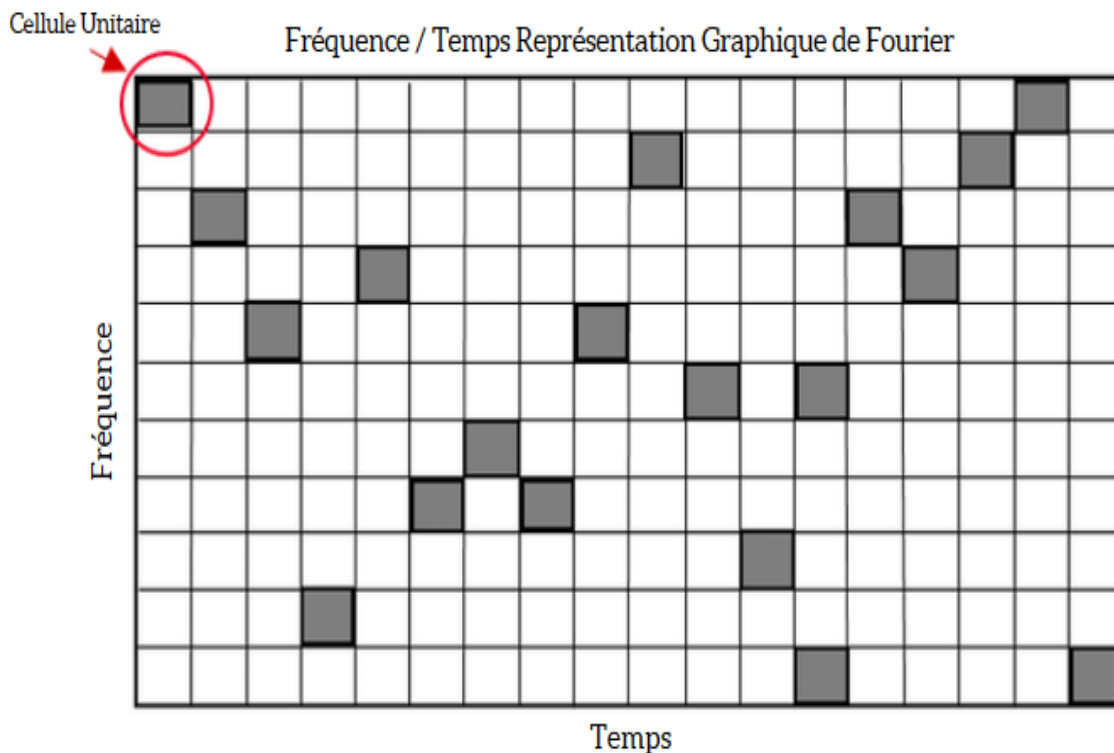


Figure (II.2) : Schéma FHSS

Les deux classifications de base du saut de fréquence sont les suivantes :

- Saut à basse fréquence : dans lequel le débit de symboles R_s est multiple du taux de saut R_h .
- Saut de fréquence rapide : dans lequel le taux de saut R_h est multiple du débit symbole R_s [58].

3.2. Les Avantages de l'étalement de spectre

- ✓ Lutte contre les brouilleurs.
- ✓ Camouflage l'information.
- ✓ Interception délicate.
- ✓ Décodage difficile si code $c(t)$ inconnu.

- ✓ Bonne résistance aux brouilleurs du même type.
- ✓ Faible inter corrélation entre deux codes $c_1(t)$ et $c_2(t)$.
- ✓ Facile séparation d'un empilement de signaux étalés [9].

4. Les avantages du CDMA aux réseaux d'accès optique

- ✓ Large couverture.
- ✓ Efficacité spectrale bit/HZ.
- ✓ Gestion de plan de fréquence.
- ✓ Immunité par rapport au brouilleur.
- ✓ Diversité en fréquence
- ✓ Efficacité de la concentration du trafic.
- ✓ Souplesse de modification sur les débits transmis.
- ✓ Capacité théorique plus grande [9].

5. Architecture d'OCDMA

La figure II.3 représente schématiquement un dispositif CDMA optique dans un réseau en étoile. Une source de données optique ou électronique active une source optique, alimente un encodeur qui transforme chaque petit morceau de données en une séquence optique : c'est souvent l'aspect de l'encodeur optique qui détermine matériellement le code utilisé.

La séquence ne doit pas mentionner toutes les séquences opposées des abonnés opposés du système dans un coupleur en étoile, puis transmis via une fibre optique.

Côté récepteur, tous les signaux couplés sont comparés au code comparable à un émetteur donné (corrélation) et une détection de seuil détermine si une petite quantité "1" ou "0" est reconnue [62].

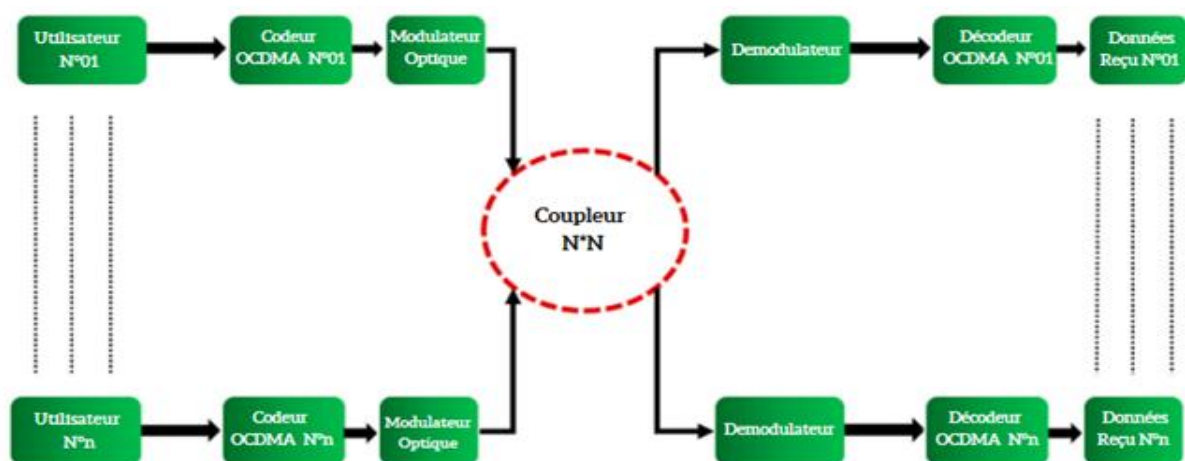


Figure (II.3) : Architecture d'un système OCDMA

6. Classification des systèmes OCDMA

De nombreux types de systèmes OCDMA sont proposés grâce aux résultats de recherche sur l'OCDMA au cours des 20 dernières années. Si nous les classons en termes de nature de la superposition du signal optique, ils seront divisés en systèmes OCDMA cohérents et incohérents.

Le système OCDMA cohérent : utilise la propriété cohérente de la lumière et met en œuvre le codage bipolaire du signal optique, c'est-à-dire le codage de la phase du signal optique, la phase de la lumière étant détectée aux bornes de réception. Des familles de codes bien connues permettent de construire de Séquences orthogonales : codes de Gold, Walsh, Cependant, ce type de codage nécessite l'utilisation composants qui rendent le système plus complexe et l'infrastructure à mettre en œuvre coûteuse [9].

Le système OCDMA incohérent : utilise la présence d'un signal lumineux ou l'absence de signal lumineux pour représenter respectivement le "1" et le "0" binaires, qui est unipolaire, où les signaux lumineux sont détectés avec les dispositifs de loi carrée aux terminaux de réception.

Cette forme d'addition de signal est la superposition des puissances lumineuses.

Ce type de système OCDMA peut utiliser des sources de lumière incohérentes, telles que des émissions spontanée (ASE), diode électroluminescente (LED), etc. [63].

7. La modulation optique

Techniques de modulation avancées telles que la modulation différentielle à déphasage (DPSK), détrompage quaternaire différentiel (DQPSK) et détrompeur (CSK) modulation avec détection équilibrée a été proposée et démontrée en haute système d'accès par division optique asynchrone à code (OCDMA) utilisant différents schémas d'encodage / décodage pour battre le bruit MAI et améliorer la sécurité [35].

On-Off-keying (OOK) est principalement utilisé comme format de modulation pour les données utiles dans Système OCDMA, appelé OOK-OCDMA. Comparé au conventionnel OOK-OCDMA, utilisant d'autres techniques de modulation avancée, telles que DPSK, DQPSK et CSK dans le système OCDMA présente les avantages suivants : Amélioration de la sensibilité du récepteur ; Meilleure tolérance au bruit de battement et au bruit MAI ; Pas besoin de seuillage optique ; Pas besoin de réglage d'intensité dynamique ; et sécurité renforcée. Les systèmes OCDMA à haute capacité et à efficacité spectrale ont été démontré en utilisant ces techniques [64].

7.1. Technique de modulation d'impulsion

La qualité des signaux optiques peut être un paramètre très important en communications optique. Plusieurs mesures sont couramment utilisées, comme le rapport de puissance du signal optique sur la puissance du bruit (OSNR), facteur de qualité Q, amplitude du vecteur

d'erreur (EVM) et taux d'erreur sur les bits (BER) [65]. En outre, la bande passante requise, l'efficacité énergétique, la capacité de transmission des ions et la probabilité d'erreur sur les bits sont des métriques dans les techniques de modulation optique.

Une efficacité énergétique moyenne plus élevée est obtenue en utilisant la modulation d'impulsion dans lesquels une répartition de vos caractéristiques dépendantes du temps d'une porteuse d'impulsions pourrait également être utilisée pour transmettre les informations [66]. La classification des techniques de modulation est présentée dans la figure II.4 Cette classification repose sur le comportement spectral et si le schéma est continu ou discret.

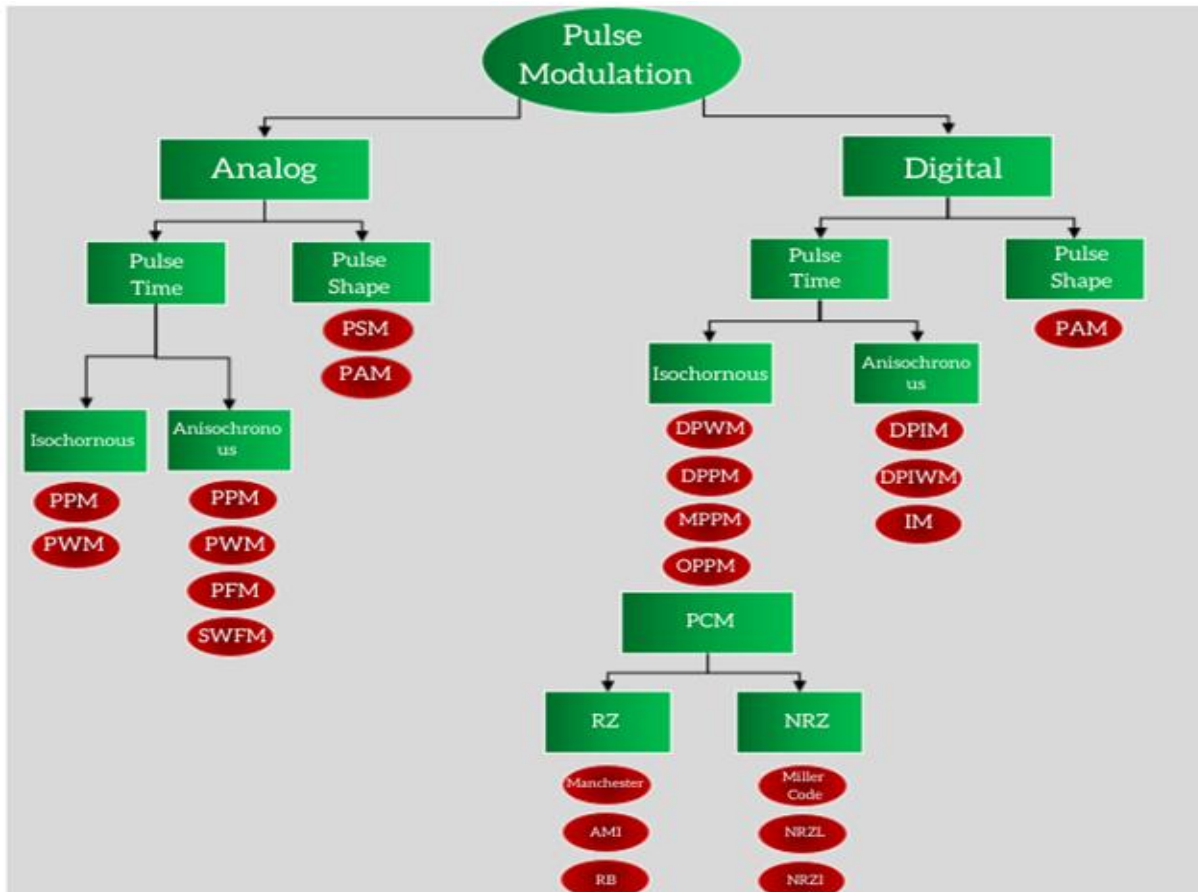


Figure (II.4) : Classification des schémas de modulation d'impulsions

8. Définition du SAC-CDMA

La première idée d'une amplitude spectrale codée (SAC) dans L'OCDMA est décrite et démontré par Zacarrin et KAVEHRAD [67]. Pendant ce système, chaque utilisateur se voit attribuer son propre code spectral qui constitue sa signature ou son empreinte que ce dernier est exclusif. SAC est analogue au codage temporel à l'exception de composantes fréquentielles divisées en fente spectrale, en revanche les composantes temporelles sont divisées en temps de puce.

En d'autres termes, chaque code utilisateur se voit attribuer un mélange de longueur d'onde très spécifique [9,46]. La plupart des propositions SAC-OCDMA utilisent des sources incohérentes car ils ont besoin de la particularité d'avoir une large bande spectrale [56].

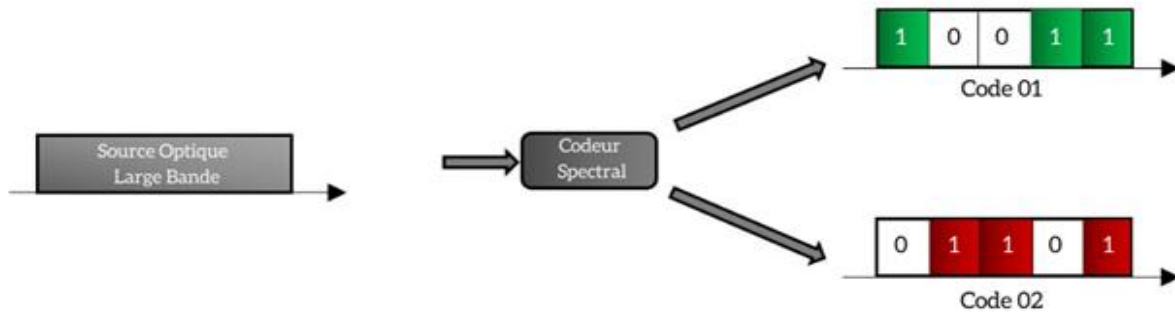


Figure (II.5) : Technique de codage spectral en SAC-OCDMA

Comme exemple illustré dans la figure II.5 : en vert utilisateur 1 dont le code est "10011", et en rouge utilisateur 2 dont le code est "01101". Il existe plusieurs technologies utilisées pour l'encodage [68].

8.1. Encodage d'un signal SAC-OCDMA

Un spectre avec une densité spectrale d'influence $f(\nu)$ émise par une source incohérente de large bande que nous sommes en mesure de subdiviser en L cases de fréquence, dont L désigne la longueur du code où effectuer un codage spectral à l'aide d'un codeur (ENC) dont la composition est principalement un outil qui attribue une signature spectrale singulière à chaque utilisateur occupant des cases de fréquence W parmi les L disponibles où W désigne la charge (poids) du code.

Dans la technique SAC-OCDMA, le partage d'un nombre spécifique de cases fréquentielles entre deux codes différents impliquent l'apparence de deux autres paramètres λ et λ_c représentent respectivement le nombre de cases communes et donc l'inter corrélation. On choisit deux codes spectraux, le premier "0010110" pour l'ENC de l'utilisateur 1, le deuxième code "0101100" pour l'ENC de l'utilisateur 2 désigné car l'utilisateur brouilleur que nous présenterons dans la figure II.6. Au cours de cette section nous présenterons les codes des 2 utilisateurs avec le chemin suivant :

- Vert → utilisateur 1 → usager désiré → « 0010110 »,
- Rouge → utilisateur 2 → usager interférent → « 0101100 ».

Les valeurs suivantes ont été prises pour les paramètres mentionnés ci-dessus : $L = 7$, $w = 3$, $\lambda_c = 1$ disons le principe de fonctionnements [56, 67].

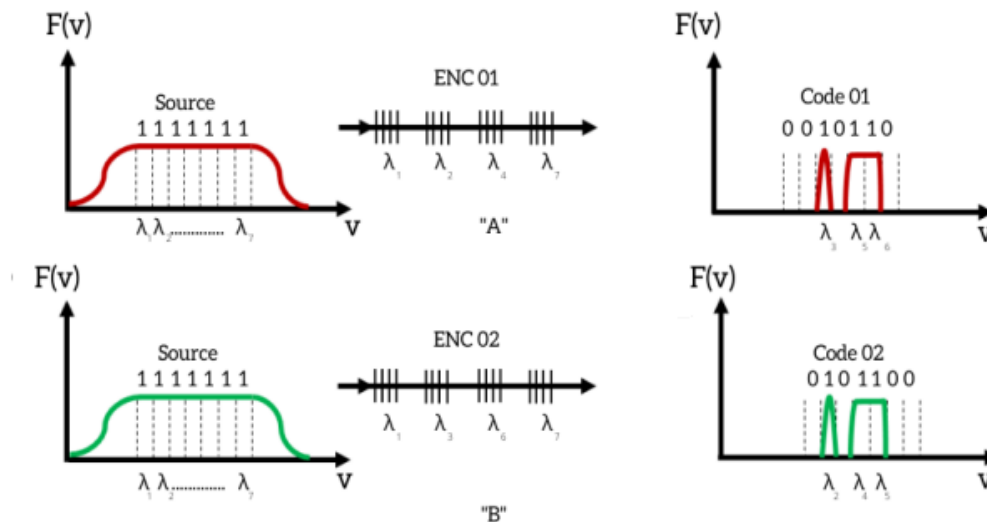


Figure (II.6) : Principe de l'encodage spectral d'amplitude SAC-OCDMA

Il existe plusieurs techniques d'encodage tel que :

8.1.1. Encodage avec masque d'amplitude

L'utilisation d'un masque d'amplitude pour effectuer le codage SAC-OCDMA a été proposé par Zaccarin et al. En 1993. Cependant, comme l'auteur mentionne, dans son article, c'est une variante de la réponse proposée par Salehi et al. Dans 1990 [69] utilisant la modulation au lieu de PM dont il a besoin d'une source homogène. Nous présentons le principe de fonctionnement de cette méthode dans la figure II.7. Le rôle du dispositif optique principal consiste à séparer angulairement les différentes composantes fréquentielles. Ce réseau est placé au foyer 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 et permet de supprimer les composantes spectrales requises. Une autre lentille f_2 liée au deuxième dispositif optique recombine les composantes spectrales restant à l'intérieur de la fibre [70].

Les avantages de cette méthode est qu'elle utilise des masques d'amplitude qui permettent une bonne résolution spectrale. En effet, ils permettent de couper le spectre en plusieurs centaines de tranches. Il est alors possible d'implémenter des codes longs. Un autre avantage indéniable est que le fait incontestable que nous allons régler le code spectral. Cet accord est terminé au moyen du signe de contrôle du masque d'amplitude.

Les désavantages de cette technique sont :

- la propagation en air libre ce qui implique des alignements optiques précis.
- (sensible aux vibrations, aux fluctuations de température,).
- L'utilisation des réseaux de diffraction => coûteux et fragile.
- Les pertes non négligeables (11 dB selon [67]).
- L'encombrement => miniaturisation difficile [70].

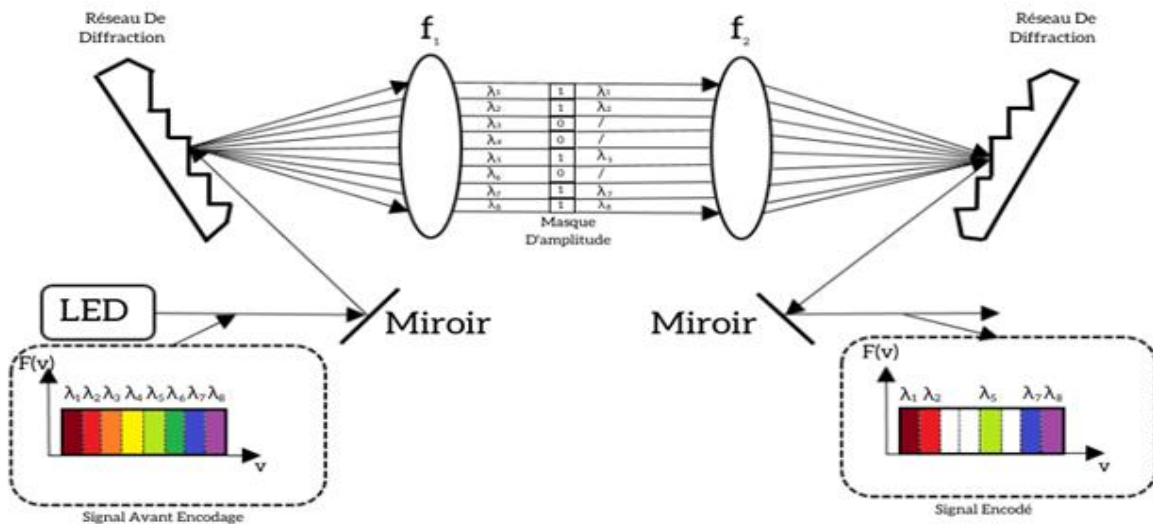


Figure (II.7) : Encodage SAC-OCDMA effectué avec un masque d'amplitude

8.1.2. Encodage avec l'utilisation d'AWG (Arrayed Wave guide Grating)

Le principe consiste à utiliser une cascade de deux AWG 1 x N comme indiqué dans la figure II.8. À la pointe de chaque branche de l'AWG primaire, nous trouvons une tranche spectrale déterminée. En connectant uniquement certaines fibres aux N entrées du deuxième AWG, il est ainsi possible d'obtenir un code spectral. Obtenir un code réglable dynamiquement, vous pourrez choisir de connecter les N sorties de l'AWG primaire aux N entrées du deuxième AWG mais en insérant dans chaque branche un atténuateur variable qui peut être contrôlé électroniquement ou peut-être en intégrant directement ces Atténuateurs [73] Cette technique a un grand intérêt dans les transmissions optique car elle utilise des composants déjà éprouvés sur le terrain, mais l'inconvénient majeure qu'elle présente c'est qu'elle nécessite d'utiliser deux AWGs à l'encodage de chaque utilisateur [56].

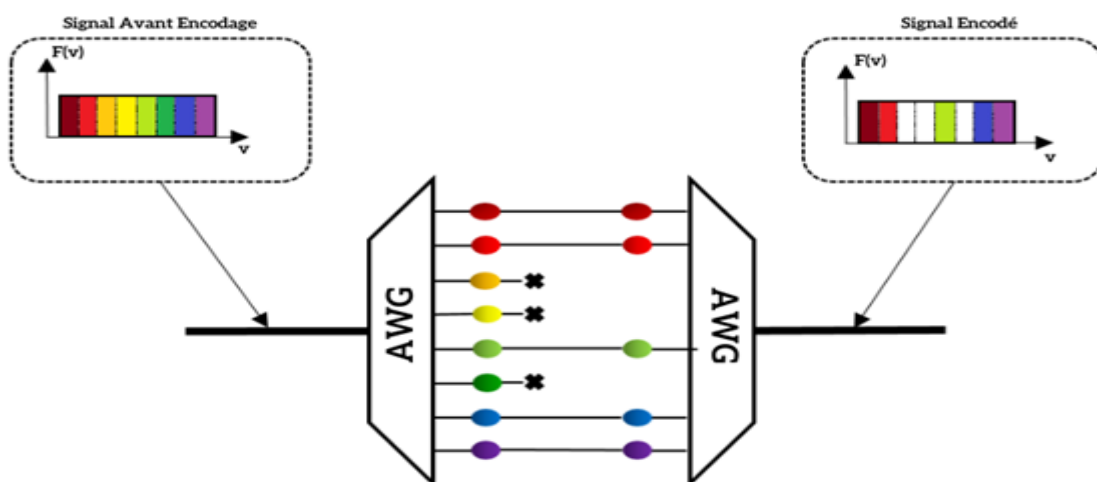


Figure (II.8) : Encodage SAC-OCDMA à base d'AWG

8.1.3. Encodage avec l'utilisation de réseaux de Bragg

Un réseau de fibres de Bragg (FBG) pourrait être une microstructure assez créée pour réfléchir une longueur d'onde de lumière. Cela suggère que si de la lumière provenant d'une source à large bande est introduite dans la fibre de verre, seule la lumière dans une largeur spectrale très étroite, centrée sur la longueur d'onde, sera réfléchi par la zone de réfraction. La lumière restante continuera de voyager à travers la fibre de verre jusqu'à la zone de réfraction suivante sans aucune perte [71].

Le principe physique d'un réseau de Bragg est basé sur une variation périodique de l'indice de réfraction afin de créer des phénomènes d'interférences et aussi d'obtenir un composant sélectif spectralement. Il est donc possible de réaliser un montage SAC-OCDMA à base de ce dernier [70].

L'utilisation des fibres à base des FBG permet d'obtenir des composants avec :

- Avec des réponses spectrales complexes.
- Avec des pertes d'insertion réduites.
- Compacts puisque inscrits directement dans la fibre.
- Accordables (contrainte mécanique ou thermique) [70].

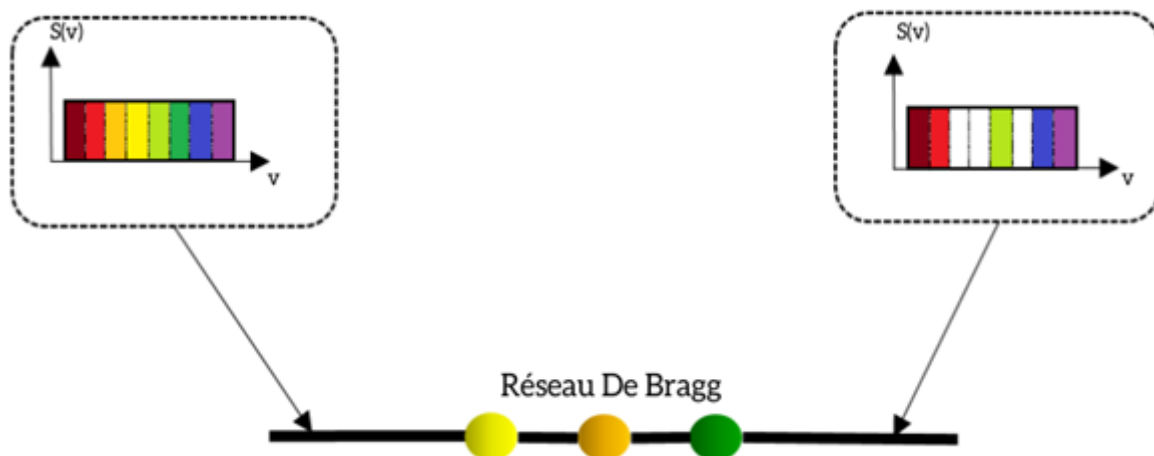


Figure (II.9) : Réseaux de Bragg utilisés en transmission pour encodage SAC-OCDMA

8.1.4. Encodage à l'aide de multiplexeurs et démultiplexeurs optiques

Cette technique est appréciée en raison de son principe simple qui consiste à diviser la large bande de la LED en plusieurs longueurs d'onde de largeur égale en utilisant un démultiplexeur. Afin de posséder la signature spectrale requise, chaque utilisateur dispose d'un multiplexeur qui a pour but de collecter les longueurs d'onde libres des sorties du démultiplexeur, sachant que la quantité d'entrées du multiplexeur est à la hauteur des longueurs d'ondes qui constituent le code. De ce principe, il s'ensuit qu'aucune longueur d'onde ne doit pas être commune aux abonnés [9].

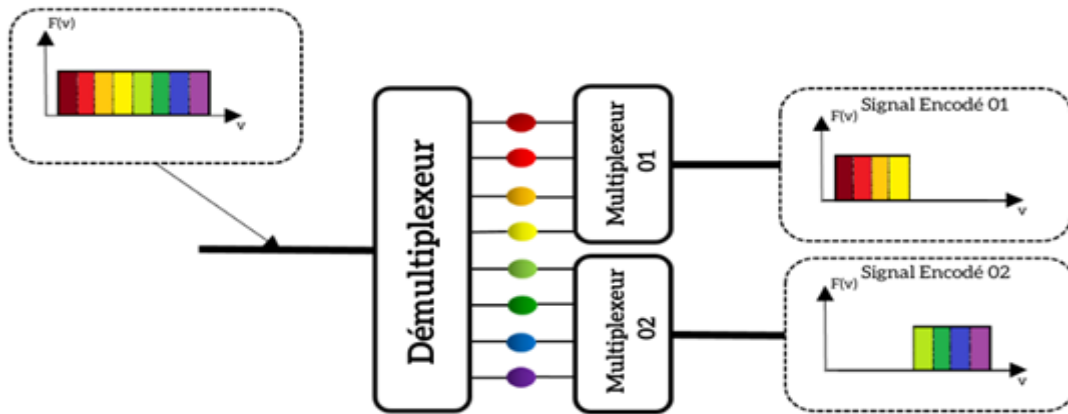


Figure (II.10) : Encodage SAC-OCDMA à base d'un démultiplexeur et de multiplexeurs

8.2. Décodage d'un signal SAC-OCDMA

L'objectif du décodage SAC-OCDMA pour l'utilisateur est double. Premièrement, il doit détecter les informations qui lui sont destinées. Deuxièmement, le système de détection doit rejeter les signaux des brouilleurs, ce qui signifie qu'un signal électrique de moyenne nulle doit être produit lorsque seule l'interférence des rentes sont actives quel que soit le nombre [70].

8.2.1. Détection équilibrée par la méthode complémentaire

L'implémentation de la technique de détection complémentaire est présentée dans Figure II.11 La figure montre deux séquences différentes $C_1 = (101100)$ et $C_2 = (100110)$ sont modulés avec des données et envoyés au multiplexeur. Le signal reçu au récepteur est divisé en deux branches complémentaires de puces spectrales. Ces deux branches de signaux spectraux sont envoyées à un soustracteur qui calcule la corrélation différence [72].

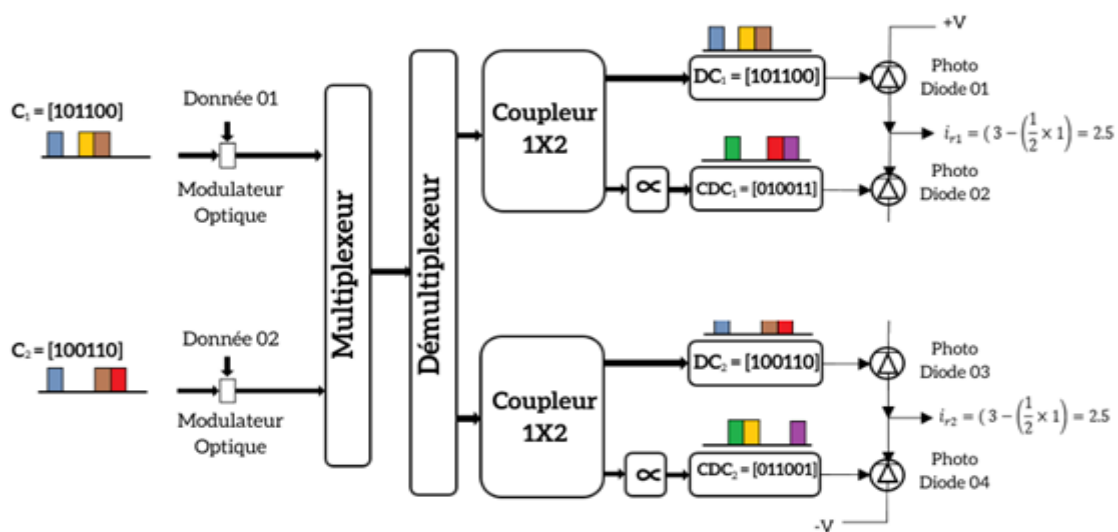


Figure (II.11) : Récepteur pour un signal SAC-OCDMA ayant le code i

Dans la méthode de détection complémentaire, l'inter corrélation est définie comme ci-dessous [73] :

$$\theta_{x,y}(k) = \sum_{i=0}^{N-1} x_i y_{i+k} \quad (\text{II.2})$$

Où C_1 et C_2 sont les deux séquences de codes OCDMA. La complémentarité de séquence (X) est donnée par (\bar{X}) dont les éléments sont obtenus à partir de (X) par $\bar{x}_i = 1 - x_i$.

Soit $C_1 = 101100$ et $C_2 = 100110$ donc $CD C_1 = 010011$. la séquence périodique du cross corrélation (\bar{X}) et (Y)

Est similaire à l'équation (II.2) et est exprimé comme :

$$\theta_{\bar{x},y}(k) = \sum_{i=0}^{N-1} \bar{x}_i y_{i+k} \quad (\text{II.3})$$

Les séquences requises sont les suivantes :

$$\theta_{x,y}(k) = \theta_{\bar{x},y}(k) \quad (\text{II.4})$$

Au niveau du récepteur, les photodétecteurs détecteront les deux entrées complémentaires qui seront envoyé au soustracteur dont la sortie d'inter corrélation, Z et peut être exprimée comme :

$$Z_{complimentaire} = \theta_{x,y}(k) - \theta_{\bar{x},y}(k) \quad (\text{II.5})$$

Il n'y aura plus d'inter corrélation à la sortie du soustracteur lorsque :

$$Z_{complimentaire} = 0 \quad (\text{II.6})$$

Ainsi, il n'y a plus de signal provenant d'autres utilisateurs dans le canal prévu.

8.2.2. Méthode de détection spectrale directe

La mise en œuvre de la technique de détection directe est illustrée à la figure II.12. Il n'y avait qu'une paire de décodeur et détecteur impliqué, sans aucun processus de soustraction. La raison d'une seule paire est que l'information est supposée être récupérable de manière appropriée à partir de n'importe quel jeton et ne se chevauchent pas avec les autres séquences de puces. Le décodeur seulement doit se séparer à travers les copeaux propres et être détecté directement par une photodiode comme détection directe normale.

Cette technique a réussi à éliminer l'MAI existant dans le système car seules les puces du signal spectral souhaité du domaine optique seront filtrées. C'est possible car les propriétés du code possèdent une seule puce du signal propre pour chaque canal. Par la suite, la phase induite le bruit d'intensité (PIIN) a été supprimé au niveau du récepteur ce qui offre une amélioration des performances au niveau du système [74].

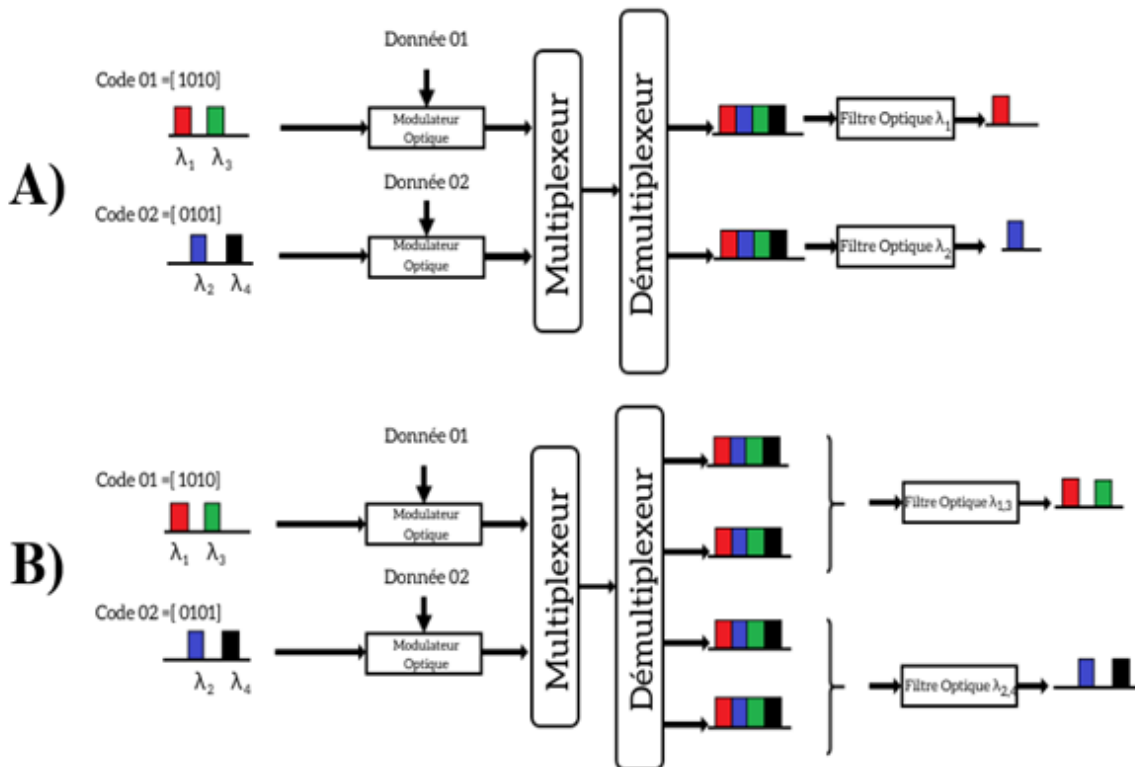


Figure (II.12) : Méthode de détection spectrale directe a) d'une longueur d'onde b) avec la totalité des longueurs d'ondes

8.2.3. Méthode de détection dite « AND soustraction »

L'AND au nom de la technique indique le fonctionnement logique AND de X et Y. Par exemple, étant donné que $X = 101100$ et $Y = 100110$ le résultat de l'opération logique devient $(X \text{ AND } Y) = 100100$

Le résultat de la soustraction indique que l'MAI peut être supprimé avec succès en utilisant la technique respective [75].

Dans la technique de soustraction AND, l'inter corrélation $\theta_{\overline{XY}}(k)$ est remplacé par $\theta_{(X \text{ AND } Y)Y}$ où représente l'opération ET entre les séquences X et Y. Un exemple de récepteur AND est illustré à la figure 1.13.

Au récepteur :

$$Z_{\text{AND}} = \theta_{(XY)}(k) - \theta_{(X \text{ AND } Y)Y} = 0 \quad (\text{II.7})$$

L'équation (II.7) montre qu'avec la technique de soustraction AND, l'accès multiple d'interférences ou les interférences provenant d'autres canaux peuvent également être annulées. Cette technique de soustraction peut être mise en œuvre avec n'importe quel code OCDMA [35].

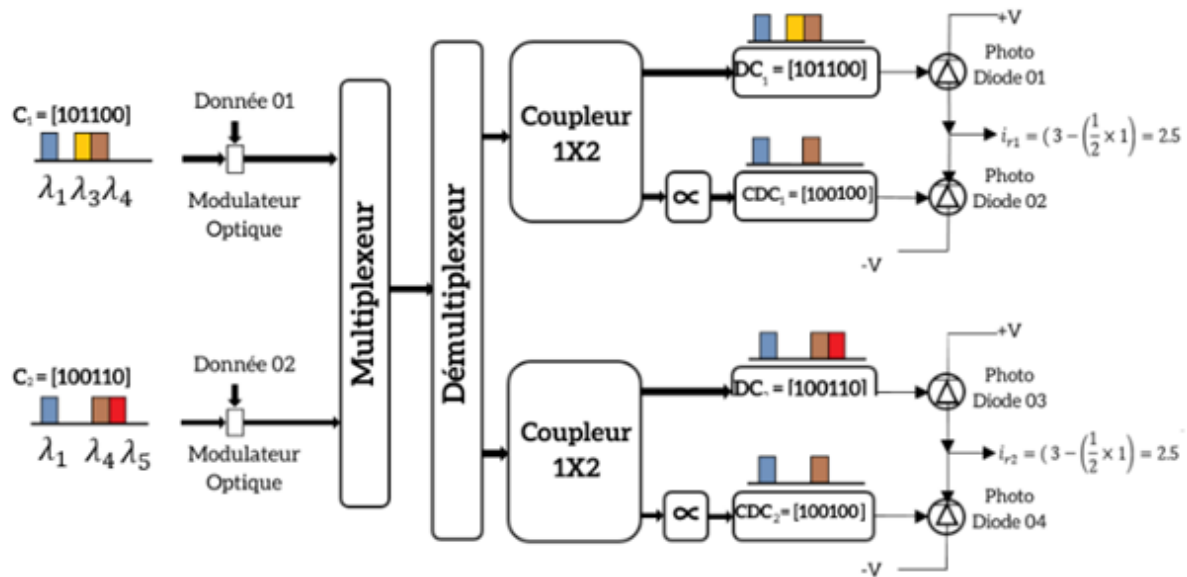


Figure (II. 13) : Méthode de détection AND soustraction.

8.3. Bruits Dans Les Réseaux SAC-OCDMA

Lorsqu'une diode PIN est utilisée dans un système SAC, les sources de bruit côté récepteur inclure le bruit de grenaille, le bruit thermique et le bruit de courant d'obscurité. Le bruit de courant sombre fait référence au bruit généré lorsqu'il n'y a pas d'entrée de lumière. Ce bruit est dû à l'imperfection de la photodiode PIN du récepteur (PIN-PD) et peut être atténuée par l'événement de sa technologie de fabrication. Le bruit de grenaille, également cité comme bruit quantique, vient des fluctuations quantiques de la lumière entrante, qui est généralement modélisée comme un Processus de Poisson. Le bruit thermique est généré après la conversion photon-électron, qui est causée par l'interaction thermique des électrons. Ses statistiques obéissent à la distribution gaussienne. Ces facteurs affectant les performances du réseau [35,76].

8.3.1. Bruit thermique

Le bruit thermique également appelé bruit de Nyquist est généré par l'agitation thermique des charges électriques au sein d'un milieu conducteur et présente une distribution gaussienne à grande échelle. Un tel mouvement thermique d'électrons à l'intérieur d'une résistance se manifeste comme un courant fluctuant même en l'absence de tension appliquée.

La résistance de charge à l'extrémité avant d'un récepteur optique ajoute de telles fluctuations au courant généré par la photodiode. L'énergie électrique étant dissipée par une résistance, le courant traversant le circuit présente des fluctuations supplémentaires. La densité spectrale bilatérale du bruit thermique $S_T(f)$ est donnée par [75] :

$$S_T(f) = \frac{2hf}{R_L[\exp(\frac{hf}{K_bT_n}) - 1]} \approx \frac{2K_bT_n}{R_L} \quad (\text{II.8})$$

Où K_b est la constante de Boltzmann, T_n est la température absolue (en Kelvin), et R_L est la résistance de charge, f est la fréquence et h est la constante de Planck. La forme de S_T , indépendante de la fréquence, $\frac{hf}{(K_bT)} \ll 1$ et est valable pour tous les récepteurs avec des bandes passantes inférieures à 100 GHz. Ainsi, la variance du bruit thermique est exprimée comme :

$$\sigma_T^2 = \langle i_T^2(t) \rangle = 2 \int_0^B S_T(f) df = \left(\frac{4K_bT_nB}{R_L} \right) \quad (\text{II.9})$$

Où $S_T(f)$ est la densité spectrale bilatérale, B est la largeur de bande de bruit efficace. Remarque que σ_T^2 ne dépend pas du courant moyen I [75].

8.3.2. Bruit de grenaille (Shot noise)

Le processus de photo-détection du signal optique entrant produit un signal correspondant flux d'électrons dont les fluctuations sont identifiées avec le bruit de grenaille du signal. La variance de la photo courante coïncide avec la capacité des fluctuations de la photo détection. La fluctuation de la photo courante est définie en raison du processus de bruit de grenaille. Ça peut être calculé comme :

$$\sigma_{shot} = 2qI \quad (\text{II.10})$$

Où q est la charge d'électrons et I la photo courante [35, 77].

8.3.3. Bruit d'intensité induit par phase (PIIN)

Le bruit d'intensité induit par phase (PIIN) affecte les performances globales du système. Il est généré par l'interférence optique lors de la sommation des multiples signaux optiques retardés et considéré comme une source de bruit dominante dans le système et peut se dégrader gravement le SNR [78]. Son effet est proportionnel à la puissance de la photo courant générer [79]. Il peut être calculé comme suit :

$$\sigma_{PIIN} = I^2 B \tau_c \quad (\text{II.11})$$

Où I est la photo courant moyenne, B est la bande passante électrique et τ_c est le temps de cohérence de la lumière. Bien que les interférences multi-utilisateurs (MUI) puissent être annulées par la détection équilibrée où une soustraction de photo courants est opérée après la photo détection, il affecte toujours les performances du système au moyen de PIIN. Lorsque MUI est forte, la photo courante généré est importante, tout comme le PIIN résultant. Par conséquent, un rapport signal / bruit plus élever peut-être attendu si nous réduisons la puissance totale du MUI composants sans affecter la puissance du signal effectif (photo courant après l'opération de soustraction correspondant au pic d'auto corrélation en phase) [79].

9. Conclusion

Ce chapitre est divisé en deux parties la première partie représente d'une part le concept, l'objectif et les classifications du système CDMA optique. Et d'autre part les différentes techniques d'étalement du spectre puis Le concept de système SAC OCDMA discuté en détail. De plus, les avantages, les inconvénients, et les applications du système OCDMA qui représente la base de notre travail. L'augmentation des besoins de transmission de données introduit un spectre étalé tel que CDMA optique qui représente l'une des solutions possibles pour le partage des ressources dans réseaux optiques. De nombreux systèmes de codage OCDMA ont été développés au cours de la dernière vingt ans, c'est pourquoi cette technique fait l'objet de nombreux travaux.

Au niveau du deuxième partie de ce chapitre nous avons expliqué la technique d'encodage spectrale d'amplitude du système OCDMA avec ces différentes techniques d'encodage (par masque d'amplitude, par utilisations d'un : réseau AWG, réseau de Bragg, multiplexeur/ démultiplexeur) et les méthodes de détection (complémentaire, spectral direct et AND soustraction) puis les différents types de bruits.

Au niveau du chapitre suivant, nous engageons à mettre plusieurs codes unidimensionnels et bidimensionnelles talque : FCC, ZCC, MDW, 2D-SWZCC, 2D-PTZCC...etc.,



Chapitre III :
Les codes optiques unipolaires
1D & 2D

1. Introduction

L'accès multiple par division de code optique (OCDMA) devient une future technique prometteuse pour les réseaux optiques à débit très élevés. Il permet d'attribuer un code de séquence spécifique ou bien une signature optique à chaque utilisateur. Il présente de nombreux avantages tels que: transmission de données sécurisée, simplicité d'ajout et de suppression d'utilisateurs, accès asynchrone, capacité à prendre en charge les services multimédias [80] et une seule bande passante est utilisée par tout le nombre d'utilisateurs grâce à l'utilisation des avantages de l'accès multiple par répartition en fréquence (FDMA) et accès multiple par division du temps (TDMA).

Les systèmes OCDMA se divisent en deux systèmes optiques principaux: les systèmes OCDMA cohérents où les informations de phase de la porteuse optique sont très importantes pour le processus de diffusion. Ces systèmes utilisent des codes bipolaires constitués de -1 et 1 qui sont strictement orthogonaux. Cette orthogonalité améliore donc les performances du système et réduit les interférences multi-accès (MAI). Cependant, cette catégorie d'encodage utilise de nombreux composants qui rendent le système plus complexe et rendent l'infrastructure mise en place plus coûteuse. Deuxièmement, les systèmes OCDMA incohérents dans lesquels les processus de codage et de décodage sont basés sur une modulation d'intensité et une détection directe. Ce type de systèmes devient en fait l'intérêt de plusieurs chercheurs du fait de sa simplicité et de son faible coût de mise en œuvre. En revanche, les systèmes OCDMA incohérents utilisent des codes unipolaires constitués de 0 et 1 qui est des séquences de codes utilisés dans de tels systèmes ne peuvent pas être strictement orthogonale. Cela implique que les données émises par les différents utilisateurs du système interfèrent les unes avec les autres, ce qui limite par conséquent les performances du système [53].

Dans le système OCDMA, les recherches de codage ont commencé par un codage dimensionnel (1D). L'interférence d'accès multiple (MAI) est considérée comme la principale altération du système OCDMA. En ordre pour éliminer l'MAI et augmenter le nombre d'utilisateurs actifs, nous devons augmenter la longueur du code. La réalisation de longs 1Ds le code a besoin de bandes passantes de filtre très étroites et d'une consommation d'énergie élevée, ce qui rend difficile la réalisation d'un système OCDMA même utilisant une architecture simple [81].

Dans un système OCDMA à codage d'amplitude spectrale (SAC-OCDMA), l'effet de l'MAI peut, en théorie, être supprimé en utilisant des codes avec des inters corrélations en phase fixes. Divers codes ont été proposés comme, Modified Double Weight MDW in [82], flexible cross correlation FCC dans [83], Diagonal Eigenvalue Unity DEU dans [84]. Pour supprimer l'effet MAI. Cependant, ces codes souffrent d'une manière ou d'une autre de diverses limitations. Les constructions de code sont soit avec une longueur de code trop longue (par exemple, code MDW), soit avec un inter corrélation variable (par exemple, Random Diagona code RD). Une longue longueur de code est considérée comme désavantageuse dans sa mise en œuvre, car des sources de bande très large ou des bandes passantes de filtre étroits sont nécessaires. En effet, dans ces systèmes, la principale limite sur

les performances du système est imposée par le bruit d'intensité induit par phase (PIIN). Dans le système OCDMA, PIIN est lié à l'MAI en raison du chevauchement des spectres de différents utilisateurs. Lorsque des champs lumineux incohérents sont mélangés et incident sur un photo-détecteur, le bruit de phase des champs provoque un terme de bruit d'intensité dans la sortie du photo-détecteur. PIIN provient du mélange de deux champs lumineux non corrélés qui ont une polarisation identique, un bruit d'auto-intensité négligeable et ayant le même spectre et la même intensité. L'élargissement du spectre au-delà de la bande passante électrique maximale et de la variance du photo-courant est une signature classique de l'occurrence de PIIN. Il est important de noter que le MAI peut être résolu par soustraction électrique, mais le PIIN demeure. Ainsi, dans les systèmes OCDMA; le PIIN inhérent peut gravement affecter les performances globales du système.

La conception de code avec un inter corrélation nulle est requis dans les systèmes OCDMA car ces codes suppriment l'effet de MAI et suppriment l'effet de PIIN. L'effet de PIIN est ignoré et seuls les effets du bruit thermique et du bruit de grenaille sont considérés ici en raison de l'absence de l'inter corrélation entre les utilisateurs et ainsi que la réduction de nombre des composants du Systems au niveau de la réception. Plusieurs codes ont été proposés dans la famille des codes à inter corrélations nulle comme Multi-Diagonal MD code dans [85], Single Weight Zero Cross Correlation (SWZCC) dans [86], new zero cross correlation NZCC dans [87],.... [84].

Afin de réduire la longueur du code et améliorer les performances d'un système OCDMA unidimensionnel, des approches multidimensionnelles ont été développées en combinant le temps, la longueur d'onde, l'espace et la polarisation où de nombreuses recherches ont été étudiées dans les approches spectrales / temporelles, spectrales / spatiales, spatiales / temporelles, spectres / temps / spatiales et spectrales / temporelles / polarisation [53].

Dans ce cas, plusieurs codes ont été construites Nous les mentionnons, dans [88] deux dimension code proposée appelé 2D-Perfect Difference (PD), 2D-Multi-Diagonal code dans [89], 2D-Diagonal Eigenvalue Unity (2D-DEU) dans [90] et ainsi les codes 2D-Pascal Triangle Zero cross correlation (2D-PTZCC) et 2D-Single Weight Zero Cross Correlation (2D-SWZCC) dans [91] [81] respectivement.

Dans ce chapitre nous avons proposé quelques exemples sur les codes optiques unipolaires à une dimension et à deux dimensions et leur construction comme 1D-MDW, 1D-FCC, 1D-DEU, 1D-MD, 1D-SWZCC, 1D-NZCC, 2D-DEU, 2D-PTZCC et 2D-SWZCC.

2. Construction de codes optiques unipolaires

Pour une implémentation dans un système optique à détection directe les codes bipolaires ne sont pas utilisables et il est nécessaire de développer des familles de codes unipolaires adaptés avec les systèmes optiques.

Il y a trois critères nécessaires qu'une famille de code doit respecter pour pouvoir être utilisée dans un système SAC-OCDMA:

1. Avoir une longueur constante pour tous les codes de la famille.
2. Avoir un poids constant (w : c'est le nombre des bits de '1').
3. Avoir une inter corrélation λ_c constante entre les codes du même groupe de famille.

3. Les codes optiques unidimensionnels 1-D à inter corrélation nulle $\lambda_c=0$

3.1. Multi-Diagonal (MD)

Le code MD est caractérisé par les paramètres (N, W, λ_c) où N est la longueur du code (nombre total de chips 0 et 1), W est le poids du code (les nombres des bits de 1), et λ_c est inter corrélation en phase entre les codes.

Étape 1:

Tout d'abord, construisez une séquence de matrices diagonales en utilisant la valeur du poids (W) et du nombre d'abonnés (K).

En fonction de ces valeurs, i, j_w sera défini. Où K et W sont des nombres entiers positifs, ($i = 1, 2, 3, \dots, i_n = K$) sont définis par le nombre de lignes dans chaque matrice, et ($j_w = 1, 2, 3, 4, \dots, W$) représentera le nombre de diagonales matrices.

Étape 2:

Sur la base des équations suivantes, les séquences MD sera calculé pour chaque matrice diagonale

$$S_{i,j_w} = \begin{cases} (i_n + 1 - i), & \text{Pour } j_w = \text{nombre pair} \\ i & , \text{Pour } j_w = \text{nombre impair} \end{cases} \quad \text{(III.1)}$$

$$S_{i,1} = \begin{bmatrix} 1 \\ 2 \\ 3 \\ \vdots \\ K \end{bmatrix}, S_{i,2} = \begin{bmatrix} K \\ \vdots \\ 3 \\ 2 \\ 1 \end{bmatrix}, S_{i,3} = \begin{bmatrix} 1 \\ 2 \\ 3 \\ \vdots \\ K \end{bmatrix}, \dots, S_{i,W} = \begin{bmatrix} 1 \\ 2 \\ 3 \\ \vdots \\ K \end{bmatrix} \quad \text{(III.2)}$$

Tous les éléments des matrices $S_{i,W}$ représentent la position de l'un dans Matrices $T_{i,W}$ aux dimensions $K \times K$.

Où $T_{i,1} = [S_{i,1}]_{K \times K}$, $T_{i,2} = [S_{i,2}]_{K \times K}$ et $[S_{i,W}]_{K \times K}$ Donc

$$T_{i,1} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 1 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & 1 \end{bmatrix}_{K \times K}, T_{i,2} = \begin{bmatrix} 0 & \dots & 0 & 1 \\ 0 & \dots & 1 & 0 \\ \vdots & \ddots & \ddots & \vdots \\ 1 & \dots & 0 & 0 \end{bmatrix}_{K \times K}, \dots, T_{i,W} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 1 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & 1 \end{bmatrix}_{K \times K} \quad \text{(III.3)}$$

Étape 3 :

La combinaison totale des matrices diagonales précédentes représente le code MD comme une matrice de puissance $K \times N$

$$MD = [T_{i,1}, T_{i,2}, \dots, T_{i,W}]_{K \times K} \quad (\text{III.4})$$

$$MD = \begin{bmatrix} a_{1,1} & a_{1,2} & \dots & a_{1,N} \\ a_{2,1} & a_{2,2} & \dots & a_{2,N} \\ a_{3,1} & a_{3,2} & \dots & a_{3,N} \\ \vdots & \vdots & \dots & \vdots \\ a_{i_n,1} & a_{i_n,2} & \dots & a_{i_n,N} \end{bmatrix}_{K \times N} \quad (\text{III.5})$$

À partir de la matrice MD, les lignes déterminent le nombre d'utilisateurs (K). Notez que l'association entre le poids du code (W), la longueur du code (N) et le nombre d'abonnés (K) peuvent être donnée par la relation suivante:

$$N = K \times W \quad (\text{III.6})$$

Par exemple, pour générer une famille de codes MD selon les étapes précédentes, on prendre comme exemple les paramètres suivantes $K = 4$ et $W = 3$.

Par conséquent, $i = 1, 2, 3, 4$, $i_n + 1 = 5$ et $j_W = 1, 2, 3$ Les matrices diagonales peuvent être exprimées comme:

$$S_{i,1} = \begin{bmatrix} 1 \\ 2 \\ 3 \\ 4 \end{bmatrix}, S_{i,2} = \begin{bmatrix} 4 \\ 3 \\ 2 \\ 1 \end{bmatrix}, S_{i,3} = \begin{bmatrix} 1 \\ 2 \\ 3 \\ 4 \end{bmatrix} \quad (\text{III.7})$$

La séquence de codes MD pour chaque matrice diagonale est représentée comme suit:

$$T_{i,1} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}_{4 \times 4}, T_{i,2} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}_{4 \times 4}, T_{i,3} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}_{4 \times 4} \quad (\text{III.8})$$

Le code MD pour 4 utilisateurs sera :

$$MD = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}_{4 \times 12} \quad (\text{III.9})$$

Où le nombre d'utilisateurs $K = 4$ et la longueur de chaque code est $N = 12$.

3.2. Single Weight Zero Cross Correlation (SWZCC)

Ce code est représenté sous forme matricielle. Le code SWZCC est dérivé de la diagonale ZCC de base matrice. Les étapes de génération de cette matrice sont données ci-dessous :

Étape 1:

Une matrice de base diagonale ZCC. Par exemple, la matrice diagonale de base 3×3 peut être représenté par :

$$D_1 = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{III.10})$$

Étape 2:

Pour augmenter le nombre d'utilisateurs simultanés, en utilisant la propriété de décalage temporel, faites pivoter la matrice diagonale par une unité. Le nombre de rotations nécessaires pour la matrice 3×3 est 2. Donc, $M-1$ nombre de rotations requises pour une matrice $M \times M$. La matrice résultante D_2 est présentée ci-dessous

$$D_2 = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{III.11})$$

En général, D_2 pour la matrice 3×3 peut être donné par

$$D_2 = \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ a_3 \end{bmatrix} \quad (\text{III.12})$$

Et contient 3 nombres de sous-matrices. Où les sous-matrices sont

$$a_1 = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}, a_2 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}, a_3 = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{III.13})$$

Généralement, une matrice $M \times M$ présenté par un nombre M de sous-matrices

Étape 3:

La matrice D_2 augmente la taille du code. Mais la corrélation du code en est une. C'est-à-dire le nombre de cases de fréquences communes occupées par les deux. Les codes entre les sous-matrices a, b et c sont égaux à un. Ainsi, pour réduire la valeur de corrélation de un à zéro, une technique d'étalement de code est introduite dans la matrice D_2 . Pour cela, générez d'abord 9 numéros de matrice de 3×3 zéros, 3 à partir de chaque sous-matrices comme $a_{11}, a_{12}, a_{13}, a_{21}, a_{22}, a_{23}, a_{31}, a_{32}$ et a_{33}

$$D_{9 \times 9} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{III.14})$$

Enfin, disposez les éléments de la matrice a_1 en tant qu'éléments diagonaux pour la première matrice 3×9 de D. Répartissez également les éléments de la matrice a_2 et a_3 en tant qu'éléments diagonaux pour la deuxième et la troisième matrice 3×9 de D et on obtienne une matrice SWZCC de taille 9×9

$$D_{9 \times 9} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{III.15})$$

Dans la matrice ci-dessus, le nombre de lignes représente le nombre d'utilisateurs simultanés et les colonnes représentent la longueur du code. En utilisant des matrices de base 3×3 , nous pouvons générer une famille de codes pour 9 utilisateurs actifs. La longueur de code du code est 9 et le poids est égal à un. Par conséquent, une matrice $M \times M$ générera un nombre M^2 de codes et la longueur du code est linéairement proportionnelle au nombre d'utilisateurs simultanés. Mais, le poids du code est toujours égal à un quel que soit le nombre d'utilisateurs actifs.

La relation entre le nombre d'utilisateurs (K) et la longueur du code (N) est donnée par :

$$\left. \begin{array}{l} K = M^2 \\ N = M^2 \end{array} \right\} \text{ Alors } K=N \quad (\text{III.16})$$

3.3. New Zero Cross Correlation (NZCC)

La matrice est construite en considérant un type de matrice anti-diagonale [X] de taille $m \times m$ où a, b éléments sont nuls pour tout $a, b \in \{1, \dots, m\}$ avec $a + b \neq m + 1$. En d'autres termes, X a toutes les entrées nulles, mais les entrées en haut à droite à en bas à gauche de la diagonale sont supposées être 1. Une matrice de base [X] de taille 3×3 avec un poids de code ($w= 1$), par exemple, est donnée ci-dessous où les lignes signifient le nombre d'utilisateurs (u) et les colonnes signifient la longueur minimale du code (l)

$$X = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}_{3 \times 3} \tag{III.17}$$

D'après la matrice [X], inter corrélation entre les utilisateurs est nulle. Le nombre d'utilisateurs et la longueur du code peuvent être augmentés en utilisant la méthode suivante.

La matrice est construite en insérant la matrice de colonne au premier bloc, suivie d'une matrice de type anti-diagonale, ($w -1$), des matrices de type identité temporelle et le dernier bloc rempli d'une matrice de colonne comme indiqué dans le diagramme suivant.

Exemple pour $W = 2$:

$$X = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \tag{III.18}$$

Pour $W=3$

$$X = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \tag{III.19}$$

Les codes pour 5 utilisateurs sont peut-être considérés comme suite

$$C_u = \begin{cases} C_1 = \lambda_6 \lambda_{11} \lambda_{15} \\ C_2 = \lambda_5 \lambda_7 \lambda_{12} \\ C_3 = \lambda_4 \lambda_8 \lambda_{13} \\ C_4 = \lambda_3 \lambda_9 \lambda_{14} \\ C_5 = \lambda_1 \lambda_2 \lambda_{10} \end{cases} \tag{III.20}$$

La relation entre le poids (W) et la longueur du code (l) est donnée par équation suivante :

$$l=W^2 + 2w \tag{III.21}$$

La figure (III.1) présente le schéma simplifié de code NZCC

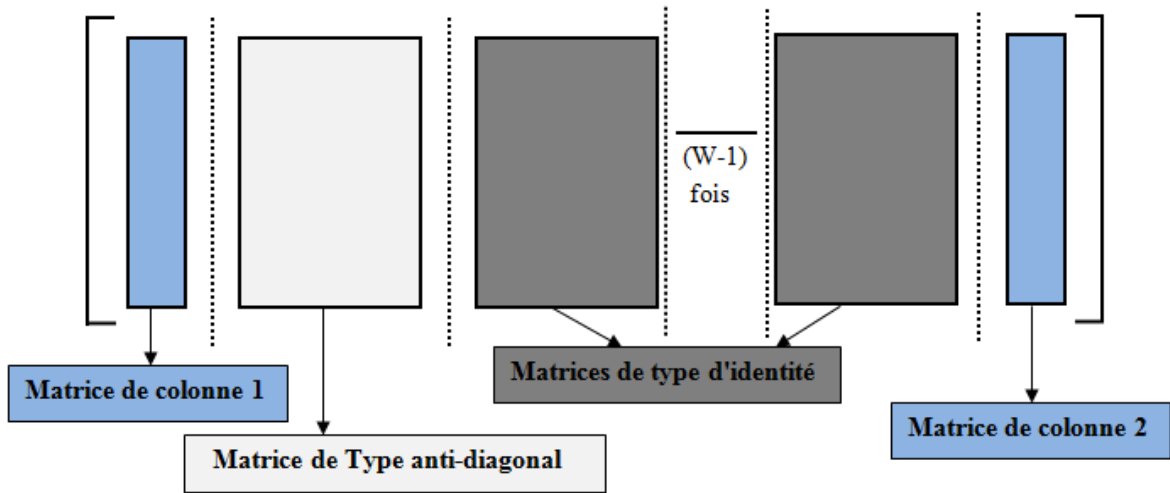


Figure (III.1): Représentations de diagramme de bloc NZCC

4. Les codes optiques unidimensionnels 1-D à inter corrélation non nulle $\lambda_c \geq 1$

4.1. Double-Weight (DW)

Les nouvelles familles de codes proposées sont appelées DW codes. Il peut être construit en utilisant les étapes suivantes.

Étape 1 :

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

$$H_1 = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 0 \end{bmatrix}_{2 \times 3} \quad (\text{III.22})$$

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

Étape 2 :

Une technique de cartographie simple est utilisée pour nombre de codes comme indiqué ci-dessous :

$$H_2 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & H_1 \\ H_1 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{III.23})$$

Notez que lorsque le nombre d'utilisateurs, K augmente, le code longueur, N augmente également. La relation entre les deux paramètres, K et N sont donnés par l'équation (III.24) :

$$N = \frac{3K}{2} + \frac{1}{2} \left[\text{Sin} \left(\frac{K\pi}{2} \right) \right]^2 \quad (\text{III.24})$$

Notez que C_i , où $i = 1, 2, 3 \dots N$, est le nombre de colonnes du codes qui représente également le spectre position des chips.

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

$$C_{2,k} = C_N \quad (\text{III.25})$$

$$C_{1,k} = C_{N-1} \quad (\text{III.26})$$

Où N est comme dans l'équation (III.24). Notez que la position de spectre du deuxième poids $C_{2,k}$ est toujours la même comme la longueur minimale du code, N tandis que le premier poids, $C_{1,k}$ est toujours une position avant. Cela rend la construction de code DW simple. Par exemple, si $K = 4$, la longueur minimale du code, N est équivalent à 6 en utilisant Équation (III.23), et les positions spectrales $C_{1,4}$ et $C_{2,4}$ sont C_5 et C_6 obtenus à l'aide des équations (III.25) et (III.26) respectivement. Il est important que les positions de poids soient conservées par paires, de sorte que moins de filtres peuvent être utilisés dans l'encodeur et le décodeur. De cette façon, un filtre avec la bande passante deux fois la largeur de la puce peut être utilisée, au lieu de deux filtres différents.

4.2. Modified Double Weight (MDW)

La construction du code MDW dans les réseaux SAC-OCDMA proposé par S.A. Aljunid, et al [82]. Le code à double poids modifié (MDW) est développé à partir de la famille du code (DW).

Les codes DW et MDW sont conçus avec les propriétés du code de base connues sous le nom de : longueur, poids et cross corrélation du code (N, W, λ_c). Le code DW est conçu avec un poids fixe de 2 tandis que le code MDW, le poids peut être dans n'importe quel nombre pair supérieur à 2. Le MDW avec le poids de 4 est utilisé comme exemple. En tant que famille de code DW, MDW peut également être représenté en utilisant la matrice $K \times N$.

Dans cet exemple la matrice de base (9,4,1) du code MDW est donnée sous la forme :

$$H_{m1} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 \\ 1 & 1 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{III.27})$$

Notez que la structure similaire du code DW de base, H_1 est toujours maintenu avec une légère modification, les paires de poids doubles sont maintenues de manière à n'autoriser que de chips qui se chevauchent dans chaque colonne. Ainsi, la combinaison de 1, 2, 1 chips est

maintenue pendant toutes les trois colonnes comme dans le code DW de base. C'est important de maintenir $\lambda = 1$.

La même technique de mapping que pour le code DW est utilisée pour augmenter le nombre d'utilisateurs. Le Code MDW de poids 4 notée $(N, 4, 1)$ pour toute longueur de code N donnée, peut être lié au nombre d'utilisateurs K à travers :

$$N = 3K + \frac{8}{3} \left[\sin \left(\frac{K\pi}{3} \right) \right]^2 \quad (\text{III.28})$$

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

La largeur spectrale totale ΔV d'un système DW et MDW est régi par la longueur du code, N . En supposant que les chips sont idéalement de forme rectangulaire, la relation peut s'écrire :

$$\Delta V = \Delta FN \quad (\text{III.29})$$

Où ΔF est la largeur de la puce. L'équation (III.28) est toujours valable pour les systèmes de code DW et MDW pour le nombre K d'utilisateurs multiplexés dans une fibre commune, la longueur de code entière N est spectralement couverte, comme le montre le tableau III.1.

<i>K^{ème}</i>	C₉	C₈	C₇	C₆	C₅	C₄	C₃	C₂	C₁
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

Tab III.1 : Exemple De Séquences De Code MDW (W = 4)

4.3. Flexible Cross Correlation (FCC)

La construction du code FCC dans les réseaux SAC-OCDMA proposé par C. B. M. Rashidi et al. [83] est basée sur trois étapes afin de permettre aux récepteurs de distinguer chacun des utilisateurs possibles, réduire les interférences de canal et pour accueillir un grand nombre d'utilisateurs.

Etape 1:

L'ensemble du code optique est défini par : sa longueur N , son poids W et son degré de similarité entre différents utilisateurs appelé cross-corrélation maximale λ_{max} .

Cet ensemble de codes est alors représenté par une matrice de code $K \times N$, où K représente le nombre d'utilisateurs. Cette matrice A_K^W peut s'écrire sous la forme :

$$A_K^W = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} & a_{13} & 0 & 0 & \dots & 0 \\ a_{21} & a_{22} & a_{23} & a_{24} & 0 & \dots & \vdots \\ 0 & a_{32} & a_{33} & a_{34} & a_{35} & 0 & \vdots \\ 0 & 0 & a_{43} & a_{44} & a_{45} & a_{46} & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & \dots & \dots & \dots & a_{N}^K \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_1 \\ A_2 \\ A_3 \\ \vdots \\ A_K \end{bmatrix} \quad (\text{III.30})$$

Où

$$\begin{aligned} A_1 &= a_{11}, a_{12}, a_{13}, \dots, a_{1N} \\ A_2 &= a_{21}, a_{22}, a_{23}, a_{24}, \dots, a_{2N} \\ A_3 &= a_{31}, a_{32}, a_{33}, a_{34}, \dots, a_{3N} \\ &\vdots \\ A_K &= a_{K1}, a_{K2}, a_{K3}, \dots, a_{KN} \end{aligned} \quad (\text{III.31})$$

La matrice de code $K \times N$ est appelée matrice de code tridiagonale, dont les éléments a_{ij} de la matrice A_K^W sont des séquences binaire (0,1).

Cette matrice peut être définie sous la forme :

$$A_K^W = a_{ij} = 0 \text{ ou } 1 \text{ pour } \begin{matrix} i=1,2,\dots,K \\ j=1,2,\dots,N \end{matrix} \quad (\text{III.32})$$

Les lignes $A_1, A_2 \dots A_K$ représentent les mots code et W représente leurs poids.

Etape 2:

Les K codes représentés par les K lignes de la matrice du code $K \times N$ dans l'équation (III.30) doivent représenter un ensemble valide de mots code K avec des cross corrélation en phase λ_{max} et un poids de code W ; Il doit satisfaire aux conditions suivantes ;

1. Le poids du code de chaque mot code doit être égal à W où :

$$\sum_{j=1}^N a_{ij} = W, \quad i = 1, 2, \dots, K \quad (\text{III.33})$$

2. La cross corrélation en phase λ_{max} entre tous les mots de code K ne doit pas dépasser le poids du code W :

$$X_i X_j^T = \begin{cases} \leq \lambda_{max} & \text{for } i \neq j \\ = W & \text{for } i = j \end{cases} \quad (\text{III.34})$$

3. D'après l'équation (III.34), on voit que le $W = X_i X_i^T$ est la fonction d'autocorrélation en phase des codes. $X_i Y_j^T$ est le cross corrélation déphasée entre les $i^{\text{ème}}$ et $j^{\text{ème}}$ codes. Ça suit que $X_i X_i^T$ doit être supérieur à $X_i Y_j^T$ En d'autres termes, $W > \lambda_{max}$

4. Toutes les K lignes de A_K^W doivent être linéairement indépendantes car chaque mot code doit être unique différent des autres mots. C'est-à-dire que le rang de la matrice de code $K \times N$ doit être K . De plus, pour qu' A_K^W ait le rang K , il peut donc s'écrire $N \geq K$.

Étape 3 :

Parmi les quatre conditions ci-dessus à l'étape 2, l'une des matrices séquences binaires comme montré dans l'équation (III.30) à l'étape 1, dont la première $i^{\text{ème}}$ ligne pour le premier K utilisateur est donnée par :

$$A_i = \begin{matrix} r(i-1) & W & r(K-i) \\ 0 \dots 0 & 11 \dots 1 & 0 \dots 0 \end{matrix} \quad (\text{III.35})$$

Le N des codes qui est la longueur des lignes de la matrice de code $K \times N$ A_K^W est donné par :

$$N = KW - \lambda_{\max}(K - 1) \quad (\text{III.36})$$

On peut voir que le N est minimum dans les conditions supposées. Le tableau III.2 montre un simple exemple du code FCC ou le poids $W = 2$, le nombre d'utilisateurs $K = 3$ et $\lambda_{\max} \leq 1$

Les utilisateurs	les codes
U_1	1 1 0 0
U_2	0 1 1 0
U_3	0 0 1 1

Tab III.2 : le code FCC à trois utilisateurs

4.4. Diagonal Eigen Unity (DEU) :

La construction du code DEU dans les réseaux OCDMA est proposée par Hassan Yousif Ahmed, K.S. Nisar [84]. La nouvelle famille de codes appelée : Diagonal Eigen Value Code (DEU) avec un cross corrélation en phase idéal pour les systèmes SAC-OCDMA est caractérisé par les paramètres L, W, N, λ_c , où L est la longueur du code, N le nombre d'utilisateurs, W le poids du code, et λ_c le cross corrélation ($\lambda_c \leq 1$). Ces familles de codes construites sur la base d'un type de bloc Jordan matrice utilisant les paramètres (W, N) .

Quatre ensembles de DEU basés sur les paramètres (W, N) pour la combinaison (pair, pair), (pair, impair), (impair, impair) et (impair, pair) sont construits.

4.4.1. Étapes de la construction du code DEU :

Étape 1 : Calculer les positions des SSD (Successive Super Diagonal).

Étape 2 : Calculez les positions des MD (Multi Diagonal).

Étape 3 : Calculez la longueur de code L , en utilisant $L = N(W - 1) + 1$.

Étape 4 : Calculez la dimension de la matrice DEU $N \times L$.

Étape 5 : Remplissez les positions $(MD)_k$ et $(SSD)_k$ dans la matrice DEU avec des uns et remplissez les espaces vides avec des zéros à gauche.

Le code DEU est divisé en quatre sous-ensembles basés sur les paramètres (W, N) pour les combinaisons (pair, pair)-(pair, impair)-(impair, pair)-(impair-impair) représentés dans le tableau III.3.

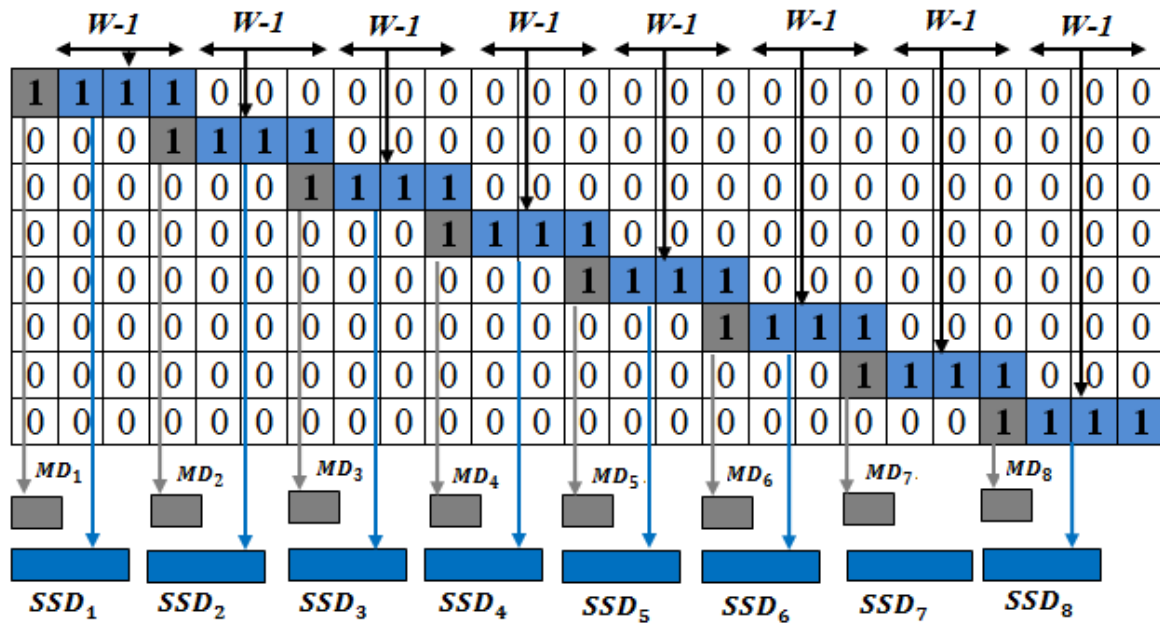


Figure (III.2) : Représentation graphique des modèles du code DEU.

Nombre D'utilisateurs N	Pair	Pair	Impair	Impair
Poids Du Code W	Pair	Impair	Impair	Pair

Tab III.3 : Possibilités de combinaison DEU (CP).

La formule générale pour trouver des positions des uns dans les SSD paires est :

$$PSSD = \{(r, rW - (r + W - 3)), (r, rW - (r + W - 4)), (r, rW - (r + W - 5)), \dots\} \quad (III.37)$$

$(W - 1)terms$

Où r est le nombre de lignes ($r = 1, 2, 3, \dots, N$) et W le poids du code.

Pour l'instant, considérons le cas de (pair, pair), pour $W = 4$ et $N = 8$; le premier utilisateur (utilisateur n° 1) a les possibilités suivantes basé sur l'équation. (III.37) :

$$(1,1 \times 4 - (1 + 4 - 3)), (1,1 \times 4 - (1 + 4 - 4)), (1,1 \times 4 - (1 + 4 - 5))$$

Ce qui donne

$$(1,2), (1,3), (1,4).$$

4.4.2. Exemples De Code : Considérons les cas suivants :

Cas 1 : pair, pair. (W = 4, N= 8)

Étape 1 : Calculer les positions des « 1 » dans les super successifs diagonale (PSSD) en utilisant Eq. (III.37).

Pour W = 4 et N = 8, les entrées suivantes sont calculées basé sur l'équation. (III.37) comme suit :

$$\text{Pour } r = 1 ; \text{PSSD} = (1, 2), (1, 3), (1, 4). \quad ; \quad \text{Pour } r = 5 ; \text{PSSD} = (5, 14), (5, 15), (5, 16).$$

$$\text{Pour } r = 2 ; \text{PSSD} = (2, 5), (2, 6), (2, 7). \quad ; \quad \text{Pour } r = 6 ; \text{PSSD} = (6, 17), (6, 18), (6, 19).$$

$$\text{Pour } r = 3 ; \text{PSSD} = (3, 8), (3, 9), (3,10). \quad ; \quad \text{Pour } r = 7 ; \text{PSSD} = (7, 20), (7, 21), (7, 22).$$

$$\text{Pour } r = 4 ; \text{PSSD} = (4, 11), (4, 12), (4, 13). \quad ; \quad \text{Pour } r = 8 ; \text{PSSD} = (8, 23), (8, 24), (8, 25).$$

Étape 2 : calculer les positions des 1 dans les PMD en utilisant l'équation. (III.38).

$$PMD = (r, (w - 1)r - 2) \quad \text{(III.38)}$$

Où r = 1, 2, 3, . . . , N. Pour W = 4 et N = 8, les entrées suivantes sont calculées en fonction de

Eq. (III.37) comme suit :

$$\text{Pour } r = 1 ; \text{PMD} = (1, 1). \quad ; \quad \text{Pour } r = 5 ; \text{PMD} = (5,13).$$

$$\text{Pour } r = 2 ; \text{PMD} = (2, 4). \quad ; \quad \text{Pour } r = 6 ; \text{PMD} = (6,16).$$

$$\text{Pour } r = 3 ; \text{PMD} = (3, 7). \quad ; \quad \text{Pour } r = 7 ; \text{PMD} = (7,19).$$

$$\text{Pour } r = 4 ; \text{PMD} = (4,10). \quad ; \quad \text{Pour } r = 8 ; \text{PMD} = (8,22).$$

Étape 3 : Calculez la longueur de code L, en utilisant : $L = N(W - 1) + 1$ W = 4 Et N = 8;

$$L = 8(4 - 1) + 1 = 25 .$$

Étape 4 : Calculez les dimensions de la matrice DEU $N \times L$. N = 8 et L = 25 ; Les dimensions de la matrice DEU est de 8×25.

Étape 5 : Remplissez les positions $(MD)_k$ et $(SSD)_k$ dans la matrice DEU avec «1» et remplissez les espaces vides avec «0» à gauche. En utilisant les étapes 1 à 5, remplissez les positions de MD et SSD pour les utilisateurs avec «1» à quatre endroits (W = 4) et le reste

places avec «0» (c.-à-d. $L - W = 25 - 4 = 21$) dans la matrice DEU. Le tableau III.4 montre un exemple de modèles du code DEU pour $W = 4$ et $N = 8$ en utilisant les étapes ci-dessus.

1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
0	0	0	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
0	0	0	0	0	0	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	1	1	0	0	0	0	0
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	1	1	0	0	0
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	1	1	0	0	0

Tab III.4 : Modèles de code DEU pour ($W = 4$ et $N = 8$).

Cas 2 : pair, impair. ($W = 4, N = 7$)

Étape 1 : Calculer les positions des «1» dans les super successifs diagonale (PSSD) en utilisant Eq. (III.37). Pour $W = 4$ et $N = 7$, les entrées suivantes sont calculées basé sur l'équation. (III.37) comme suit :

- Pour $r = 1$; PSSD = (1, 2), (1, 3), (1, 4). ; Pour $r = 5$; PSSD = (5,14), (5, 15), (5, 16).
- Pour $r = 2$; PSSD = (2, 5), (2, 6), (2, 7). ; Pour $r = 6$; PSSD = (6,17), (6, 18), (6, 19).
- Pour $r = 3$; PSSD = (3, 8), (3, 9), (3, 10). ; Pour $r = 7$; PSSD = (7,20), (7, 21), (7, 22).
- Pour $r = 4$; PSSD = (4,11), (4, 12), (4, 13).

Étape 2 : calculer les positions des «1» dans la diagonale principale (PMD) par Eq. (III.38). Pour $W = 4$ et $N = 7$, les entrées suivantes sont calculées basé sur l'équation. (III.38) comme suit :

- Pour $r = 1$; PMD = (1, 1). ; Pour $r = 5$; PMD = (5, 13).
- Pour $r = 2$; PMD = (2, 4). ; Pour $r = 6$; PMD = (6, 16).
- Pour $r = 3$; PMD = (3, 7). ; Pour $r = 7$; PMD = (7, 19).
- Pour $r = 4$; PMD = (4, 10).

Étape 3 : Calculez la longueur de code L , en utilisant $L = N(W - 1) + 1$ $W=4$ et $N=7$;

$$L = 7(4 - 1) + 1.$$

Étape 4 : Calculez la dimension de la matrice DEU $N \times L$. $N = 7$ et $L = 22$; La dimension de la matrice DEU est 7×22 .

Étape 5 : Remplissez les positions $(MD)_k$ et $(SSD)_k$ dans la matrice DEU avec «1» et remplissez les espaces vides avec «0» à gauche. En utilisant les étapes 1 à 5, remplissez les

positions de MD et SSD pour les utilisateurs avec «1» à quatre endroits ($W = 4$) et le reste places avec «0» (c.-à-d. $L - W = 22 - 4 = 18$) dans la matrice DEU. Le tableau III.5 montre un exemple de modèles du code DEU pour $W = 4$ et $N = 7$ en utilisant les étapes ci-dessus.

1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
0	0	0	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
0	0	0	0	0	0	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	1	1	0	0	0	0
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	1	1	0	0
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	1	1

Tab III.5 : Modèles de code DEU pour ($W = 4$ et $N = 7$)

Cas 3 : impair, impair ($W = 3, N = 7$)

Étape 1 : Calculer les positions des «1» dans les super successifs diagonale (PSSD) par Eq. (III.37). Pour $W = 3$ et $N = 7$, en utilisant Eq. (III.37) les entrées suivantes de La matrice DEU sont calculées comme suit :

- Pour $r = 1$; PSSD = (1, 2), (1, 3). ; Pour $r = 5$; PSSD = (5, 10), (5, 11).
- Pour $r = 2$; PSSD = (2, 4), (2, 5). ; Pour $r = 6$; PSSD = (6, 12), (6, 13).
- Pour $r = 3$; PSSD = (3, 6), (3, 7). ; Pour $r = 7$; PSSD = (7, 14), (7, 15).
- Pour $r = 4$; PSSD = (4, 8), (4, 9).

Étape 2 : calculer les positions des «1» dans la diagonale principale (PMD) par Eq. (III.39).

$$PMD = (r, (W - 1)r - 1) \tag{III.39}$$

Où $r = 1, 2, 3, \dots, N$.

Pour $W = 3$ et $N = 7$, en utilisant Eq. (III.39). Les entrées suivantes de la matrice DEU sont calculés comme suit :

- Pour $r = 1$; PMD = (1, 1). ; Pour $r = 5$; PMD = (5, 9).
- Pour $r = 2$; PMD = (2, 3). ; Pour $r = 6$; PMD = (6, 11).
- Pour $r = 3$; PMD = (3, 5). ; Pour $r = 7$; PMD = (7, 13).
- Pour $r = 4$; PMD = (4, 7).

Étape 3 : Calculez la longueur de code L , en utilisant $L = N(W - 1) + 1$ $W=3$ et $N=7$;

$$L = 7(3 - 1) + 1.$$

Étape 4 : Calculez la dimension de la matrice DEU $N \times L$. $N = 7$ et $L = 15$; La dimension de la matrice DEU est 7×15 .

Étape 5 : Remplissez les positions $(MD)_k$ et $(SSD)_k$ dans la matrice DEU avec «1» et remplissez les espaces vides avec «0» à gauche. En utilisant les étapes 1 à 5, remplissez les positions de MD et SSD pour les utilisateurs avec «1» à quatre endroits ($W = 4$) et le reste places avec «0» (c.-à-d. $L - W = 15 - 3 = 12$) dans la matrice DEU. Le tableau III.6 montre un exemple de modèles du code DEU pour $W = 3$ et $N = 7$ en utilisant les étapes ci-dessus.

1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
0	0	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
0	0	0	0	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0
0	0	0	0	0	0	1	1	1	0	0	0	0	0	0
0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	1	0	0	0	0
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	1	0	0
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	1

Tab III.6 : Modèles de code DEU pour ($W = 3$ et $N = 7$)

Cas 4 : impair, pair ($W = 3, N = 8$)

Étape 1 : Calculer les positions des «1» dans les super successifs diagonale (PSSD) par Eq. (III.37). Pour $W = 3$ et $N = 8$, utilisez Eq. (III.37) les entrées suivantes de La matrice DEU sont calculées comme suit :

Pour $r = 1$; PSSD = (1, 2), (1, 3). ; Pour $r = 5$; PSSD = (5, 10), (5, 11).

Pour $r = 2$; PSSD = (2, 4), (2, 5). ; Pour $r = 6$; PSSD = (6, 12), (6, 13).

Pour $r = 3$; PSSD = (3, 6), (3, 7). ; Pour $r = 7$; PSSD = (7, 14), (7, 15).

Pour $r = 4$; PSSD = (4, 8), (4, 9). ; Pour $r = 8$; PSSD = (8, 16), (8, 17).

Étape 2 : calculer les positions des «1» dans la diagonale principale (PMD) par Eq. (III.39). Pour $W = 3$ et $N = 8$ en utilisant Eq. (III.39) les entrées suivantes de La matrice DEU ont été calculées comme suit :

Pour $r = 1$; PMD = (1, 1). ; Pour $r = 5$; PMD = (5, 9).

Pour $r = 2$; PMD = (2, 3). ; Pour $r = 6$; PMD = (6,11).

Pour $r = 3$; PMD = (3, 5). ; Pour $r = 7$; PMD = (7,13).

Pour $r = 4$; PMD = (4, 7). ; Pour $r = 8$; PMD = (8, 15).

Étape 3 : Calculez la longueur de code L, en utilisant $L = N(W - 1) + 1$ $W=3$ et $N=8$;

$$L = 8(3 - 1) + 1 = 17.$$

Étape 4 : Calculez la dimension de la matrice DEU $N \times L$. $N = 8$ et $L = 17$; La dimension de la matrice DEU est 8×17 .

Étape 5 : Remplissez les positions $(MD)_k$ et $(SSD)_k$ dans la matrice DEU avec «1» et remplissez les espaces vides avec «0» à gauche. En utilisant les étapes 1 à 5, remplissez les positions de MD et SSD pour les utilisateurs avec «1» à quatre endroits ($W = 3$) et le reste places avec «0» (c.-à-d. $L - W = 17 - 3 = 14$) dans la matrice DEU. Le tableau III.7 montre un exemple de modèles du code DEU pour $W = 3$ et $N = 8$ en utilisant les étapes ci-dessus.

1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
0	0	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
0	0	0	0	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
0	0	0	0	0	0	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0
0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	1	0	0	0	0	0	0
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	1	0	0	0	0
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	1	0	0
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	1

Tab III.7 : Modèles de code DEU pour ($W = 3$ et $N = 8$)

5. Les codes optiques à deux dimensions 2-D

5.1. Two Dimensional Diagonal Eigenvalue Unity (2D-DEU)

La construction du code 2D-DEU est basée sur le code 1D-DEU, qui est caractérisé par (N, p, λ_c), la longueur de code (N), le poids de code (p) et la corrélation croisée (λ_c). Sa longueur de code (N) dépend de la valeur du numéro d'utilisateur (K) et du poids du code (p).

$$N = K \times (P - 1) + 1 \tag{III.40}$$

Un exemple du code 1D-DEU avec $K = 4$ et $p = 3$ est présenté dans le tableau suivant (Tab III.8)

K=4, P=3									
q	séquence de code								
1	1	1	1	0	0	0	0	0	0
2	0	0	1	1	1	0	0	0	0
3	0	0	0	0	1	1	1	0	0
4	0	0	0	0	0	0	1	1	1

Tab III.8 : code 1D-DEU

Le code 2D-DEU est étendu du code 1D-DEU. Ça peut être généré en utilisant deux séquences de code du 1D-DEU.

Soit $X = [x_0, x_1, \dots, x_{M-1}]$ et $Y = [y_0, y_1, \dots, y_{P-1}]$ deux codes séquences de 1D-DEU. Leurs tailles de code sont C_1 et C_2 . Leurs longueurs de code sont $M = C_1 (p_1 - 1) + 1$ et $P = C_2 (p_2 - 1) + 1$. Leurs poids de code sont $p_1 = \sum_{i=0}^{M-1} x_i$ et $p_2 = \sum_{i=0}^{P-1} y_i$.

Le code 2D-DEU peut être exprimé comme suit:

$$A_{g,h} = Y_h^T X_g \tag{III.41}$$

Où X_g et Y_h sont les séquences de code $g^{ème}$ et $h^{ème}$ de la séquence de code spectrale (X) et spatiale (Y), respectivement, où $g = 1, \dots, C_1$ et $h = 1, \dots, C_2$.

Un exemple du code 2D-DEU pour ($p_1 = 3, K_1 = 2, p_2 = 3, K_2 = 2$) est présenté dans le tableau suivant (Tab III.9)

$p_1 = 3, K_1 = 2, p_2 = 3, K_2 = 2$																					
X_g	Y_h^T	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	1	0	0	0	0		
1		1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	1	0	0	0	0
1		1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	1	0	0	0	0
1		1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	1	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	0	0	0	0	0	0	0
1		1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	1	0	0	0	0
1		1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	1	0	0	0	0
1		1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	1	0	0	0	0

Tab III.9 : Code 2D-DEU

La cardinalité du nouveau code (C) est définie en fonction de la cardinalités de X et Y.

$$C = C_1 \times C_2 \tag{III.42}$$

Ainsi, sa longueur de code (L) s'écrit:

$$L = M \times P \tag{III.43}$$

5.2. Two Dimensional Pascal's Triangle Zero Cross Correlation (2D-PTZCC)

Le code 2D-PTZCC est conçu ci-dessus sur la base du code PTZCC. Le code PTZCC est attribué par ces paramètres (C, p, λ_c , L) où C fait référence au nombre d'utilisateurs actifs, p fait référence au poids du code, λ_c c'est inter corrélation en phase et enfin L fait respectivement référence à la longueur du code qui peut être exprimé comme:

$$L = p \times C \quad (\text{III.44})$$

La conception du triangle de Pascal est liée aux coefficients du binôme par la règle de Pascal qui est définie comme suite :

$$(a + b)^n = \sum_{k=0}^n \binom{n}{k} a^{n-k} b^k \quad (\text{III.45})$$

$$\binom{n}{k} = \binom{n-1}{k-1} + \binom{n-1}{k} \quad (\text{III.46})$$

Où n et k représentent des entiers positifs et $k = 0, 1, \dots, n$. Le type suivant indique les cinq premières rangées de triangle de Pascal :

5.2.1. Type de matrice triangulaire de Pascal (PTM)

Le PTM est défini en utilisant les nombres binaires où le PTM commence à partir de la deuxième ligne de PT conçue comme suit :

Tous les nombres qui diffèrent de (1), sont remplacés par (0) puis les branches extérieures du triangle sont remplies de zéros. Ainsi, nous pouvons écrire le 5×8 PTM de la deuxième ligne de PT comme suit:

$$PTM_2 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}_{5 \times 10} \quad (\text{III.47})$$

En outre, le PTM 5×11 commence à partir de la troisième ligne de PT est écrit comme suit:

$$PTM_3 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}_{5 \times 11} \quad (\text{III.48})$$

La figure III.3 ci-dessus montre les cinq premières lignes du Pascal matrice triangulaire (PTM) généralement définie par:

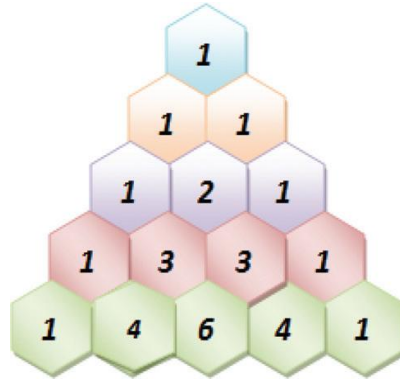


Figure (III.3) : Les cinq premières lignes du triangle de Pascal

Généralement, nous pouvons définir la matrice triangulaire de type Pascal (PTM) comme:

$$PTM_n = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & \dots & n \text{ fois} & \dots & 1 & 0 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & 0 & 1 & 0 & \dots & \dots & \dots & \dots & 0 & 1 & 0 & \vdots \\ \vdots & 0 & 1 & 0 & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & 0 & 1 & 0 & \vdots \\ 0 & 1 & 0 & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & 0 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & 0 & 1 \end{bmatrix}_{5 \times 11} \quad \text{(III.49)}$$

5.2.2. Droit et gauche de la matrice PTM (LPTM et RPTM)

Nous pouvons définir le LPTM et le RPTM en considérant respectivement la moitié gauche et la moitié droite du PTM, de sorte que les 5 × 4 LPTM et RPTM sont définis comme ci-dessous:

$$LPTM = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \text{ et } RPTM = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad \text{(III.50)}$$

5.2.3. Construction du code

Le code PTZCC peut être construit comme mentionné ci-dessus à l'aide de la règle de Pascal, décrit par les étapes suivantes:

Étape 1:

Au début, p fois sont remplis dans la p^{ème} rangée de PTM puis ceux sont ajoutés en diagonale.

Étape 2:

Les cases restantes sont remplies de zéros dans le PTM.

Étape 3:

Il y a deux cas:

Premier cas: si le poids du code (p) est impair, alors $p = 2n + 1$ et $n = 1, 2, 3, \dots$. Ensuite, $p - (n + 2)$ RTM et $p - (n + 1)$ LTM avec PTM résultent des étapes 1 et 2.

Deuxième cas: si le poids du code ($p > 2$) est pair, $p = 2n$ et $n = 2, 3, \dots$. Ensuite, $p - (n + 1)$ RPTM et $p - (n + 1)$ LPTM avec PTM résultent des étapes 1 et 2.

Étape 4:

Pour augmenter le nombre d'utilisateurs, la taille du code de RPTM et LPTM sont augmentés et répétés de l'étape 1- l'étape 3.

Cas 1: $p = 2$ et $C = 5$. Dans ce cas, le code PTM est généré directement.

$$PTM_{p=2,C=5} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad \text{(III.51)}$$

Cas 2: $p = 4$ et $C = 5$

Étape 1:

$p = 4$ fois «**uns**» sont remplis dans la quatrième rangée de PTM puis ceux sont ajoutés en diagonale.

Étape 2:

Les cases restantes sont remplies de « zéros » dans le PTM.

Étape 3:

Dans ce cas, le poids du code est pair et ($p > 2$), donc $p = 2n = 2 \times 2 = 4$. Il faut ajouter $p - (n + 1) = 4 - (2 + 1) = 1$ RPTM et $p - (n + 1) = 4 - (2 + 1) = 1$ LPTM avec PTM résultant des étapes 1 et 2.

$$PTM_{p=4,C=5} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad \text{(III.52)}$$

Cas 3: $p = 3$ et $C = 5$

Étape 1:

$P = 3$ fois «**uns**» sont remplis dans la troisième rangée de PTM puis ceux sont ajoutés en diagonale.

Étape 2:

Les cases restantes sont remplies de « zéros » dans le PTM.

Étape 3:

Dans ce cas, le poids du code est impair, donc $p = 2n + 1 = 2 \times 1 + 1 = 3$. Il faut ajouter $p - (n + 2) = 3 - (1 + 2) = 0$ RPTM et $p - (n + 1) = 3 - (1 + 1) = 1$ LPTM avec PTM résultant des étapes 1 et 2.

$$PTM_{p=3,C=5} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad \text{(III.53)}$$

Le 2D-PTZCC peut être conçu en prenant deux séquences de code de 1D-PTZCC:

$X = [x_0, x_1, \dots, x_{M-1}]$ et $Y = [y_0, y_1, \dots, y_{N-1}]$. X et Y ont tous deux la longueur de code $M = C_1 \times p_1$ et $N = C_2 \times p_2$ où leurs poids de code sont p_1 et p_2 . Leurs tailles de code sont C_1 et C_2 . Soit X_g et Y_h les séquences de code $g^{ème}$ et $h^{ème} = X$ et Y respectivement, où X_g présente la séquence de code spectrale où $g = 0, 1, 2, \dots, C_1 - 1$ et Y_h présentent la séquence de codes spatiaux où $h = 0, 1, 2, \dots, C_2 - 1$.

Le code 2D-PTZCC peut être exprimé comme suit:

$$A_{g,h} = Y_h^T X_g \quad \text{(III.54)}$$

Soit a_{ij} qui représente les éléments $A_{g,h}$ où $i = 0, 1, 2, \dots, M-1$, et $j = 0, 1, 2, \dots, N-1$. On peut donc exprimer $A_{g,h}$ par la matrice suivante :

$$A_{g,h} = \begin{bmatrix} a_{0,0} & a_{0,1} & \dots & a_{0,M-1} \\ a_{1,0} & a_{1,1} & \dots & a_{1,M-1} \\ a_{2,0} & a_{2,1} & \dots & a_{2,M-1} \\ \vdots & \vdots & \dots & \vdots \\ a_{p-1,0} & a_{p-1,1} & \dots & a_{p-1,M-1} \end{bmatrix} \quad \text{(III.55)}$$

Le tableau suivante présenté un code à deux dimension 2D-PTZCC caractérisé par $C_1 = 3, P_1 = 2 ; C_2 = 2, P_2 = 2$:

$X_0 = [0 \ 0 \ 1 \ 1 \ 0 \ 0], X_0 = [0 \ 1 \ 0 \ 0 \ 1 \ 0], X_0 = [1 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 1]$			
$Y_0^T = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ 1 \\ 0 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$
$Y_0^T = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$

Tab III.10 : Le code 2D-PTZCC

5.3. Two Dimensional Single Weight Zero Cross Correlation (2D-SWZCC)

Le nouveau code nommé (2D-SWZCC) propose une conception tout à fait unique de deux Code spectral / spatial dimensionnel développé pour être mis en œuvre dans les systèmes d'accès multiple par répartition optique non cohérente (OCDMA) Afin de battre l'effet de l'interférence d'accès multiple (MAI) et augmenter le nombre d' utilisateurs simultanés, la capacité et le débit de multiplexage, Le 2D-SWZCC proposé est généré à partir du nouveau code 1D-SWZCC. Chaque séquence de code est représentée par une matrice $M \times N$, où M et N sont les longueurs de code pour les composantes spectrales et spatiales. Le 1D-SWZCC est construit selon les étapes suivantes :

Étape 1 : créer une matrice d'identité I_L . Par exemple, $L = 3$, la matrice prend :

$$I_{3 \times 3} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \tag{III.56}$$

Étape 2 : En utilisant la propriété de décalage entre les lignes d'une unité, les nombres de rotation requis pour I_L sont $L - 1$. Le résultat de la rotation est présenté par $I_{L^2,L}$. À titre d'exemple, le nombre d'utilisateurs augmente de L à L^2 , également le cross corrélation devient égale à 1.

$$I_{L^2,L} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \tag{III.57}$$

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

$$A_1 = \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ a_3 \end{bmatrix} \text{ Où } a_1 = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} a_2 = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} a_3 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \quad \text{(III.58)}$$

Dans la matrice $I_{L^2,L}$, la cross corrélation entre les séquences de codes est une. 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 :

$$Z_k(i + (j - 1) \times 3, j) = a_k(i, j) \quad \text{(III.59)}$$

Le reste des éléments Z_k non définis dans l'équation. (III.59) est rempli par des zéros.

$$Z_1 = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad Z_2 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad Z_3 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad \text{(III.60)}$$

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

$$I = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \rightarrow I = ZCC = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad \text{(III.61)}$$

De la même manière, le reste des sous-matrices I_k est généré pour le reste d' a_k . Dans le dernier temps, le code SWZCC est généré en regroupant les sous-matrices I_k dans la matrice I_{L^2,L^2} .

Un exemple de 1D-SWZCC est présenté dans le tableau III.11, avec $L = 3$.

U_1	1	0	0	0	0	0	0	0
U_2	0	0	0	0	0	0	1	0
U_3	0	0	0	1	0	0	0	0
U_4	0	0	0	0	1	0	0	0
U_5	0	1	0	0	0	0	0	0
U_6	0	0	0	0	0	0	0	1
U_7	0	0	0	0	0	0	0	1
U_8	0	0	0	0	0	1	0	0
U_9	0	0	1	0	0	0	0	0

Tab III.11 : 1D-SWZCC pour 9 utilisateurs.

Le 2D-SWZCC est généré en utilisant deux séquences de codes de 1D-SWZCC notées par X et Y, pour les composantes spectrales et spatiales, respectivement (Tab III.12).

Les longueurs de code de X et Y sont : $M = K_1$ et $N = K_2$. Où K_1 et K_2 sont les cardinalités de X et Y, respectivement. L'équation de génération du code 2D-SWZCC est définie comme :

$$A_{g,h} = Y_h^T X_g \quad \text{(III.62)}$$

Où $g = 0, 1, 2, \dots, K_1 - 1$ et $h = 0, 1, 2, \dots, K_2 - 1$

$X_g = [X_0, X_1, \dots, X_{M-1}]$ et $Y_h = [Y_0, Y_1, \dots, Y_{N-1}]$ séquence de deux codes 1D-SWZCC.

	$X_0 = [1000]$	$X_1 = [0010]$	$X_2 = [0001]$
$Y_0^T = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$
$Y_1^T = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \\ 0 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$
$Y_2^T = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$


Tab III.12 : Code 2D-SWZCC pour $K_1 = K_2 = 3$

6. Conclusion

L'application du CDMA comme technique d'accès multiple pose simultanément la question de la mise en œuvre des codeurs et le quel du choix des séquences de codes à utiliser pour distinguer les signaux associés aux différents utilisateurs.

Dans ce chapitre, nous avons passé en revue les principales familles de codes 1Ds et 2Ds utilisables pour les systèmes OCDMA et leurs constructions. Concernant la première partie de ce chapitre nous avons étudié les différents codes 1Ds ainsi que leurs paramètres tels que la taille, la capacité de multiplexage et les critères de corrélation nulle (MD/SWZCC/NZCC) et non nulle (MDW/FCC/DEU), cette partie est conclue par la limitation de ces types de codes qui nous ont poussés à envisager le codage à deux dimensions.

Dans le but d'améliorer les systèmes OCDMA notre contribution à l'étude des codes 2-D est mise en avant dans la deuxième partie du chapitre telle que les codes (DEU/PTZCC/-SWZCC), cette famille de codes construits présente un bon compromis en termes de taille, de capacité de multiplexage et propriétés de corrélation. Pour cela, nous envisageons dans le chapitre suivant la mise en pratique de ces codes et nous représentons les résultats obtenus et leurs analyses.



Chapitre IV :
Simulation du système hybride
OCDMA/OFDM

1. Introduction

OCDMA est l'une des techniques de multiplexage conçues pour les réseaux sans fil qui permet d'affecter chaque utilisateur par une séquence de codes pour servir son adresse, et module le code de l'utilisateur avec des données et commence à transmettre de manière asychronique [91, 82]. Il existe deux schémas pour les systèmes OCDMA: cohérent et non cohérent. La différence entre eux que les premier et deuxième schémas dépendent respectivement des informations de phase et de l'amplitude du signal. Par conséquent, un schéma cohérent est décrit que son système est plus complexe que le système de schéma non cohérent [82]. En fait, la technologie OCDMA peut surmonter les inconvénients des techniques d'accès multiple par répartition en fréquence (FDMA) et d'accès multiple par répartition dans le temps (TDMA) qui limitent la fréquence et la tranche de temps respectivement pour chaque utilisateur. Compte tenu de ses avantages tels que: haute capacité, haut niveau de sécurité, large bande passante, vitesse de transmission de données élevée et forte capacité à transmettre des données avec plusieurs utilisateurs sur le même canal [92], les systèmes OCDMA souffrent de multiples inconvénients qui entravent leur performances et rendre le rapport signal / bruit (RSB) très limité, comme MAI. Cela signifie qu'il existe un chevauchement entre les utilisateurs du spectre qui provoque le bruit d'intensité induite par phase (PIIN) et dégrade donc les performances du système [90-93].

La technique de codage d'amplitude spectrale (SAC) et les deux codages dimensionnels ont été attirés par les chercheurs en raison de leur capacité à éliminer l'MAI. Cependant, la performance du système OCDMA reste affectée par PIIN [90]. De plus, la grande capacité des systèmes OCDMA utilisant des poids et des longueurs de code importants nécessite une puissance consommée élevée qui détériore en conséquence les performances du système [94]. En parallèle, pour augmenter la cardinalité des systèmes OCDMA (nombre d'utilisateurs actifs), il faut augmenter la longueur de code considérée comme un problème majeur notamment pour les systèmes unidimensionnels (1D). En conséquence, pour surmonter ces lacunes, de nouveaux codes bidimensionnels sont développés pour le codage spectral spatio-temporel. Dans l'ensemble, il existe plusieurs méthodes efficaces pour générer un nouveau code optique à deux dimensions: développer des codes 1Ds en combinant deux domaines simultanément: saut de fréquence et étalement dans le temps. Grâce à cela, il produira un nouveau code à forte cardinalité [95].

Rasim et al. [89] ont proposé un code 2D-MD pour le codage spectral-spatial basé sur le code 1D-MD où le MAI est totalement minimisé et PIIN est supprimé grâce à la propriété ZCC. Lin et al. [97] ont également proposé un code 2D-PD utilisant une propriété d'annulation MAI pour l'éliminer et réduire l'influence PIIN. Yeh et al. [98] ont proposé un 2D-DPD avec la structure système correspondante. Le code 2D-DPD a une propriété de suppression totale de PIIN. Matem et al. [99] ont proposé un nouveau code ayant une propriété d'inter corrélation nulle quel que soit le domaine spectral ou le domaine spatial appelé code d'inter corrélation nulle hybride 2D / multi diagonal (2D-ZCC / MD). Grâce à sa propriété, il peut limiter l'effet MAI.

afin d'obtenir une amélioration des performances dans l'amélioration des performances concernant le nombre maximal autorisé d'utilisateurs, le rapport signal sur bruit et le taux d'erreur binaire (minimum), le multiplexage par répartition en fréquence orthogonale (OFDM) est un format de modulation qui présente de nombreux avantages tels que haute efficacité spectrale, robustesse contre les retards et facilité d'estimation des canaux. Il a fait la transition dans le monde des communications optiques, où il a été appliqué à la transmission de fibres optiques à longue distance à des débits élevés. Par conséquent, l'utilisation de la technique OFDM avec SAC-OCDMA peut fournir une bonne utilisation du spectre, une vitesse de transmission accrue et un nombre élevé de sous-porteuses générées avec moins d'interférences entre les données reçues

Nous présentons dans ce chapitre, un nouveau code à deux dimensions appelés Two-Dimensional Half Spectral/Spatial Zero Cross Correlation (2D-HSSZCC) haute capacité basé sur un code 1D-ZCC qui peut éliminer totalement l'MAI grâce à sa flexibilité ZCC et sa complexité moindre, ce code implémenté dans le système (SAC-OCDMA) et évaluée en termes de rapport signal à bruit (SNR) et de taux d'erreur binaire (BER).

2. construction du code 2D-HSSZCC

La construction du code 2D-HSSZCC proposé est basée sur un code 1D-ZCC en divisant la matrice résultante en deux demis et en faisant tourner le second demi. La matrice est présentée par ces paramètres: " K ", " λ_c ", " w " et " L " qui se réfèrent au nombre d'utilisateurs simultanés, inter corrélation en phase, poids de code et longueur du code respectivement. La longueur du code (L) s'exprime comme suit:

$$L = W \times K \quad (\text{IV.1})$$

Le code présente de nombreux avantages tels que: une propriété d'inter corrélation nulle facile qui peut minimiser le chevauchement du spectre provenant de différents utilisateurs, fournir plus de flexibilité dans la longueur et le poids du code pour la raison qu'ils ne sont pas limités par un nombre fixe. En outre, il peut fournir un nombre élevé d'utilisateurs et un débit de données avec une source de lumière faible. Cherifi et al. [100] ont proposé une nouvelle méthode pour construire un code ZCC basé sur le remplissage de la matrice par des uns «1», sa rotation et la combinaison de la première matrice avec sa rotation. Il est possible de représenter le premier demi sous forme:

$$Z\left(\frac{K}{2}, w \times K\right) = \begin{bmatrix} C_1 \\ C_2 \\ \vdots \\ C_{K/2} \end{bmatrix} \quad (\text{IV.2})$$

La position des uns est remplie par la règle suivante:

$$C_{ij} = i + j \times \frac{K}{2} \quad (\text{IV.3})$$

Où $i = 1, 2, 3, \dots, K/2$ et $j = 0, 1, 2, \dots, i-2$

Par exemple, prenons $w = 2$ et $K = 6$ pour que la longueur du code soit égale à 12 et la position des uns soit remplie dans le tableau suivant (Tab IV.1).

	J		
	I		
	1	0	1
	2	2	5
	3	3	6

Tab IV.1 : La position des uns pour le code 1D-ZCC

Ensuite, la demi-matrice peut être écrite comme suit:

$$Première\ demi\ (ZCC) = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \tag{IV.4}$$

Après cela, la matrice arrière est tournée à 180° pour obtenir la matrice suivante:

$$Deuxième\ demi\ (ZCC) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \tag{IV.5}$$

La matrice 1D-ZCC est formée en combinant les deux demi-équations. (IV.4) et (IV.5) comme suit:

$$ZCC = \begin{bmatrix} Première\ demi\ (ZCC) \\ \text{-----} \\ Deuxième\ demi\ (ZCC) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \tag{IV.6}$$

Généralement, il est possible d'écrire une matrice ZCC en la divisant en quatre parties sous la forme suivante:

$$ZCC = \begin{bmatrix} remplis\ uns & | & remplis\ zéros \\ \text{-----} & | & \text{-----} \\ remplis\ zéros & | & remplis\ uns \end{bmatrix} \tag{IV.7}$$

Il est possible de concevoir le code 2D-HSSZCC en prenant deux séquences de code de 1D-ZCC: $X = \{x_0, x_1, x_2, \dots, x_{M-1}\}$ et $Y = \{y_0, y_1, y_2, \dots, y_{N-1}\}$. X et Y ont tous deux la longueur de code $M = w_1 K_1$ et $N = w_2 K_2$ où leurs poids et tailles de code sont w_1 et K_1 et w_2 et K_2 respectivement.

Soit X_g and Y_h sont les $g^{ème}$ et $h^{ème}$ séquences de code de X et Y respectivement, où X_g représente la séquence de code spectrale où $g = 0, 2, 1, \dots, K_1-1$ et Y_h présente la séquence de code spatial où $h = 0, 2, 1, \dots, K_2-1$. Le 2D-HSSZCC peut être exprimé comme [82-101-53]:

$$A_{g,h} = Y_h^T \cdot X_g \tag{IV.8}$$

Soit a_{ij} qui représente les éléments $A_{g,h}$ où $i = 0,2,1,\dots,M-1$ et $j = 0,2,1,\dots,N-1$. Ainsi $A_{g,h}$ peut être exprimé en Eq (IV.9). Un exemple des séquences de codes 2D-HSSZCC est présenté dans le Tab IV. 2 pour $(K_1 = 2, w_1= 2, K_2= 2, w_2 = 2)$.

$$A_{g,h} = \begin{bmatrix} a_{0,0} & a_{0,1} & \dots & a_{0,M-1} \\ a_{1,0} & a_{1,1} & \dots & a_{1,M-1} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ a_{N-1,0} & a_{N-1,1} & \dots & a_{N-1,M-1} \end{bmatrix} \tag{IV.9}$$

Selon les explications de l'inter corrélation du code 2D-HSSZCC, les matrices caractéristiques $A^{(d)} (d = 0, 1, 2, 3)$ s'écrivent comme [101]:

$$\begin{cases} A^{(0)} = Y^T \cdot X \\ A^{(1)} = Y^T \cdot \bar{X} \\ A^{(2)} = \bar{Y}^T \cdot X \\ A^{(3)} = \bar{Y}^T \cdot \bar{X} \end{cases} \tag{IV.10}$$

L'inter corrélation du code 2D-HSSZCC peut être exprimé comme [96]:

$$R(g, h) = \sum_{i=0}^{M-1} \sum_{j=0}^{N-1} a_{i,j}^{(0)} a_{ij}(g, h) = \begin{cases} w_1 \cdot w_2 & \text{pour } g = 0 \cap h = 0 \\ 0 & \text{autre} \end{cases} \tag{IV.11}$$

Spatial \ Spectrale	$X_0 = [1 \ 0 \ 1 \ 0]$	$X_1 = [0 \ 1 \ 0 \ 1]$
$Y_0^T = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 1 \\ 0 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$
$Y_1^T = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 \end{bmatrix}$

Tab IV.2 : Le code 2D-HSSZCC avec $(K_1 = 2, w_1= 2, K_2= 2, w_2 = 2)$

3. Description du système

La structure du système correspondant pour spectral-spatial est représenté sur la figure (IV.1) où il y a $C = C_1, C_2$ paires émetteurs-récepteurs et chacune d'elles utilise le mot de code 2D-HSSZCC $A_{g,h}$ et une étoile à coupleur N. Comme indiqué sur la figure (IV.1), le système proposé est composé des composants suivants: source de lumière incohérente, un modulateur

optique (MO) pour convertir les informations électriques sous forme optique, deux ensembles de réseaux de Bragg FBG1 et FBG2 à fibres ont le même numéro de réseau mais avec une disposition inverse et un séparateur à P sorties. Pour la partie émettrice, les informations électriques entrantes sont modulées par le MEO en fonction du schéma ON / OFF. Les signaux optiques modulés sont envoyés vers FBG1 et FBG2. Lorsque la composante de séquence de code spectrale X_g avec des longueurs d'onde conformes au "1" d'une séquence de code est réfléchié et les autres sont filtrées par FBG1. Alors, les composants réfléchis sont envoyés au FBG2 pour la compensation du retard de déclenchement. Plus tard, les impulsions optiques sont délivrées par le séparateur optique qui les divise en parties égales w_2 en fonction de leur envoi au coupleur en étoile afin de la composante de séquence de code spatial Y_h , après quoi les signaux optiques sont codés complètement en deux dimensions. La structure du système correspondant pour la partie réceptrice est représentée sur la figure (IV.1) et se compose des composants suivants: un combineur optique à P entrées, le détecteur direct (DD) comprend deux ensembles de réseaux de Bragg FBG1 et FBG2 à fibres ayant le même numéro de réseau mais avec détection inverse, deux circulateurs, une photodiode unique (PD) pour convertir les impulsions optiques en signaux électriques et enfin une entrée intégrateur de structure. Pour la partie réceptrice, les combineurs résumant les informations optiques entrantes des coupleurs en étoile afin de la composante de séquence de code spatial Y_h . FBG1 fonctionne pour refléter les mêmes composants de séquence de code spectral qui se conforment à "1" de X_g . FBG2 pour la compensation du retard de déclenchement. Enfin, le signal est agrégé et filtré par le filtre passe-bas (LPF).

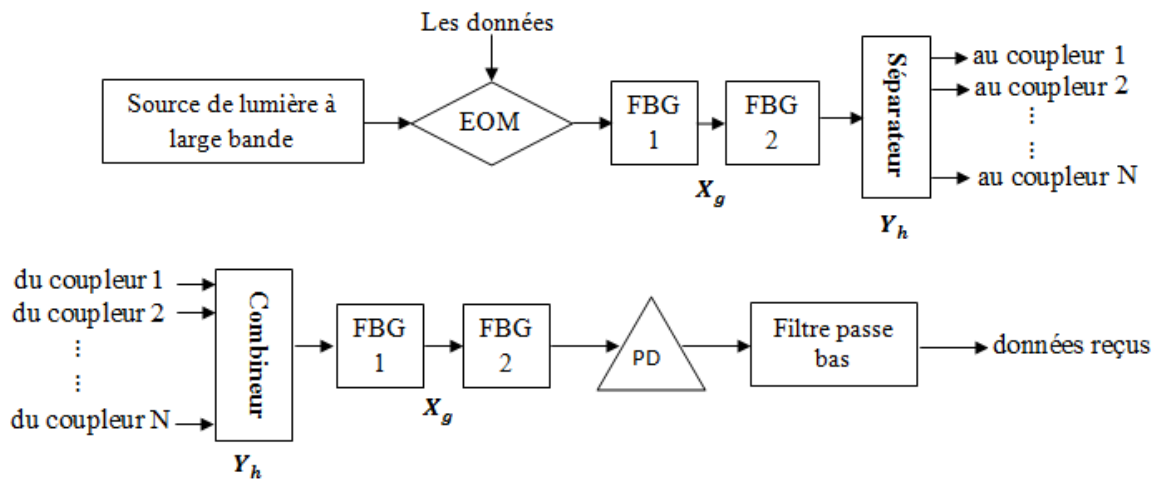


Figure (IV.1) : Système d'émission et de réception 2D-HSSZCC spectral / spatial

4. Performance du système

Pour évaluer les performances du système avec le code 2D-HSSZCC proposé, il doit tenir compte de l'effet du bruit de grenaille, du bruit thermique et du bruit PIIN. Le bruit PIIN est pris en compte car il existe un chevauchement entre différents spectres d'utilisateurs. Par conséquent, l'expression du bruit total dans notre système peut écrire comme suit [82-96-102-103-104-105] :

$$\begin{aligned}\sigma_{noise}^2 &= \sigma_{shot}^2 + \sigma_{PIN}^2 + \sigma_{thermal}^2 \\ &= 2eB_r I + B_r I^2 \tau_c + \frac{4K_b T_n B_r}{R_l}\end{aligned}\quad (\text{IV.12})$$

Où e fait référence à la charge d'électrons, B_r se réfère à la bande passante électrique, I fait référence à la moyenne du photo courant, K_b fait référence à la constante de Boltzmann, T_n la température absolue, R_l fait référence à la résistance de charge et enfin τ_c se réfère au temps de cohérence de la lumière qui peut être exprimé comme [96-81-91] :

$$\tau_c = \frac{\int_0^\infty G_0^v(v) dv}{\left(\int_0^\infty G_0(v) dv\right)^2} \quad (\text{IV.13})$$

Premièrement, la source de lumière à large bande non polarisée a un spectre plat sur $\left[v_0 - \frac{\Delta v}{2}, v_0 + \frac{\Delta v}{2}\right]$ où v_0 est la fréquence optique centrale et Δv est la largeur de bande de la source optique. Deuxièmement, une largeur spectrale similaire pour chaque composante spectrale produite par les codeurs spectraux. Troisièmement, même puissance pour chaque composante spectrale reçue par un utilisateur. Quatrièmement, la synchronisation pour chaque flux binaire de chaque utilisateur.

Sans ces hypothèses, l'analyse du système serait difficile. Par exemple, la puissance de chaque composante spectrale peut ne pas être identique et chaque utilisateur peut avoir une puissance inégale au niveau du récepteur. Des hypothèses similaires ont été adoptées par d'autres chercheurs [107]. En fonction de ces suppositions, nous pouvons écrire la densité spectrale de puissance (PSD) des signaux reçus comme [96-81-91] :

$$r(v) = \frac{P_{sr}}{w_2 \Delta v} \sum_{c=1}^C d(k) \sum_{i=0}^{M-1} \sum_{j=1}^{P-1} a_{i,j} \Pi(v, i) \quad (\text{IV.14})$$

Où P_{sr} est la puissance source effective et nous pouvons définir $u(v, i)$ comme :

$$\Pi(v, i) = \left\{ u \left[v - v_0 - \frac{\Delta v}{2M} (-M + 2i) \right] - \left[v - v_0 - u \frac{\Delta v}{2M} (-M + 2i + 2) \right] \right\} \quad (\text{IV.15})$$

Où $u(v)$ est la fonction de pas d'unité qui peut s'écrire :

$$u(v) = \begin{cases} 1, & \geq 0 \\ 0, & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (\text{IV.16})$$

En fonction de l'inter corrélation entre $A_{0,0}^0$ et $A_{g,h}$, nous pouvons écrire les courants de sortie de PD comme [96] :

$$\begin{aligned}I &= \Re \int_0^\infty r(v) dv \\ &= \Re \int_0^\infty \frac{P_{sr}}{w_2 \Delta v} \sum_{c=1}^C d_K R(i, j) \Pi(v, i) dv \\ &= \frac{\Re P_{sr}}{w_2 \Delta v} \left(1 \times w_1 w_2 \times \frac{\Delta v}{M} + 0 \right)\end{aligned}$$

$$= \frac{\Re P_{sr} w_1}{M} \quad (\text{IV.17})$$

Où \Re représente la réactivité de PD et exprimé comme : $\Re = \frac{\eta \cdot e}{h \cdot \nu_0}$, η , e , h , ν_0 Représentent respectivement l'efficacité quantique, la charge d'électron, la constante de Planck et la fréquence centrale de l'impulsion optique à large bande.

Bien que $M = K_1 w_1$ et $K_1 = K/K_2$, donc Eq. (IV.17) deviendra :

$$I = \frac{\Re P_{sr} K_2}{K} \quad (\text{IV.18})$$

La variance PIIN peut être exprimée comme suit :

$$\begin{aligned} \sigma_{PIIN}^2 &= B_r I^2 \tau_c = B_r I^2 \frac{\int_0^\infty G_0^2(v) dv}{(\int_0^\infty G_0(v) dv)^2} \\ &= B_r \Re^2 \int_0^\infty G_0^2(v) dv \\ &= B_r \Re^2 \int_0^\infty \left[\frac{P_{sr}}{w_2 \Delta v} \sum_{k=1}^K d_k R^{(0)}(i, j) \Pi(v, i) \right]^2 dv \\ &= \frac{B_r \Re^2 P_{sr}^2}{(w_2 \Delta v)^2} \left[(w_1 w_2)^2 * \frac{\Delta v}{M} + 0 \right] \\ &= \frac{B_r \Re^2 P_{sr}^2}{\Delta v M} w_1^2 \\ &= \frac{B_r M}{\Delta v} I^2 \end{aligned} \quad (\text{IV.19})$$

Par substitution des Eqs. (IV.18) et (IV.19) dans Eq. (IV.12) on obtient :

$$\sigma_{noise}^2 = \frac{2e B_r \Re P_{sr} K_2}{K} + \frac{B_r M}{\Delta v} I^2 + \frac{4K_b T_n B_r}{R_l} \quad (\text{IV.20})$$

D'après, la probabilité de transmettre les bits "0" et "1" est la même et égale à (0,5) donc Eq. (IV.20) deviendra :

$$\sigma_{noise}^2 = \frac{e B_r \Re P_{sr} K_2}{K} + \frac{B_r M}{2\Delta v} I^2 + \frac{4K_b T_n B_r}{R_l} \quad (\text{IV.21})$$

Enfin, en fonction des conséquences des équations. (IV.17) et (IV.30), l'expression SNR peut s'écrire comme :

$$SNR = \frac{I^2}{\sigma_{noise}^2}$$

$$SNR = \frac{\left[\frac{\mathcal{R}P_{sr}K_2}{K} \right]^2}{\frac{eB_r \mathcal{R}P_{sr}K_2}{K} + \frac{B_r M}{2\Delta\nu} I^2 + \frac{4K_b T_n B_r}{R_l}} \quad (\text{IV.22})$$

Ensuite, nous pouvons calculer le BER en utilisant l'approximation gaussienne comme [92, 90, 104, 106]:

$$BER = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \sqrt{SNR/8}$$

$$BER = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \sqrt{\frac{1}{8} \times \frac{\left[\frac{\mathcal{R}P_{sr}K_2}{K} \right]^2}{\frac{eB_r \mathcal{R}P_{sr}K_2}{K} + \frac{B_r M}{2\Delta\nu} I^2 + \frac{4K_b T_n B_r}{R_l}}} \quad (\text{IV.23})$$

5. Résultats Numériques

Les performances du code 2D-HSSZCC proposé sont simulées en utilisant le logiciel Matlab en termes de rapport signal / bruit (SNR) et de taux d'erreur sur les bits (BER) en fonction de quatre termes: nombre d'utilisateurs simultanés, puissance effective de la source, débit de données et largeur spectrale de la lumière avec les codes: 2D-PD et 2D-DPD dans [92-97-98] et 2D-MD, 2D-ZCC / MD dans [96-99] et pour les mêmes longueurs de code spectrale et spatiale ($M = 57$ et $N = 3$). Les paramètres utilisés pour le calcul numérique sont présentés dans le tableau IV.3.

Paramètres	Valeurs
Réactivité de PD (\mathcal{R})	0.75
Puissance de source efficace (P_{sr})	-10 dBm
Débit binaire des données (R_b)	1 Gbps
Résistance de charge du récepteur (R_l)	1030 Ω
Température de bruit du récepteur (T_n)	300 K
Largeur spectrale ($\Delta\nu$)	3.75 THz

Tab IV.3 : Paramètres utilisés dans le calcul numérique

La figure (IV.2) Montre la puissance effective de chaque utilisateur par rapport au BER, lorsque le débit binaire de données de 1 Gbps et le nombre d'utilisateurs actifs est constant à 100. Il est clair que le code proposé a besoin d'un P_{sr} mineur égal à -12,60 dBm tandis que 1D- Les codes ZCC et 2D-DPD et 2D-DCS nécessitent respectivement environ -8,7 dBm et -11,25 dBm. Pour le 2D-PD est saturé pour la condition d'erreur de 10^{-9} . De sorte que la puissance économisée soit égale à -3,9 dBm et -1,35 dBm compris avec 1D-ZCC et les deux 2D-DPD.

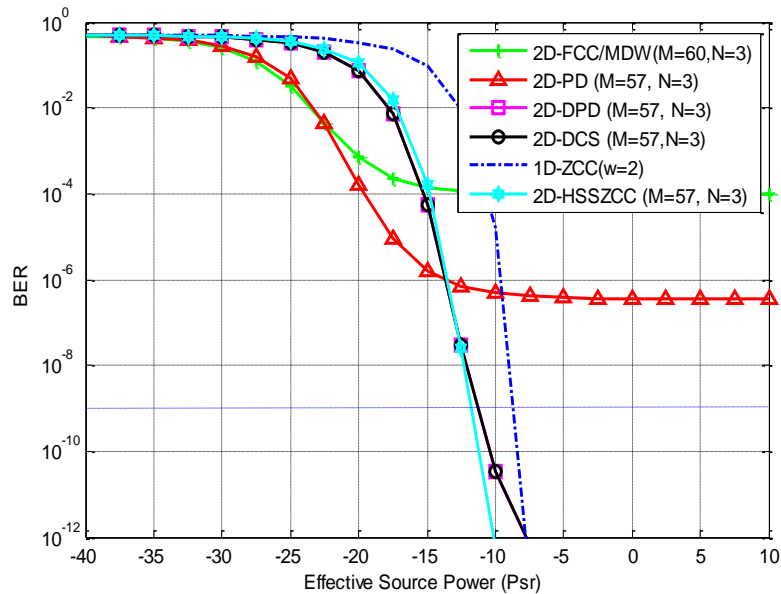


Figure (IV.2) : BER par rapport à la puissance de source efficace pour $K = 100$

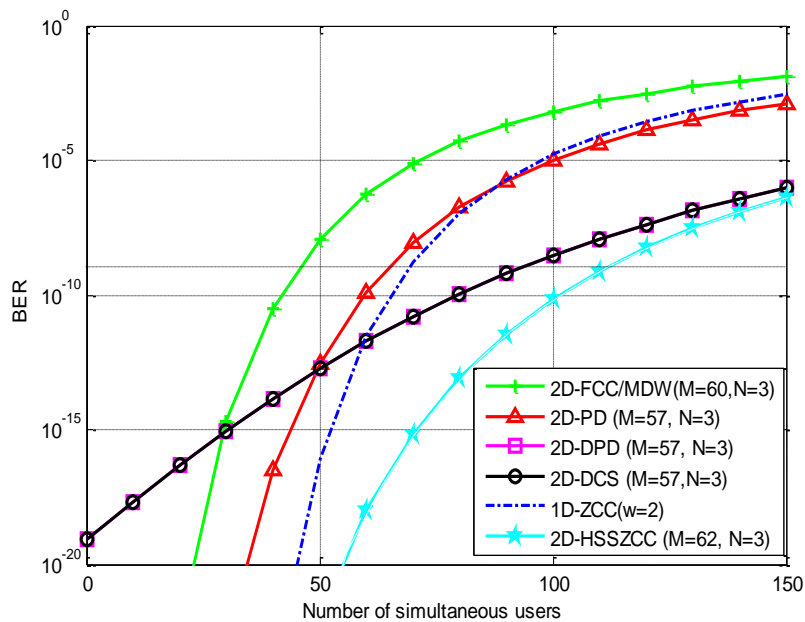


Figure (IV.3) : BER par rapport au nombre d'utilisateurs simultanés ($M = 57$ et $N = 3$)

La figure (IV.3) présente le nombre d'utilisateurs actifs de 2D-HSSZCC par rapport à BER, lorsque chaque puissance reçue est constante à -10 dBm et le débit binaire de données à 1 Gbps. Lorsque les longueurs de code sont les mêmes pour tous les codes, il est clair que notre code surpasse les systèmes 2D-PD et 2D-DPD. Pour la condition d'erreur 10^{-9} , le code proposé peut fournir 149 utilisateurs tandis que les codes 1D-ZCC, 2D-PD, 2D-FCC / MDW et 2D-DPD et 2D-DCS peuvent fournir 68, 64, 45 et 94 respectivement.

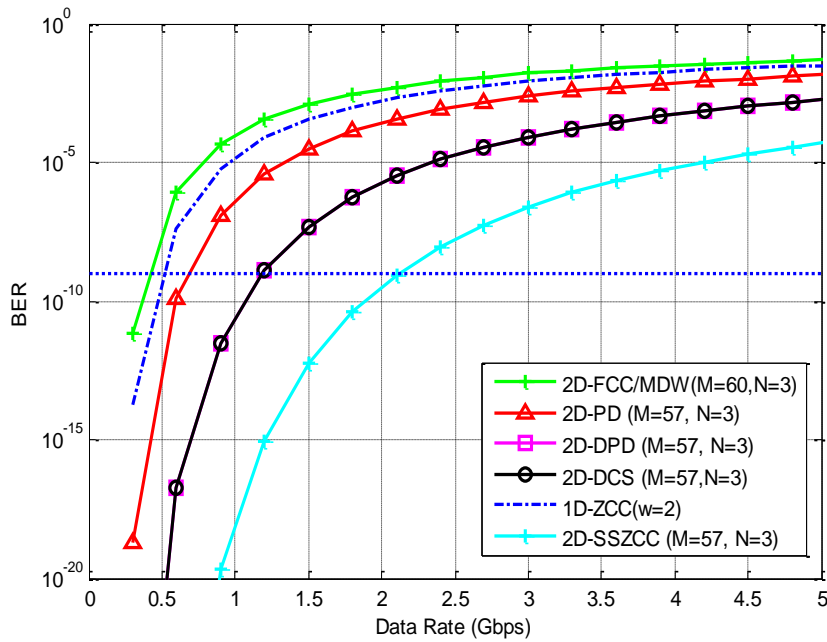


Figure (IV.4) : BER en fonction du débit de données pour (M = 57 et N = 3)

La figure (IV.4) présente la variation du BER par rapport au débit de données lorsque le nombre d'utilisateurs actifs et la puissance reçue sont respectivement de 100 et -10 dBm. Bien que les longueurs de code soient les mêmes pour tous les codes, le code proposé peut fournir un débit de données supérieur égal à 2,1 Gbps et les autres codes : 1D-ZCC, 2D-PD, 2D-FCC / MDW et à la fois 2D-DPD et 2D-DCS peut utiliser 0,52, 0,69, 0,42 et 1,18 Gbps respectivement.

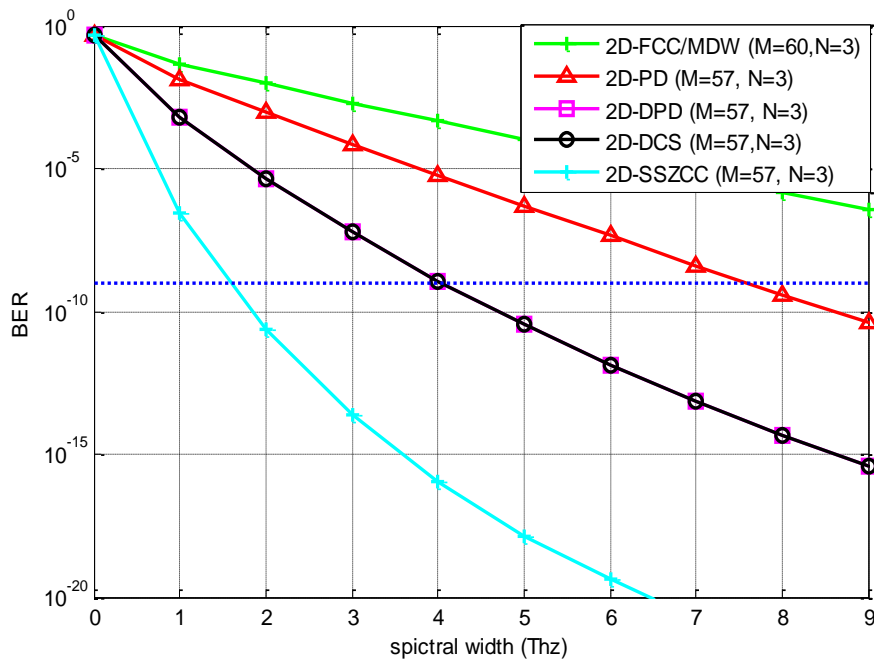
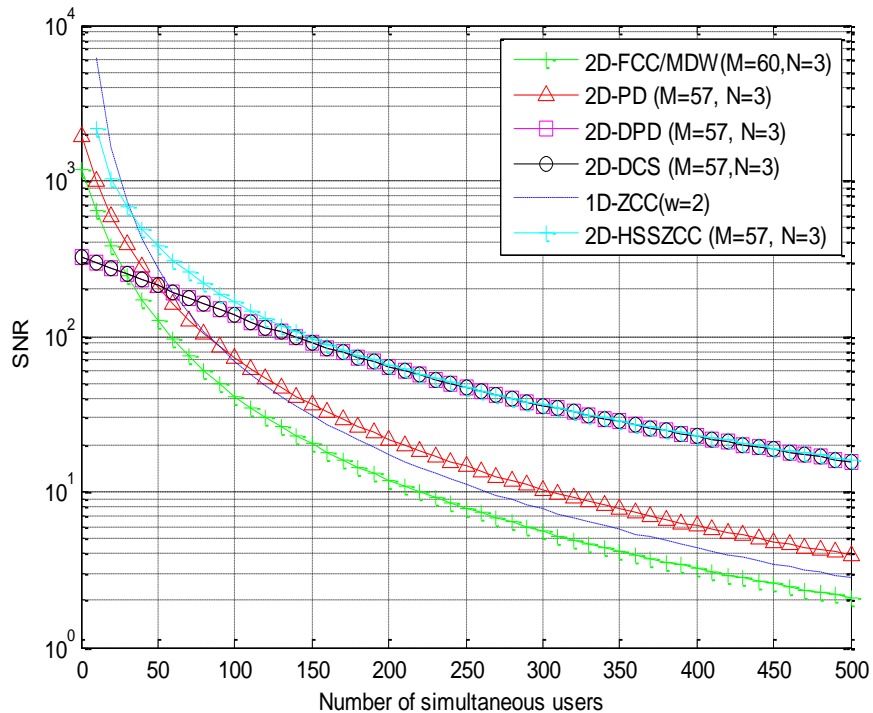


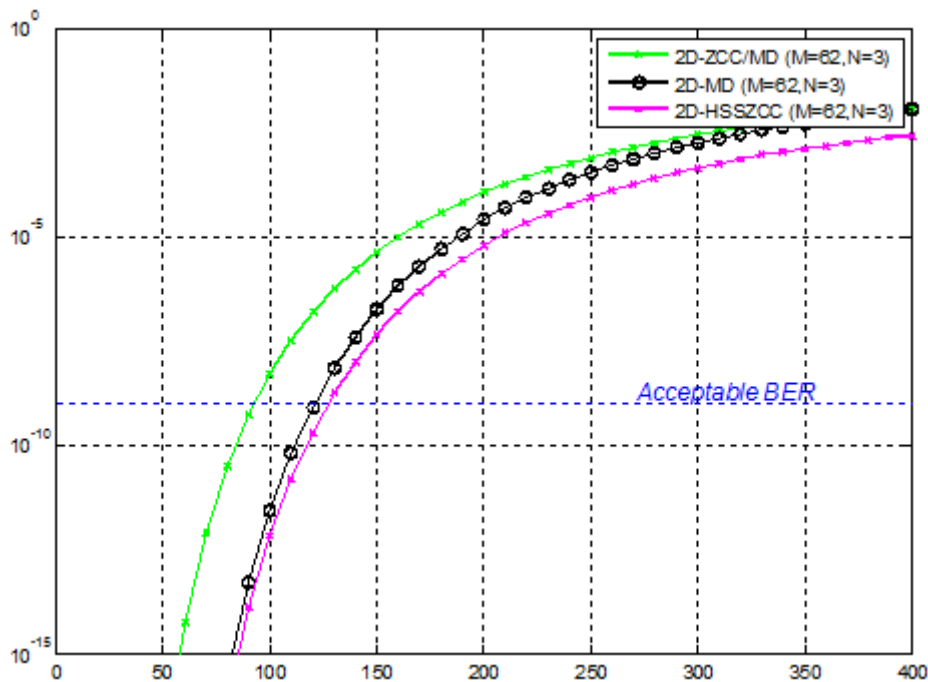
Figure (IV.5) : BER en fonction de la largeur spectrale pour (M = 57 et N = 3)

La figure (IV.5) présente la variation du BER par rapport à la largeur spectrale de la lumière lorsque -10 dBm et 1 Gbit / s de puissance reçue et de débit de données respectivement. Il est clair que le code proposé a besoin d'une largeur spectrale de la lumière plus étroite environ $1,6$ Thz et les autres codes nécessitent environ $7,6$ Thz et $4,03$ Thz pour les codes 2D-PD et 2D-DPD et 2D-DCS.



**Figure (IV.6) : SNR par rapport au nombre d'utilisateurs simultanés pour
(M = 57 et N = 3)**

Cette figure (Figure (IV.6)) montre la variation du SNR par rapport au nombre d'utilisateurs simultanés pour la largeur spectrale et la bande passante électrique : 5 THz et 500 MHz. Il est clair que le code proposé a des performances élevées qui renvoient à une puissance de signal élevée comparé avec la puissance de bruit.



**Figure (IV.7) : BER par rapport au nombre d'utilisateurs simultanés pour
(M = 62 et N = 3)**

Cette étude compare le code HSS-ZCC proposé avec les codes MD et ZCC / MD qui ont la même propriété de l'inter corrélation nulle, pour les mêmes longueurs de code : $M = 62$ et $N = 3$ pour les composantes spectrale et spatiale respectivement, comme illustré à la figure (IV.7). Notez qu'à une valeur BER acceptable 10^{-9} , le code 2D-HSSZCC peut prendre en charge environ 127 utilisateurs tandis que les codes 2D-MD et 2D-ZCC / MD prennent en charge environ 121 et 92 utilisateurs respectivement. Par conséquent, la capacité du système OCDMA a été améliorée d'environ 4,9% et 28,9% par rapport aux codes 2D-MD et 2D-ZCC / MD respectivement ; cela est dû à la bonne propriété auto / inter corrélation du code proposé.

6. Simulation Du Réseau

Dans cette section, les performances du système sont évaluées à l'aide du logiciel optisystem en termes de BER minimum et de facteur Q maximum, lorsque la puissance effective de la source $P_{sr} = -115$ dBm. Le débit de données de chaque utilisateur est de 622, 1 et 2,5 Gbps, la bande passante de chaque utilisateur FBG est de 0,3 nm, l'atténuation est de 0,25 dB / Km, la dispersion de 18 ps / nm / Km, le courant d'obscurité 10 nA, la réactivité PD est de 1 A / W, le bruit thermique est de 1.8×10^{-23} W / Hz et la fréquence de coupure est de 0,65 Mhz.

Les matrices utilisées dans deux systèmes : 2D-OCDMA basé sur les codes HSSZCC et MD sont présentés respectivement dans les tableaux 4 et 5. Pour cela, les diagrammes de l'œil pour le système proposé utilisent le code (2D-HSSZCC) est présenté sur les Figure 12-13 et 14 pour 0,622, 1 et 2,5 Gbps respectivement pour le système comparé (2D-MD) est présenté sur les Figures 10 et 11 pour 0,622 et 1 Gbps respectivement.

$Y_f^T \backslash X_e$	λ_1	λ_2	λ_3	λ_4	λ_1	λ_2	λ_3	λ_4
C_1	λ_1, C_1		λ_3, C_1			λ_2, C_1		λ_4, C_1
C_2								
C_3	λ_1, C_3		λ_3, C_3			λ_2, C_3		λ_4, C_3
C_4								
C_1								
C_2	λ_1, C_2		λ_3, C_2			λ_2, C_2		λ_4, C_2
C_3								
C_4	λ_1, C_4		λ_3, C_4			λ_2, C_4		λ_4, C_4

Tab IV.4 : Implémentation d'une matrice de code HSSZCC pour le réseau de systèmes 2D-Spectral / Spatial-OCDMA

$Y_f^T \backslash X_e$	λ_1	λ_2	λ_3	λ_4	λ_1	λ_2	λ_3	λ_4
C_1	λ_1, C_1			λ_3, C_1		λ_2, C_1	λ_4, C_1	
C_2								
C_3	λ_1, C_3			λ_3, C_3		λ_2, C_3	λ_4, C_3	
C_4								
C_1								
C_2	λ_1, C_2			λ_3, C_2		λ_2, C_2	λ_4, C_2	
C_3	λ_1, C_4			λ_3, C_4		λ_2, C_4	λ_2, C_4	
C_4								

Tab IV.5 : Implémentation d'une matrice de code MD pour le réseau de systèmes 2D-Spectral / Spatial-OCDMA

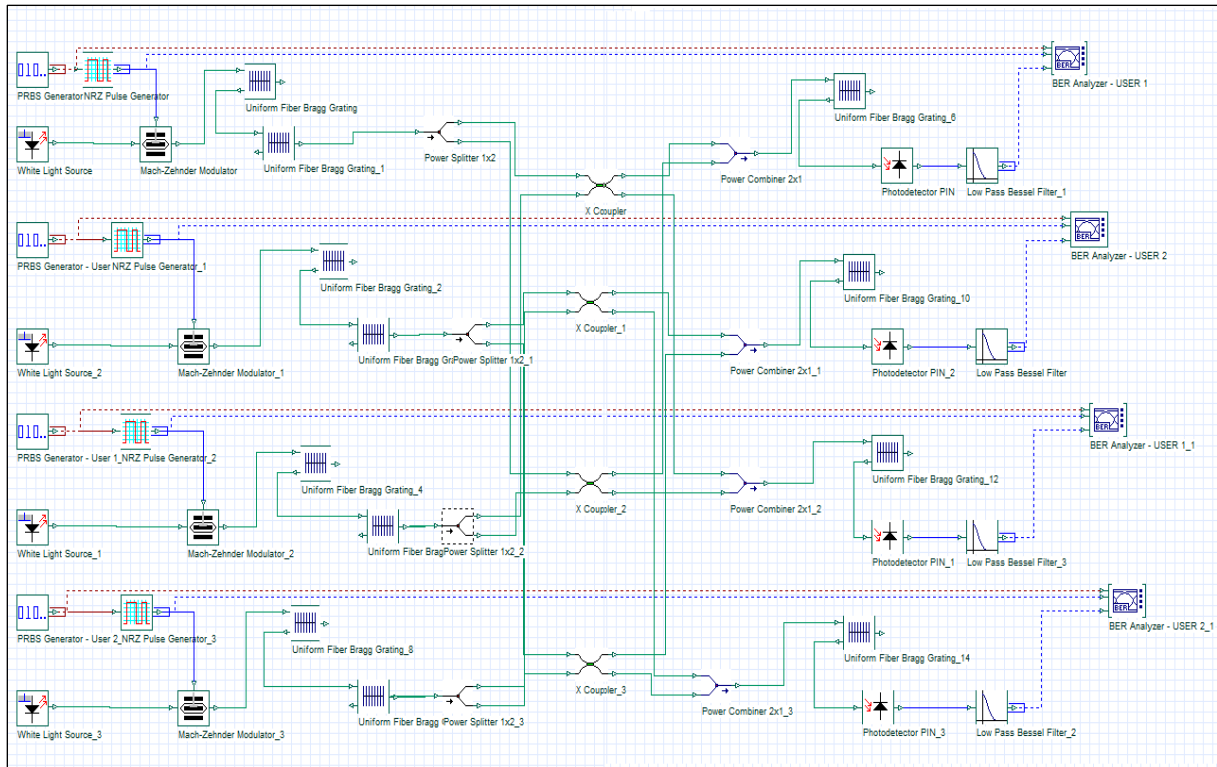


Figure (IV.8) : system 2D-OCDMA basé sur le code HSSZCC pour 4 utilisateurs

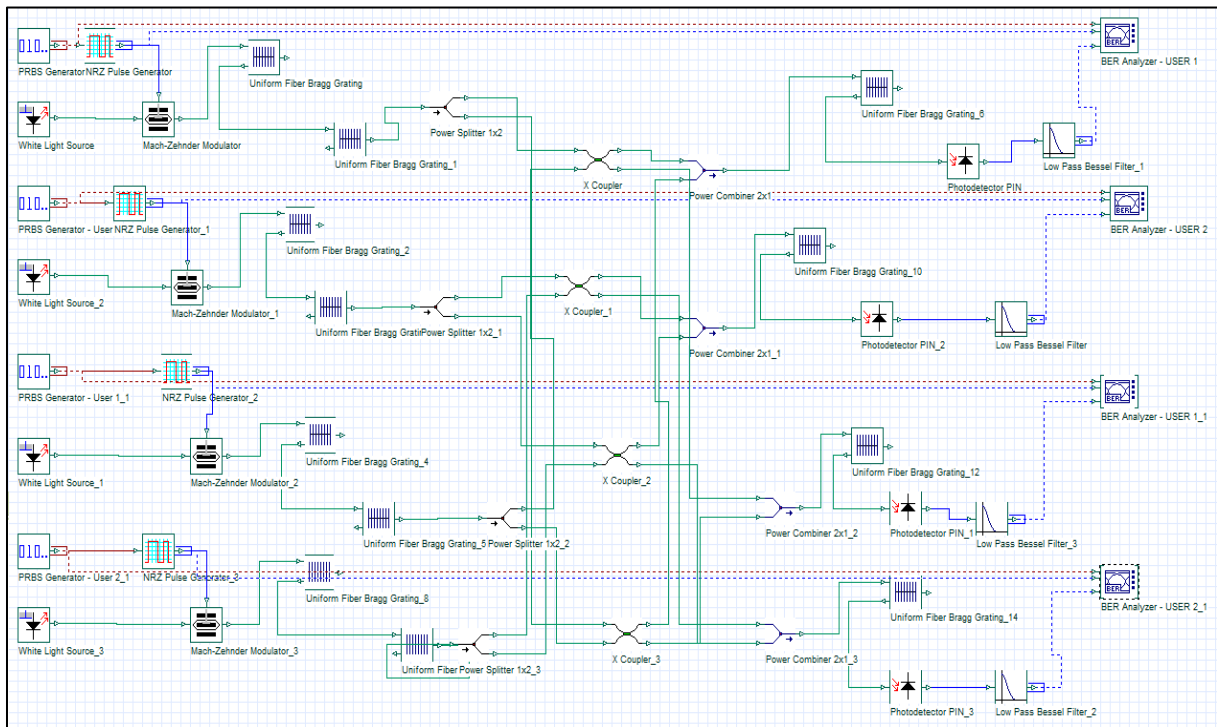


Figure (IV.9) : system 2D-OCDMA basé sur le code MD pour 4 utilisateurs

Le mécanisme du système peut être résumé comme suit : Premièrement, les données de chaque utilisateur sont générées à l'aide d'un générateur de séquence de bits pseudo-aléatoires (PRBS) puis transférées pour la modulation en fonction de la clé ON-OFF (OOK) et converties en impulsions optiques. Ici, il vient le rôle de codeur où, selon le tableau 4, il est alloué deux réseaux de Bragg de fibre (FBG) pour le coder spectralement.

Deuxièmement, après avoir effectué le codage du spectre, il s'est divisé en deux à l'aide d'un séparateur de puissance et transmis à un coupleur en étoile conformément aux 1s correspondants de Y^T pour effectuer le codage spatial. Ainsi, les données sont entièrement codées en deux dimensions.

Troisièmement, l'opération de décodage vient et elle présente l'opération inversible pour l'opération de codage où, à l'aide d'un combinateur de puissance, elle résume les données des coupleurs en étoile en fonction des 1 correspondants de " Y^T ", puis transmise au FBG. Notant cela, il n'a été utilisé qu'un seul FBG au niveau du récepteur où les familles ZCC utilisent la détection spectrale directe (SDD) et il suffit de récupérer juste une longueur d'onde, ainsi le décodage des données après cela se fait complètement en deux dimensions. Quatrièmement, les données sont récupérées sous forme originale (signal électrique) à l'aide d'une photodiode (PD) puis transmises au filtre Bessel passe-bas.

Pour différents débits de données : 0,622, 1 et 2,5 Gbit / s, le système 2D-OCDMA basé sur le code HSSZCC peut donner de meilleures performances où il peut prouver que les résultats des Figures. 12-14 respectivement. Bien que des débits de données élevés, le seuil du système proposé produit des résultats agréables quel que soit le BER ou le facteur Q qui sont environ 9,4, 8,4 et 7,6 et 10^{-21} , 10^{-18} et 10^{-15} pour 0,622, 1 et 2,5 Gbps respectivement.

Les performances du système peuvent également être évaluées à travers l'œil ouvrant, où nous avons obtenu plusieurs diagrammes de l'œil à des débits différents avec de larges ouvertures dans d'autres sens, tant que l'œil devient plus large, le système donnera de bonnes performances et vice-versa. Pour les mêmes paramètres, le code 2D-MD est également simulé comme le montrent les figures 10 et 11 où il peut en résulter ces valeurs de facteur Q : 8,6 et 8,1 ainsi que 10^{-18} et 10^{-16} de facteur Q et BER respectivement lorsque le débit de données est égal à 0,622 et 1 Gbps respectivement. Ici, notre code proposé peut surpasser le code 2D-MD avec une petite différence bien que les deux aient les mêmes résultats numériques, de sorte que dans le cas où deux codes ont les mêmes propriétés et le même calcul numérique, mais les résultats de la simulation sont la solution pour prouver dans quelle mesure l'un est supérieur aux autres.

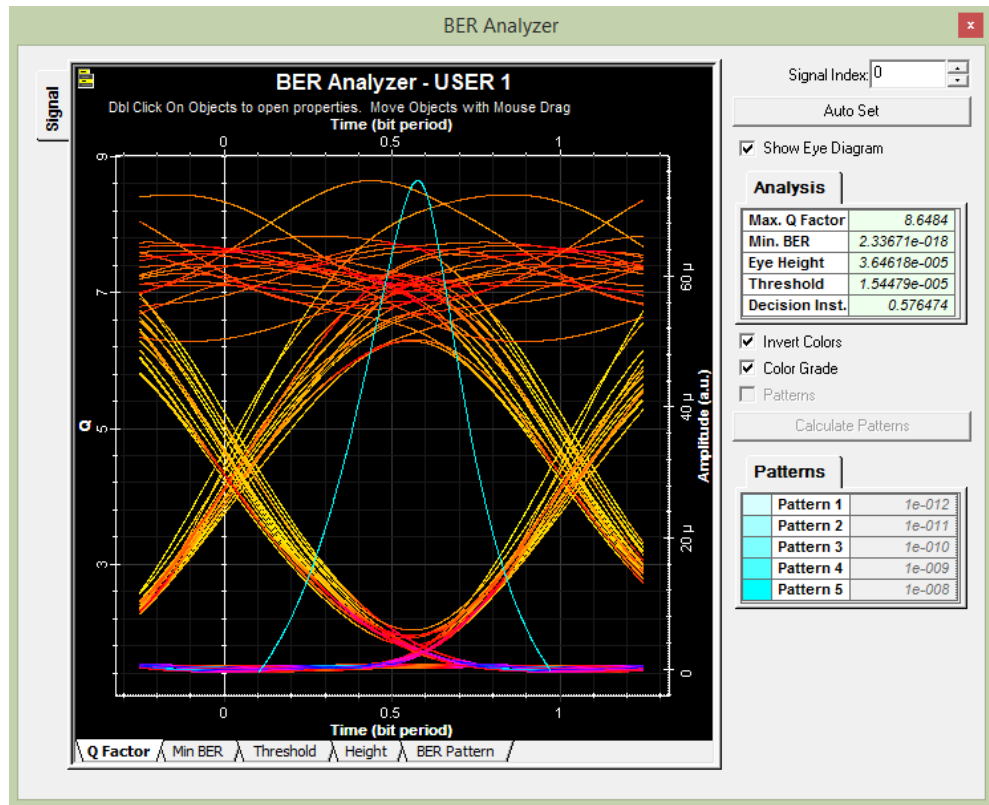


Figure (IV.10) : Diagramme de l'œil du 2D-MD pour 622 Mbps

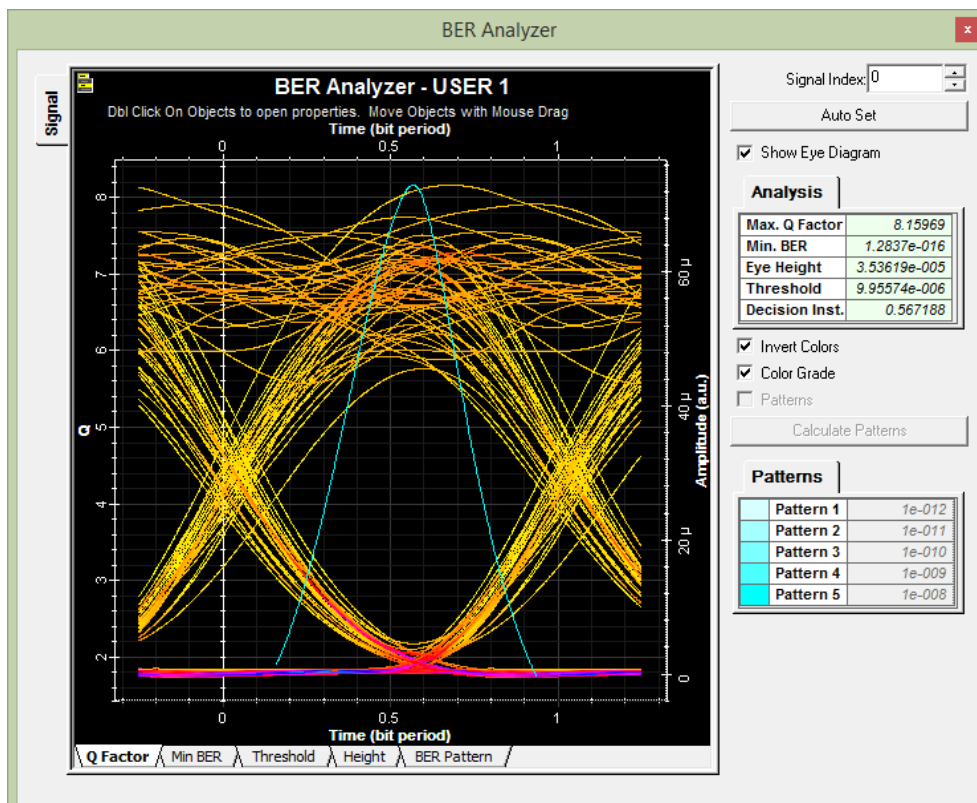


Figure (IV.11) : Diagramme de l'œil du 2D-MD pour 1 Gbps

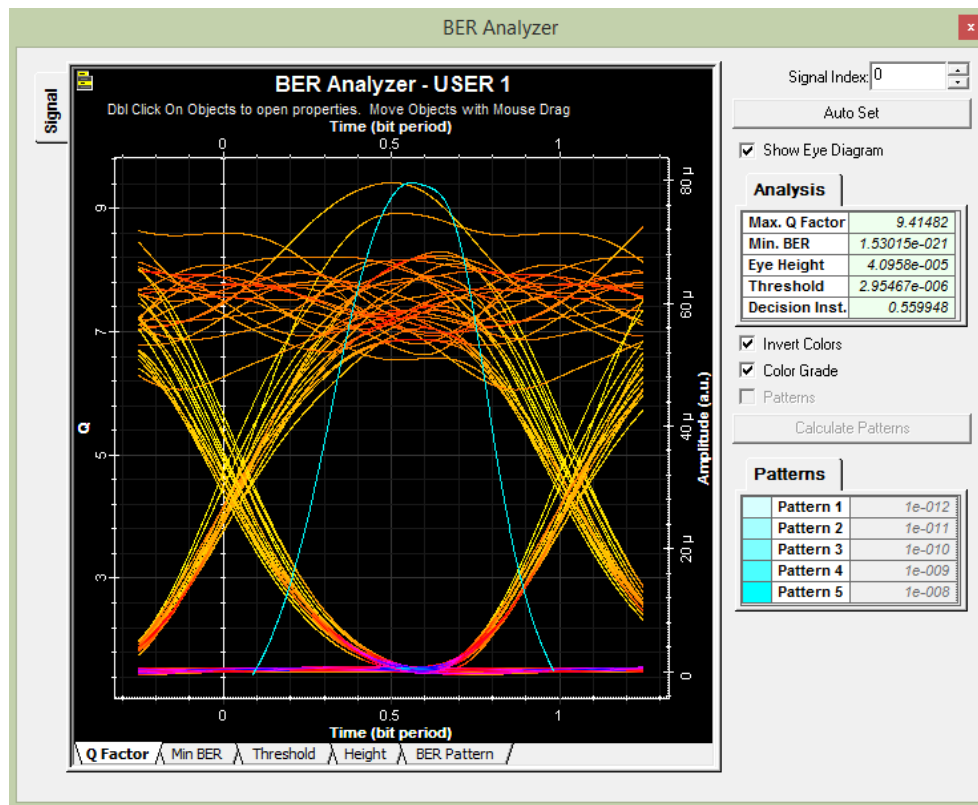


Figure (IV.12) : Diagramme de l'œil du 2D-HSSC pour 622 Mbps

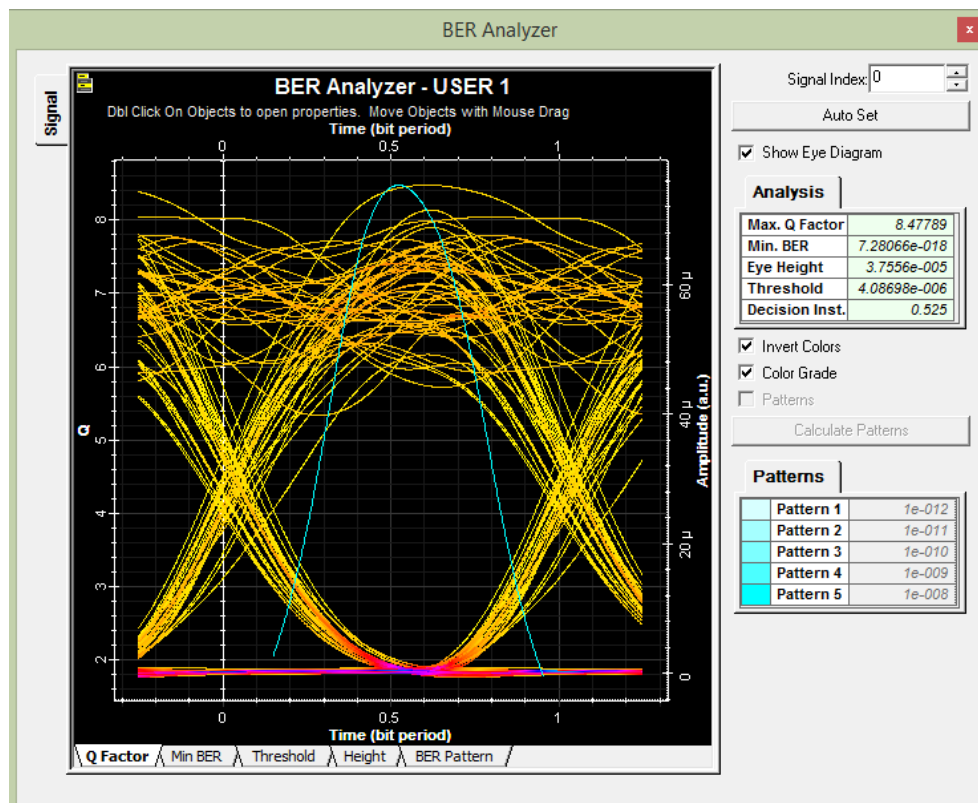


Figure (IV.13) : Diagramme de l'œil du 2D-HSSC pour 1 Gbps

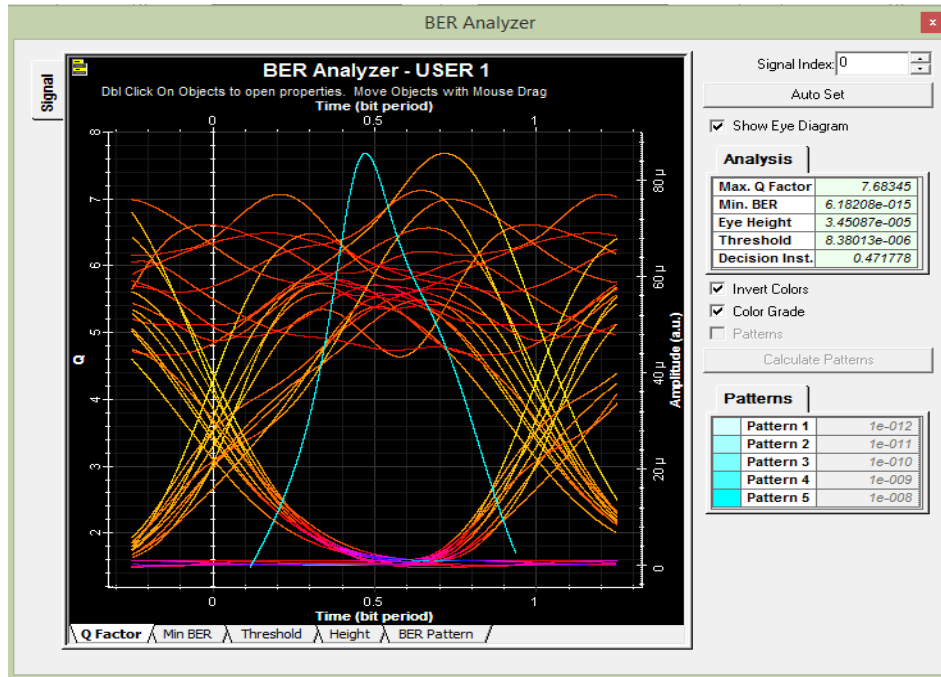


Figure (IV.14) : Diagramme de l'œil du 2D-HSSC pour 2.5 Gbps

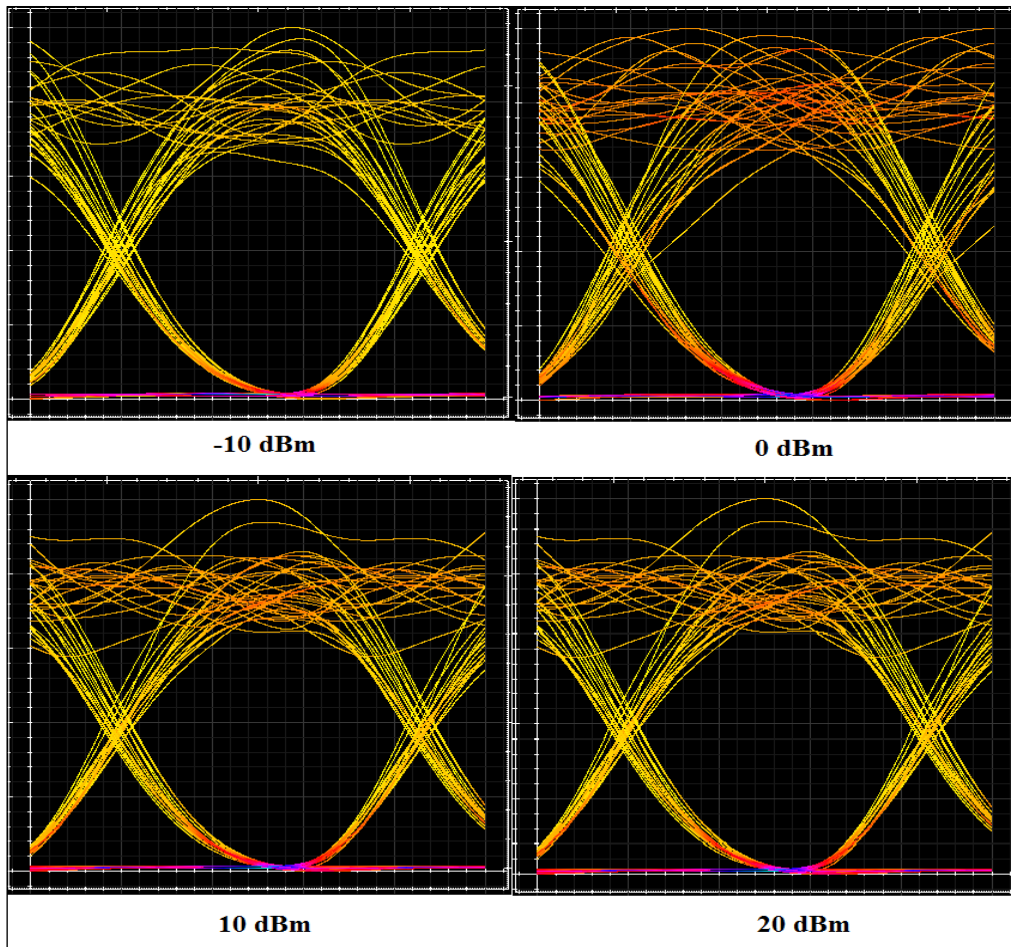


Figure (IV.15) : Diagrammes de l'œil de quatre utilisateurs pour 622 Mbps à différentes puissances d'entrée

En outre, notant que les diagrammes de l'œil de 4 utilisateurs pour différentes puissances de source d'entrée : -10, 0, 10 et 20 dBm sont présentés sur la Figure (IV.15) où ils se réfèrent à la valeur de BER augmente et l'œil augmente le diamètre si la puissance de source sera augmentée. Cela peut se traduire par la capacité de notre code à améliorer les performances du système et à charger un débit de données élevé sur de longues distances. D'autre part, cette amélioration dénote l'augmentation de la puissance du signal par rapport à la puissance du bruit où l'on peut dire que la relation entre SNR et P_{ST} est proportionnelle. Tout cela est dû aux caractéristiques de notre code proposé, la plus importante d'entre elles étant la fonction de zéro cross corrélation.

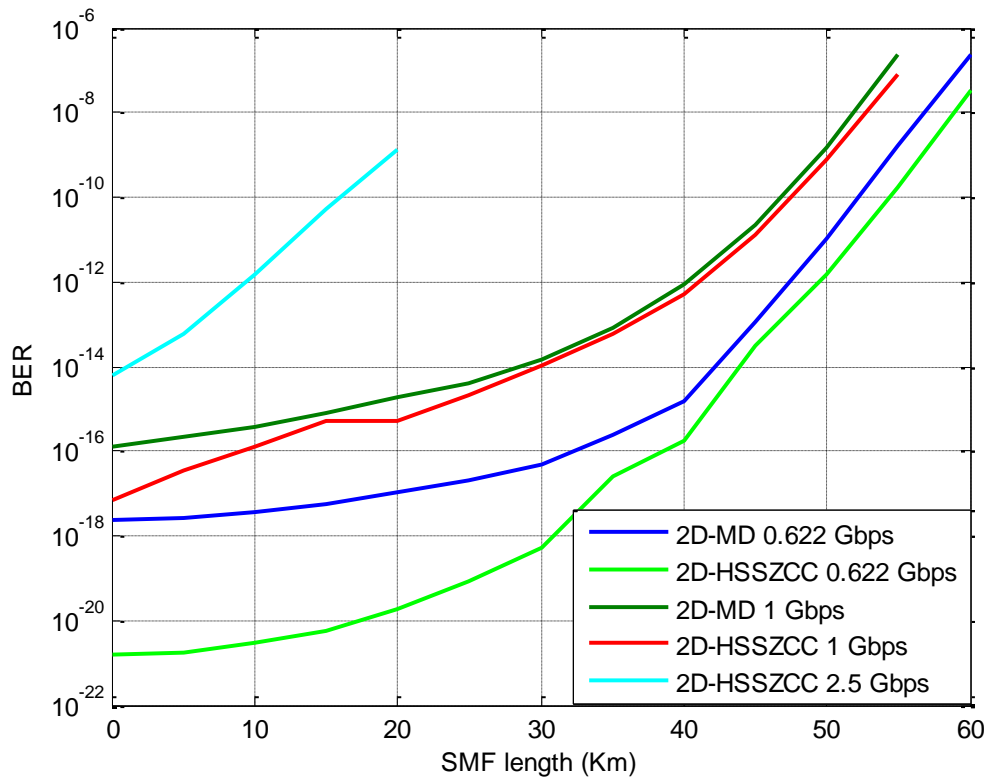


Figure (IV.16) : BER en fonction de la longueur de la fibre

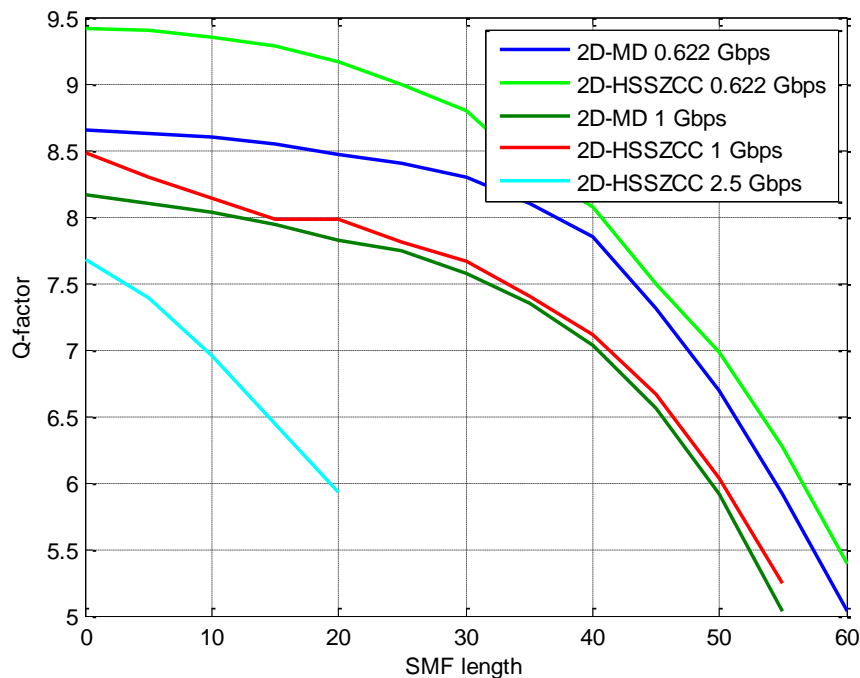


Figure (IV.17) : Facteur Q en fonction de la longueur de la fibre

En plus de cela, les Figures. 16 et 17 montrent la variation du BER et du facteur Q en fonction de la longueur SMF pour deux débits de données : 0,622 et 1 Gbps. En ce qui concerne la distance étudiée jusqu'à 60 Km, il est évident que le code 2D-HSSZCC peut être implémenté pour une distance plus grande que le code 2D-MD. À une valeur de facteur Q ou BER acceptable, il peut être possible d'utiliser une fibre optique de longueur 56,5 et 54,4 km pour 0,622 Gbit / s de débit de données tandis que pour 1 Gbit / s de débit de données, la longueur de fibre atteint 52,2 et 49,3 km pour les codes 2D : HSSZCC et MD respectivement. Par conséquent, il est à noter que le code 2D-HSSZCC surpasse le code 2D-MD en termes de distance sur quelques kilomètres jusqu'à 19,2 km lorsque le débit de données est égal à 2,5 Gbps.

7. Conclusion pour 2D-HSSZCC

Dans ce partie, un nouveau code bidimensionnel demi-spectre / zéro d'inter corrélation spatiale (2D-HSSZCC) est proposé pour les systèmes OCDMA spectraux / spatiaux. Chapitre décrit la structure de code qui peut être facilement implémentée dans des systèmes SAC-OCDMA non cohérents et offre des performances élevées par rapport à 2D-FCC / MDW, 2D-PD, 2D-DPD, 2D-DCS, 2D-MD et 2D-ZCC / Codes MD en termes de nombre d'utilisateurs simultanés et de puissance effective pour chaque utilisateur. Selon les résultats de la simulation, le code a amélioré les performances du système et a surpassé les codes 2D-FCC / MDW, 2D-PD 2D-DPD, 2D-DCS, 2D-MD et 2D-ZCC / MD en augmentant le nombre d'utilisateurs et en diminuant la puissance consommée pour chaque utilisateur grâce à la propriété flexible de corrélation croisée nulle qui supprime totalement l'influence MAI et minimise l'influence PIIN.

8. Description du système hybride

En émission, les informations binaires sont codées par modulation d'amplitude en quadrature (QAM), ce signal électrique converti en domaine temporel par bloc IFF T (Invers Fast Fourier transformé), puis un préfixe cyclique a été inséré dans le but d'éliminer les interférences inter-symboles dues à la sélectivité des canaux. Les symboles OFDM sont codés avec un code optique ZCC, cette signature spectrale est appliquée dans les technologies de multiplexage par répartition en longueur d'onde (WDM) telles qu'un réseau de Bragg à fibres (FBG).

En réception, les informations reçues sont détectées par la photo détectrice avec une détection directe (DD), puis transmises dans le bloc démodulateur OFDM, transformées de Fourier rapide (FFT) et une autre opération électrique afin de récupérer les informations d'origines.

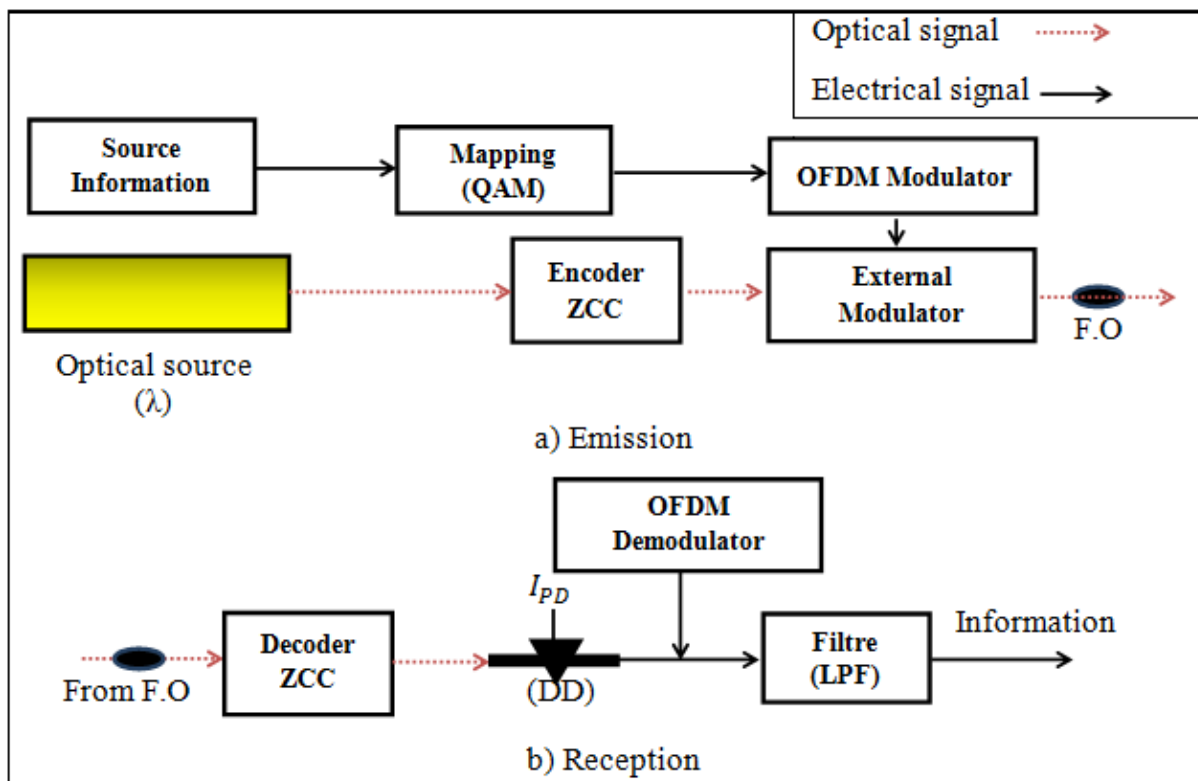


Figure (IV.18) : système hybride OCDMA-ZCC / OFDM

9. Analyse théorique

Nous avons analysé et évalué le système hybride sur la base du code de corrélation croisée nulle (ZCCC) en utilisant la technique de détection directe (Figure IV.18). La variance du bruit de la photo courant provoquée par la technique «DD» peut être composée comme du bruit de grenaille, du bruit thermique. L'effet de la phase de bruit d'intensité induite (PIIN) est totalement supprimé en raison des propriétés de zéro inter corrélation du code ZCC. Une approximation gaussienne a été utilisée dans le calcul du rapport entre signal de puissance et bruit de puissance et taux d'erreur sur les bits (BER) [108,109].

La variance de bruit du photo-courant due à la détection directe peut être notée comme:

$$\sigma^2 = I_{sh}^2 + I_{th}^2 \quad (\text{IV.24})$$

Où I_{sh} est le bruit de grenaille, I_{th} est bruit thermique

La formule générale du rapport signal sur bruit (SNR) est donnée par:

$$SNR = \frac{I_r^2}{\sigma^2} \quad (\text{IV.25})$$

Où I_r le courant reçu au niveau de la PIN de la photodiode

En raison des propriétés du code d'inter corrélation nulle (ZCCC) pour la technique «DD», la propriété du code est donnée comme suit:

$$\sum_j^N C_K(j) \cdot C_l(j) = \begin{cases} W & \text{si } K = l \\ 0 & ; \text{ autre} \end{cases} \quad (\text{IV.26})$$

$C_K(j)$ est $j^{\text{ème}}$ élément de la séquence de codes $K^{\text{ème}}$ ZCC avec poids (W)

Une approximation gaussienne est appliquée pour tous puis pour analyser facilement les performances du système, la densité spectrale de puissance (PSD) du signal optique reçu pour la détection de photodiode PIN peut être exprimée comme:

$$r(v) = \frac{P_{sr}}{\Delta V} \sum_{n=1}^K d_n \sum_{j=1}^N C_K(j) \cdot C_l(j) \cdot \text{rect}(j) \quad (\text{IV.27})$$

$\text{rect}(j)$ défini par:

$$\begin{aligned} \text{rect}(j) &= \left\{ u \left[V - V_0 - \frac{\Delta V}{2N} (-N + 2j - 2) \right] - u \left[V - V_0 - \frac{\Delta V}{2N} (-N + 2j) \right] \right\} \\ &= \left\{ u \left[\frac{\Delta V}{N} \right] \right\} \end{aligned} \quad (\text{IV.28})$$

Où P_{sr} est la puissance reçue d'une source à large bande, N est la longueur du code ZCC, ΔV bande passante du récepteur, K est le nombre d'utilisateurs, d_n est les données binaires de $n^{\text{ème}}$ utilisateur qui est '1' ou '0' exprimée par l'équation (IV.29):

$$\sum_n^K d_n = d_1 + d_2 + \dots + d_K = \frac{K \cdot W}{N} \quad (\text{IV.29})$$

$u(v)$ représente une fonction de échelon unitaire définie comme:

$$u(v) = \begin{cases} 1 & \text{pour } v \geq 0 \\ 0 & \text{autre} \end{cases} \quad (\text{IV.30})$$

D'après l'équation (IV.24), (IV.25), (IV.26) et (IV.27), la densité spectrale de puissance (PSD) à la photodiode PIN est donnée par:

$$\int_0^{+\infty} r(\nu) d\nu = \int_0^{+\infty} \left[\frac{P_{sr}}{\Delta V} \sum_{n=1}^K d_n \sum_{j=1}^N C_K(j) \cdot C_l(j) \cdot \left[u \left[\frac{\Delta V}{N} \right] \right] \right] d\nu \quad (\text{IV.31})$$

$$= \frac{P_{sr}}{\Delta V} (1) \cdot (W) \cdot \frac{\Delta V}{N} \quad (\text{IV.32})$$

$$\int_0^{+\infty} r(\nu) d\nu = \frac{P_{sr} \cdot W}{N} \quad (\text{IV.33})$$

La photo courant obtenue provoqué par la puissance optique incidente exprimée comme:

$$I = \mathcal{R} \int_0^{+\infty} r(\nu) d\nu \quad (\text{IV.34})$$

Où \mathcal{R} est la réponse de la photo détecteur défini par:

$$\mathcal{R} = \frac{\eta \cdot e}{h \cdot \nu} \quad (\text{IV.35})$$

Ici, ' η ' est l'efficacité quantique ($\eta = 0,6 \sim 0,75$), ' e ' est la charge d'électrons qui est égale à $1,6 \times 10^{-19}$ C, ' h ' la constante de la planche $6,66 \times 10^{-34}$ J.S et ' ν ' est la fréquence centrale Source optique exprimée par l'équation (IV.36)

$$\nu = \frac{c}{\lambda_c} \quad (\text{IV.36})$$

Où « c » est égal à 3×10^8 m.s⁻¹ et « λ_c » est la longueur d'onde

Mettez la valeur de l'équation (IV.33) dans (IV.34), le photo courant résultant est:

$$I_r = \frac{\mathcal{R} \cdot P_{sr} \cdot W}{N} \quad (\text{IV.37})$$

Où « N » est la longueur de code du code ZCC donnée par:

$$N = K \times W \quad (\text{IV.38})$$

Ici, « K », « W » sont respectivement le nombre d'utilisateurs et le poids du code

Une photo courant « I » lors un symbole OFDM démodulé avec une période « T_s » peuvent s'écrire:

$$I^2 = I_r^2 \cdot \sum_{n=1}^N C_n^2 e^{j4\pi f_n T_s} \quad n=1,2,\dots,N \quad (\text{IV.39})$$

C_n est une donnée complexe et ' N ' est le nombre de sous-porteuses, l'orthogonalité de la modulation OFDM supprime les interférences entre les différentes porteuses, l'orthogonalité étant donnée comme [110]:

$$f_n = \frac{n-1}{N} \quad (\text{IV.40})$$

La somme $\sum_{n=1}^N C_n$ est égale en utilisant la méthodologie similaire à celle de [111,112] $\frac{K.W}{N}$

La puissance de bruit de la photo détecteur peut s'écrire:

$$I^2 = I_{sh}^2 + I_{th}^2 \quad (\text{IV.41})$$

La puissance du bruit de grenaille peut être exprimée comme suit:

$$\begin{aligned} I_{sh}^2 &= 2 \cdot e \cdot B \cdot I = 2 \cdot e \cdot B \cdot \mathcal{R} \int_0^{+\infty} r(v) dv \\ &= \left\{ 2 \cdot e \cdot B \cdot \mathcal{R} \int_0^{+\infty} \left[\frac{P_{sr}}{\Delta V} \sum_{n=1}^K d_n \sum_{j=1}^N C_K(j) \cdot C_l(j) \cdot \left[u \left[\frac{\Delta V}{N} \right] \right] \right] \right\} \\ I_{sh}^2 &= 2 \cdot e \cdot B \left[\frac{\mathcal{R} \cdot P_{sr} \cdot W}{N} \right] \end{aligned} \quad (\text{IV.42})$$

Le bruit thermique défini par:

$$I_{th}^2 = \frac{4 \cdot K_b \cdot T \cdot B}{R_l} \quad (\text{IV.43})$$

Où, K_b est la constante de Boltzmann (qui est égale à 1.38×10^{-23} J/K, et 'B' est la bande passante du récepteur, R_l est la résistance de charge est égale à 1030 Ω , et 'T' est une température absolue 300K

D'après l'équation (IV.24), (IV.25) et (IV.37), le rapport signal / bruit (SNR) avec une technique de détection directe (DD) peut être noté comme:

$$\text{SNR} = \frac{I_r^2 \cdot \left[\sum_{n=1}^N C_n e^{j2\pi f_n T_s} \right]^2}{I_{sh}^2 + I_{th}^2} = \frac{\left(\frac{\mathcal{R} \cdot P_{sr} \cdot W}{N} \right)^2 \cdot \left[\sum_{n=1}^N C_n e^{j2\pi f_n T_s} \right]^2}{2 \cdot e \cdot B \left[\frac{\mathcal{R} \cdot P_{sr} \cdot W}{N} \right] + \frac{4 \cdot K_b \cdot T \cdot B}{R_l}} \quad (\text{IV.44})$$

Le BER est calculé en utilisant l'approximation gaussienne du SNR donnée par [108,109,111]:

$$\text{BER} = 0.5 \cdot \text{erfc} \left(\sqrt{\text{SNR}/8} \right) \quad (\text{IV.45})$$

Paramètres	symbole	valeur
Efficacité quantique du photodétecteur	η	0.6
Réactivité du photodétecteur	\mathcal{R}	0.75
Source large bande à largeur de ligne	$\Delta\nu$	3.75 THz
Longueur d'onde de fonctionnement	λ_0	1550 nm
Débit de données	R_b	622Mbps
Bande passante électrique	B_r	$0.5 \times R_b$ Mbps
Température de bruit du récepteur	T	300 K
Résistance de charge du récepteur	R_l	1030 Ω
Puissance de source efficace	P_{sr}	-20 dBm
Nombre de sous-porteuses	N	256
Charge d'électrons	e	1.6×10^{-19} C
La constante de Boltzmann	K_b	1.38×10^{-23} J/K
Constante de Planck	h	6.66×10^{-34} J.S

Tab IV.6 : Paramètres de simulation numérique

10. Résultat numérique

Les résultats numériques du code sont comparés avec le double poids modifié (MDW) développé en [104] et le code d'inter corrélation flexible (FCC) développé en [107] où l'MAI est présent avec succès, au contraire dans le nouveau code ZCC, ce dernier est éliminé. Les trois codes sont appliqués aux systèmes OCDMA et hybrides OCDMA-OFDM. Ces résultats sont obtenus en utilisant les différents paramètres du tableau IV.6. Les performances du système sont données par BER, capacité des utilisateurs et récepteur de puissance.

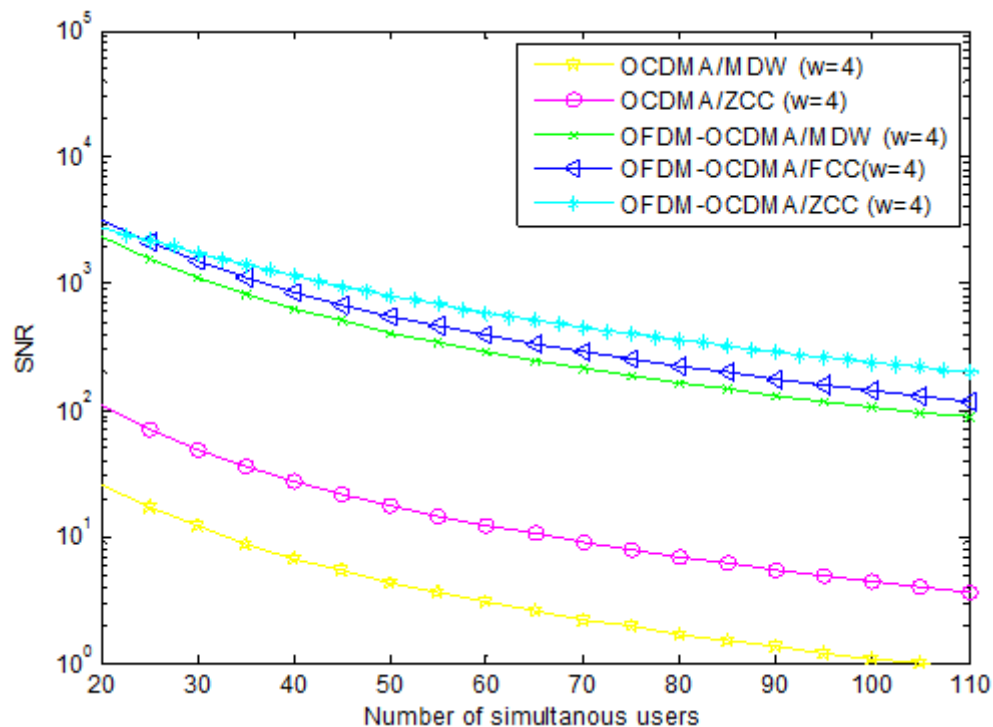


Figure (IV.19) : SNR en fonction de nombre d'utilisateurs actifs

La variation du SNR en fonction du nombre d'utilisateurs est illustrée à la Figure IV.19. Il est observé que l'OFDM-OCDMA basé sur le nouveau code ZCC a un SNR plus élevé que les codes MDW et FCC en raison de plusieurs facteurs comme la propriété zéro d'inter-corrélation, ce qui conduit à minimiser totalement les interférences d'accès multiples (MAI) et le bruit d'intensité induit par phase (PIIN) comme ainsi l'orthogonalité sous-porteuse. Pour 50 utilisateurs actifs, les valeurs SNR sont 4,346, 17,86, 413,3, 558,2 et 807,9 pour les systèmes OCDMA / MDW, OCDMA / ZCC, OFDM-OCDMA / MDW, OFDM-OCDMA / FCC et OFDM-OCDMA / ZCC. En conséquence, notre système proposé a un SNR plus élevé et a surpassé les autres systèmes jusqu'à 185,9, 45,2, 1,95 et 1,45 fois en comparaison avec OCDMA / MDW, OCDMA / ZCC, OFDM-OCDMA / MDW et OFDM-OCDMA / FCC.

11. Conclusion

Le système proposé dans cette deuxième partie représente la combinaison de l'OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiple Access) et de l'OCDMA (Optical Code Division Multiple Access) afin d'améliorer plusieurs paramètres tels que le BER, la distance et la qualité du service.

L'étude de cette nouvelle technologie a été comparée aux codes MDW et FCC, et au nouveau code de zéro corrélation (ZCC) pour éliminer MAI et améliorer les performances du système. Les performances de l'OFDM-OCDMA (ZCC) sont meilleures que celles de l'OCDMA, à une distance de 20 km, ce système permet d'économiser une puissance de réception d'environ -3 à -5 dBm dans le BER normalisé (10^{-9}), le nombre d'utilisateurs augmente à 106. La technique proposée offre une meilleure performance qui la rend puissante et flexible en termes d'Infrastructure du réseau OCDMA.

Conclusion Générale et Perspectives

L'étude présentée dans ce mémoire est une étude exploratoire sur l'application des systèmes hybrides qui désigne une combinaison entre les deux techniques CDMA optique et modulation OFDM pour objectif d'améliorer les performances de ces systèmes et proposer des solutions possibles pour le partage des ressources de la fibre optique. La technique de modulations multi-porteuses orthogonales OFDM, est déjà très utilisée dans les systèmes de communications radio et les différents normes de diffusion (DAB, DVB... Etc.), Pour le but d'améliorer premièrement l'efficacité spectrale des signaux due à l'orthogonalité entre les différentes sous porteuses et deuxièmement notre canal physique par la protection des signaux contre les évanouissements en fréquence qui pouvant être destructeurs. La modulation de ces signaux comprend plusieurs blocs tout on commençant par la conversion série/parallèle afin d'organiser les symboles en groupe de symboles complexes en appliquant ensuite une transformation de Fourier discrète inverse (TFDI), cette transformation permet de convertir le spectre OFDM en domaine temporelle pour la transmission à travers le canal suivie par la conversion parallèle/série. Au niveau de la démodulation et après le filtrage et l'échantillonnage le processus inverse est appliqué.

Notre étude se focalise sur l'amélioration de la transmission des données sur les systèmes de communication optique et pour cela nous nous intéressons aux différentes techniques d'accès multiples exploitées dans les domaines radiofréquence et optique. Ceci nous a amené à opter pour la technique SAC-OCDMA, le concept de la technique, les raisons de son privilège ainsi que leurs différents types de codage et de décodage ont été explicités.

Le système SAC-OCDMA met en utilisation des sources incohérentes en raison de leur faible coût et de leur large bande passante optique qui permet à la division du spectre d'atteindre le codage. Cependant, le bruit d'intensité connecté à ces sources limite les performances du système comme l'interférence d'accès multiple (MAI) dû aux produits d'inter- corrélation non nuls des codes exploités.

Dans l'objectif d'augmenter le nombre d'utilisateurs simultanés et supprimer les interférences d'accès multiple qui représente la principale altération de système hybride les recherches de codage ont entamé par la réalisation de différents codes unidimensionnel à inter-corrélation nulle et non nulle tel que : MDW, FCC, DEU, SWZCC et NZCC qui demandent de bandes passantes de filtre très étroites et d'une consommation d'énergie élevée. Ceci nous a imposé de proposer une nouvelle construction d'un code ZCC avec inter-corrélation nulle afin de limiter les interférences d'accès multiple, augmenter le nombre d'utilisateurs et minimiser la consommation d'énergie par rapport aux autres codes cité ci-dessus.

Au niveau de la deuxième partie de cette étude différents codes a deux dimensions ont été réalisé pour objectif de réduire la longueur du code et améliorer les performances d'un système OCDMA unidimensionnel tout en combinant le temps, la longueur d'onde, l'espace et la polarisation où de nombreuses recherches ont été étudiées dans les approches spectrales /

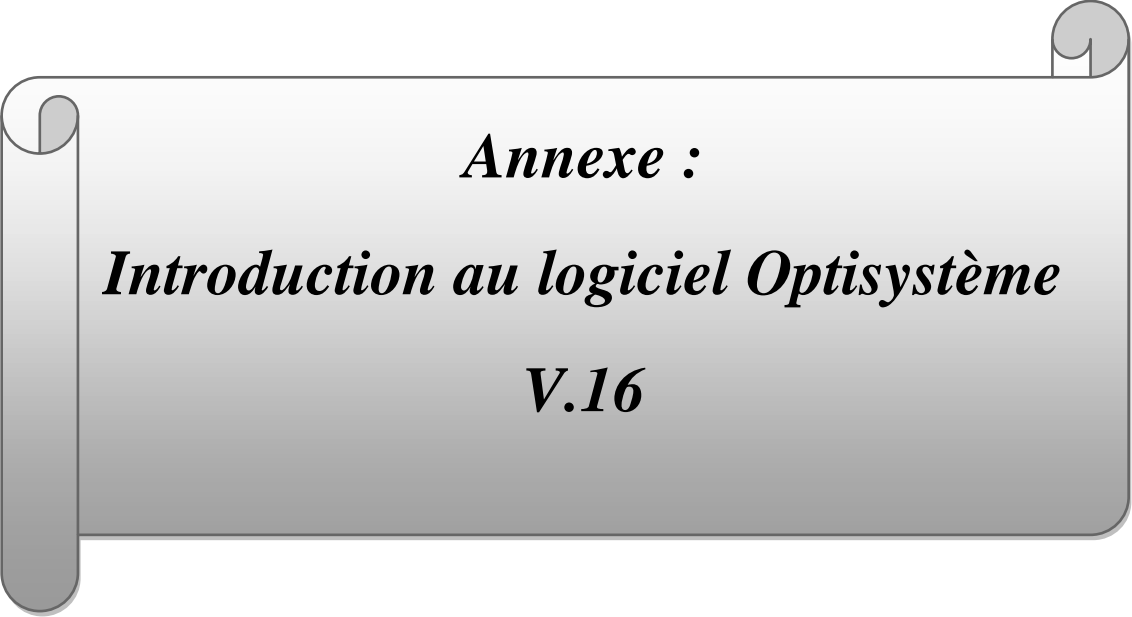
Conclusion générale et Perspectives

temporelles, spectrales / spatiales, spatiales / temporelles, spectres / temps / spatiales et spectrales / temporelles / polarisation.

Dans ce cas plusieurs codes ont été construits comme les codes 2D-Perfect Difference (PD), 2D-Multi-Diagonal, 2D-Diagonal Eigenvalue Unity (2D-DEU), 2D-Pascal Triangle Zero cross correlation (2D-PTZCC), 2D-Single Weight Zero Cross Correlation (2D-SWZCC) puis nous avons proposé un nouveau code 2D-HSSZCC ou les interférences (MAI) sont totalement éliminé grâce sa flexibilité et moins de complexité.

Quelque Perspectives et suggestions pour les futurs travaux :

- Recherche et propositions de codes en 1D 2D et même 3D afin d'améliorer les systèmes hybrides en termes de capacité de multiplexage, nombre d'utilisateurs et débit de transmission.
- Appliquer ces codes proposés dans cette mémoire en espaces 3D et 4D.
- Propositions de nouveau techniques et systèmes hybrides simple performants et appliquer ces codes dans ces systèmes pour objectif d'améliorer leurs performances.



Annexe :
Introduction au logiciel Optisystème
V.16

Introduction

OptiSystème est une suite de conception logicielle complète qui permet aux utilisateurs de planifier, tester et simuler des liaisons optiques dans la couche de transmission des réseaux optiques modernes. Il s'agit d'un simulateur de système basé sur la modélisation réaliste d'un système de communication à fibre optique. Une interface utilisateur graphique (GUI) complète contrôle la disposition et la liste de composants optiques, les modèles de composants et les graphiques de présentation.

OptiSystème permet l'automatisation des conceptions pratique de n'importe quel type de liaison optique dans la couche physique et l'analyse d'un large spectre de réseaux optiques, des réseaux longue distance, des réseaux métropolitains (MAN) et des réseaux locaux (LAN).

OptiSystème comprend une bibliothèque complète d'exemples de fichiers de conception optique (.osd) qui peuvent être utilisés comme modèles pour des projets de conception optique ou à des fins d'apprentissage et de démonstration.

Les capacités d'OptiSystème peuvent être étendues avec l'ajout de composants utilisateur et peuvent interagir de manière transparente avec une large gamme d'outils.

OptiSystème - Caractéristiques principales

Bibliothèque de composants : La bibliothèque de composants OptiSystème comprend des centaines de composants, qui ont tous été soigneusement validés afin de fournir des résultats comparables à des applications réelles.

Composants définis par l'utilisateur : l'utilisateur peut créer de nouveaux composants basés sur des sous-systèmes et des bibliothèques définies par l'utilisateur, ou utiliser la Co-simulation avec un outil tiers tel que MATLAB ou Simulink.

Qualité et performances : OptiSystème calcule des paramètres tels que BER et Q factor afin de prédire les performances du système.

Composants mesurés : la bibliothèque de composants OptiSystème vous permet de saisir des paramètres qui peuvent être mesurés à partir d'appareils réels. Il s'intègre aux équipements de test et de mesure de différents fournisseurs.

Moniteurs de données : l'utilisateur peut sélectionner n'importe quel port de composant et enregistrer les données, puis surveiller la fin de la simulation. Il peut également attacher un nombre arbitraire de visualiseurs au moniteur sur le même port.

Plusieurs mises en page : l'utilisateur peut créer de nombreuses conceptions à l'aide du même fichier de projet, ce qui vous permet de créer et de modifier vos conceptions rapidement et efficacement.

Balayages et optimisations des paramètres : les simulations peuvent être répétées avec une variation itérative des paramètres. L'utilisateur peut combiner plusieurs balayages de paramètres et plusieurs optimisations.

Page de rapport : une page de rapport entièrement personnalisable permet à l'utilisateur d'afficher tout ensemble de paramètres et de résultats disponibles dans la conception. Les rapports produits sont organisés en feuilles de calcul redimensionnables et mobiles, texte, graphiques 2D et 3D.

OptiSystème – Applications

OptiSystème a un large éventail d'applications :

- Conception de réseaux CATV / TDM / WDM ou CDM.
- FTTx basé sur les réseaux optiques passifs (PON).
- Systèmes optiques en espace libre (FSO).
- Systèmes radio sur fibre (ROF).
- Conception de bague SONET / SDH.
- Conception d'émetteur, de canal, d'amplificateur et de récepteur.
- Conception de cartes de dispersion.
- Estimation du BER et des pénalités du système avec différents modèles de récepteurs.
- BER du système amplifié et calculs du budget de liaison.

Composants du système optique

Un système de communication optique comprend : un émetteur, un canal de communication et un récepteur.

- Le rôle de l'émetteur optique est de convertir le signal électrique sous forme optique et de lancer le signal optique résultant dans la fibre optique.
- Le rôle du canal de communication est de transporter le signal optique de l'émetteur au récepteur sans le déformer.
- Le rôle du récepteur optique est de reconverter le signal optique reçu à l'extrémité de sortie de la fibre optique en signal électrique d'origine.

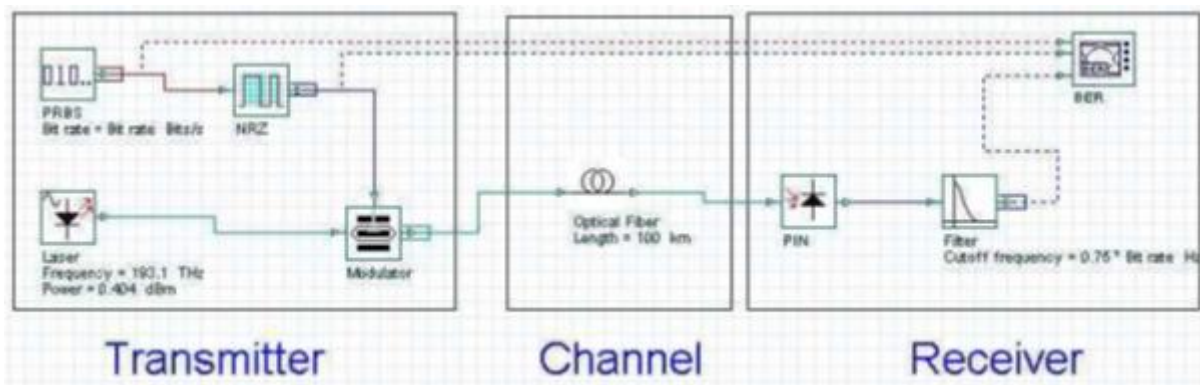


Figure (A.1) : Système de communication optique simplifié

Démarrage d'OptiSystème

Pour lancer OptiSystème, nous devons effectuer l'action suivante : Dans le menu Démarrer, sélectionnez **Programs > Optiwave Software > OptiSystem 16 > OptiSystem**. Ainsi l'interface graphique apparaîtra comme l'illustre la figure A.2.

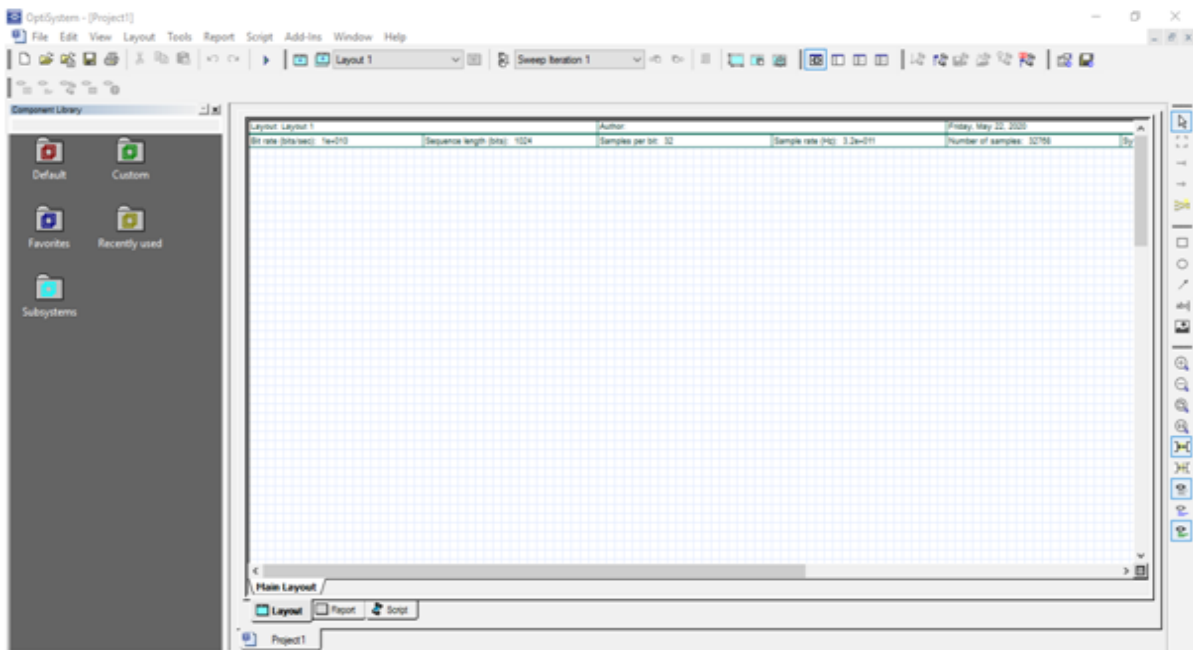


Figure (A.2) : Interface graphique du logiciel.

Librairie des Composants

La librairie nous donne accès aux composants afin de créer le système désiré elle est apparait comme le montre la figure A.3.

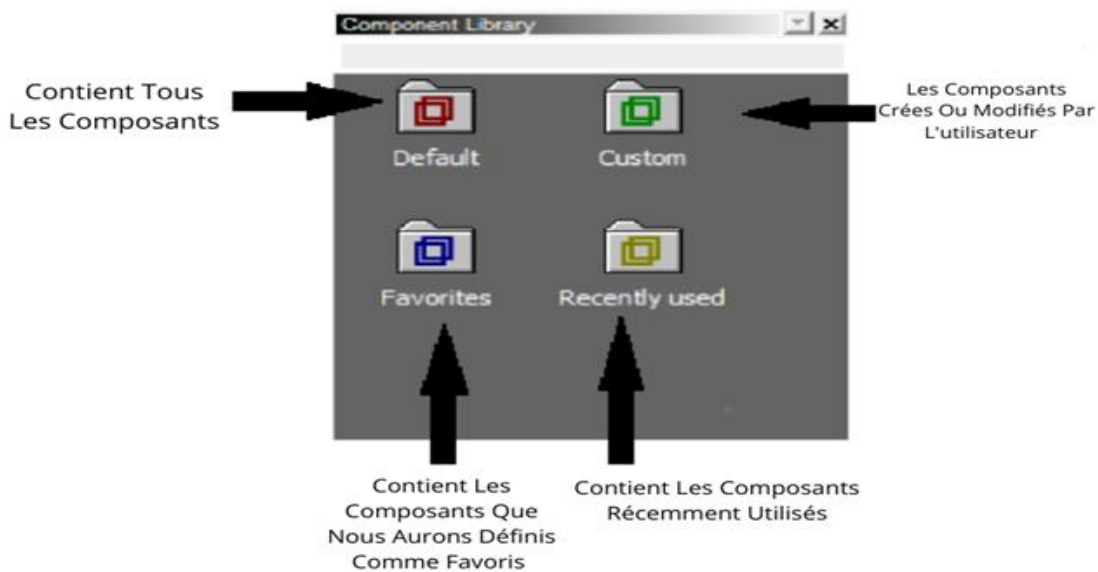


Figure (A.3) : Librairie des composants.

Navigateur du Projet

C'est une banque assez calme qui contient tous les composants utilisés pendant le projet donc être prêt à y accéder plus rapidement, en particulier dans le cas d'un projet de fantaisie qui contient un nombre surdimensionné de composants. La figure A.4 montre le navigateur de projet.

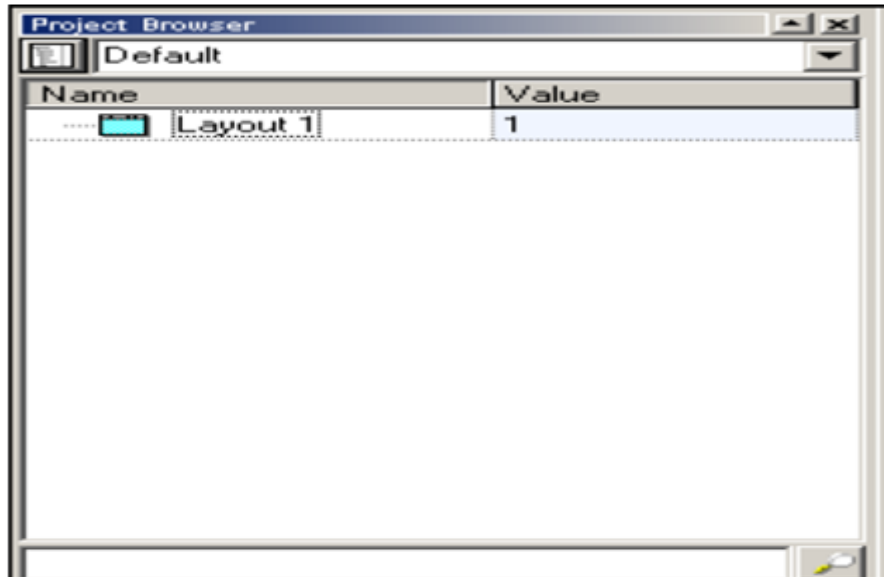


Figure (A.4) : Navigateur du projet.

Représentations des Signaux

Pour rendre l'outil de simulation plus flexible et efficace, la représentation du signal doit être aussi complète que possible afin de permettre une simulation efficace. Il existe cinq types de signaux dans la bibliothèque de logiciels, tous régis par un code, comme illustré à la figure A.5.

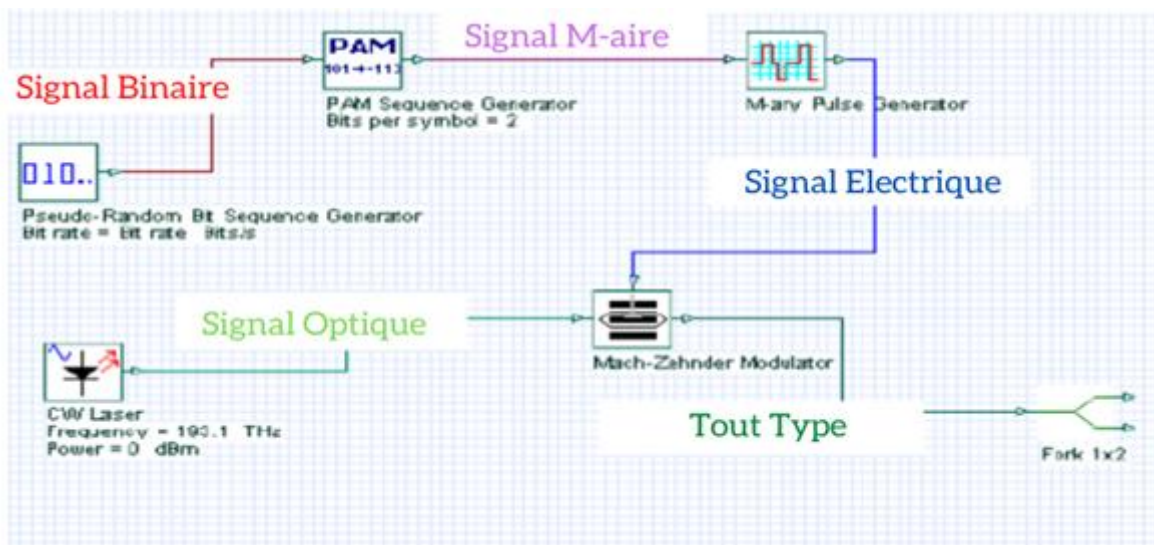


Figure (A.5) : Représentation des Signaux sous Optisystème

Critères d'évaluation

Taux d'erreur binaire (Bite Error Rate BER) : On appelle taux d'erreur binaire (Te ou BER, Bit Error Rate) le rapport du nombre de bits reçus en erreur au nombre de bits total transmis. Statistiquement il s'agit de la somme de la probabilité qu'un bit « 1 » soit détecté comme un bit « 0 » et de la probabilité qu'un bit « 0 » soit détecté comme un bit « 1 ». En général le BER d'un système optique est fixé à un taux de 10^{-9} .

$$BER = \frac{\text{Nombre de bits erronés}}{\text{Nombre de bits total}} \quad (\text{A.1})$$

Diagramme de l'œil : c'est un oscillogramme représentant les données numériques issues d'un récepteur et la superposition synchrone de tous les symboles binaires de la séquence transmise. Plus le signal est de mauvaise qualité, plus le diagramme de l'œil est fermé, plus le facteur de qualité est faible et ainsi la détection du signal sans erreur est difficile.

Facteur de qualité Q : Le facteur de qualité est une mesure du niveau de bruit d'une impulsion à des fins de diagnostic. L'oscilloscope en forme d'œil génère généralement un rapport qui indique le nombre de facteurs Q. Le facteur Q est défini comme : la différence des valeurs moyennes des deux niveaux de signal (niveau pour un bit "1" et niveau pour un bit "0") divisée par la somme des écarts-types de bruit aux deux niveaux de signal. Un nombre plus élevé dans le résultat signifie que l'impulsion est relativement exempte de bruit.

On définit le facteur Q à partir de relevé du diagramme de l'œil par :

$$Q = \frac{\mu_1 - \mu_0}{\sigma_1 + \sigma_0} \quad (\text{A.2})$$

Modes de simulation

Optisystème offre trois différents modes de simulation :

- Le mode normal : où il suffit d'entrer la valeur du paramètre désiré.
- Le mode de balayage (Sweep) : Où la valeur du paramètre varie suivant une courbe donnée.
- Le mode scripte : où le paramètre est évalué comme une expression arithmétique.

Bibliographie

Bibliographies

- [1] P. R. Prucnal, Ed., *Optical code division multiple access: fundamentals and applications*. Boca Raton, FL: CRC Taylor & Francis, 2006.
- [2] S. A. A. El-Mottaleb, H. A. Fayed, N. E. Ismail, M. H. Aly, and M. R. M. Rizk, "MDW and EDW/DDW codes with AND subtraction/single photodiode detection for high performance hybrid SAC-OCDMA/OFDM system," *Opt Quant Electron*, vol. 52, no. 5, p. 239, May 2020, doi: 10.1007/s11082-020-02357-x.
- [3] R. Prasad, *OFDM for wireless communications systems*. Boston: Artech House, 2004.
- [4] V. Savaux, "Contribution à l'estimation de canal multi-trajets dans un contexte de modulation OFDM," p. 248.
- [5] M. E. Ghzaoui, J. Belkadid, A. Benbassou, and S. D. Bennani, "Modulation OFDM Suréchantillonnée pour l'Amélioration de la Transmission Haut débit sur Canal CPL," vol. 1, p. 6, 2011.
- [6] A. SELMANE and I. ELHARROURI, "L'effet de trajet multiple sur le système OFDM," Djilali Bounaama, Khemis Miliana, 2015.
- [7] Y. Nasser, "Sensibilité des systèmes OFDM-CDMA aux erreurs de synchronisation en réception radio-mobile.," p. 168.
- [8] C. Alexandre, "Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM)," p. 63.
- [9] A. CHERIFI, "Analyse Et Evaluation Des Performance De la Modulation Multi porteuses Dans La Transmission d'information," ABDELHAID IBN BADIS, MOSTAGANEM, 2017.
- [10] K. CHERIFI, "L'égalisation dans les systèmes multiple Input – Multiple output « MIMO »,," Mohamed Boudiaf, Oran, 2010.
- [11] C. Alaa, "Synthèse d'un canal de propagation par système multiantennes pour la caractérisation de terminaux mobiles à diversité," LIMOGES, 2011.
- [12] M. Debbah, "introduction aux principes de l'OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing)," France.
- [13] S. TRAVERSO, "Transposition de fréquence et compensation du déséquilibre IQ pour des Systèmes multiporteuses sur canal sélectif en fréquence", Nov,2007,thèse. Université de Cergy-Pontoise. <http://publi-etis.ensea.fr/2007/Tra07>
- [14] S. THOMPSON, "Constant envelope OFDM phase modulation", 2005,thèse. University of Californi, San Diego. www.zeitler.ucsd.edu/pubs/C136.pdf.

Bibliographie

- [15] N. Farhi and S. Helaimia, "Etude et Simulation d'une Transmission de Type OFDM Pour Les Communications Sans Fil," LARBI TEBESSI, TEBESSA, 2015.
- [16] M. Doelz, E. Heald, and D. Martin, "Binary data transmission techniques for linear systems," Proceedings of the IRE, vol. 45, no. 5, pp. 656–661, May 1957.
- [17] R. R. Mosier and R. G. Clabaugh, "Kineplex, a bandwidth-efficient binary transmission system," American Institute of Electrical Engineers, vol. 76, pp. 723–728, 1958.
- [18] R. Chang and R. Gibby, "Synthesis of band-limited orthogonal signals for multichannel data transmission," Bell System Technical Journal, vol. 45, Dec. 1966
- [19] S. Weinstein and P. Ebert, "Data transmission by frequency-division multiplexing using the discrete fourier transform," IEEE Transactions on Communications, vol. 628–634, no. 5, pp. 628–634, Oct. 1971.
- [20] G. Pierre and P. Simon, "Modélisation d'un modulateur et démodulateur OFDM," France, 2005.
- [21] F. THAMERI, "Simulation et Implémentation en temps réel de la technique OFDM en utilisant le processeur DSP C6713," MOHAMED BOUDIAF, M'SILA, 2016.
- [22] GRUYER P, PAILLARD S. (2005). modélisation d'un modulateur et démodulateur OFDM.
- [23] D. DAACHI, "Etude des systèmes MIMO-OFDM communication sans fil," ABDERRAHMANE MIRA, BEJAIA, 2011.
- [24] H. A. Tai, *Application des techniques multi-porteuses de type OFDM pour les futurs systèmes de télécommunications par satellite*. Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, Mars 2009.
- [25] N. LARBI, "Détection multi-utilisateurs dans le contexte de communication mobile : Exploitation de la combinaison OFDM/CDMA," MOHAMED BOUDIAF, ORAN, 2015.
- [26] S. S. Amandeep, "BER PERFORMANCE OF OFDM SYSTEM WITH 16-QAM AND VARYING LENGTH OF GUARD INTERVAL," *Int. J. Electron. Electr. Eng.*, vol. 2, p. 8, Mar. 2012.
- [27] Peled, A. Frequency domain data transmission using reduced computational complexity algorithms. IEEE ICASSP, 5, 964–967. (1980)
- [28] Yong soo cho, Jaekwon Kim, Won young Yang and Chung G. Kang, MIMO OFD wireless communication with MATLAB. John Wiley & Sons. (2010).

Bibliographie

- [29] R. Van Née et R. Prasad, "OFDM for Wireless Multimedia Communications" ,Artech House Publishers, 2000.
- [30] S. Kaiser et P. Robertson , «The Effects of Doppler Spreads in OFDM(A) Mobile Radio Systems», IEE E Vehicular Technology Conférence , Vol. 1, pp . 329-333, septembre 1999.
- [31] G. Keiser, "Optical Fiber Communications," 2011.
- [32] C. Liang, B. Krongold, and J. Evans, —*Performance analysis for optical OFDM transmission in short-range IM/DD systems*||, Journal Lightwave Technology, Vol.30, No.3, February 2012.
- [33] D. D. Sarangi and Jean, “Comparison of ACO-OFDM, DCO-OFDM and ADO-OFDM in IM/DD Systems,” *Light. Technol.*, vol. 31, no. 7, pp. 1063–1072, Apr. 2013.
- [34] C saju Sanjana, J. Amal, and J. G. Agi, “COMPARISON OF ACO-OFDM AND DCO-OFDM IN IM/DD SYSTEMS,” *IEEE*, p. 5, May 2015.
- [35] M. Al-ayedi, “Performance improvement of hybrid optical system using two dimensions (2D) spectral – spatial code,” Dr. Tahar Moulay, saida, 2017.
- [36] M. Alnoor, "Green Radio Communication Networks Applying Radio-over-fibre Technology for Wireless Access," *PhD Thesis*, 2011.
- [37] W . Shieh and I. Djordjevic, *OFDM for Optical Communications*. Elsevier Science, 2009.
- [38] N. M. A. Aloff, “Coherent OFDM for Optical Communication systems,” Islamic, Gaza 2014.
- [39] G.P. Agrawal, ""Fiber-Optic Communication Systems," " 2010.
- [40] J. Armstrong, —*OFDM for Optical Communications*||, J. Lightwave Technology, Vol.27, No.3, February 2009.
- [41] P. Wasiu, " Subcarrier intensity modulated free-space optical communication systems," *PhD Thesis, Northumbria University, Newcastle* 2009.
- [42] S. D. Dissanayake, K. Panta, and J. Armstrong, “A novel technique to simultaneously transmit ACO-OFDM and DCO-OFDM in IM/DD systems,” in *2011 IEEE GLOBECOM Workshops (GC Wkshps)*, Houston, TX, USA, 2011, pp. 782–786, [40] Z. Na, Y.Wang, M.

Bibliographie

- [43] Xiong, X. Liu, and J. Xia, “Modeling and Throughput Analysis of an ADO-OFDM Based Relay-Assisted VLC System for 5G Networks,” *IEEE Access*, vol. 6, pp. 17586–17594, 2018.
- [44] K. P. Prasanta, “On efficient signal processing algorithms for signal detection and PAPR reduction in OFDM systems,” National Institute of Technology Rourkela Rourkela, INDIA, 2016.
- [45] T. Sylvain, “Transposition de fréquence et compensation du déséquilibre IQ pour des systèmes multiporteuses sur canal sélectif en fréquence,” Cergy-Pontoise École Nationale Supérieure de l’Électronique et de ses Applications, France, 2007.
- [46] N. DJEFFAL, « Marches quantiques généralisées pour l’algorithmique quantique appliquées à un routeur optique du type WDM », Université Frères Mentouri, Constantine, 2016.
- [47] M. MORELLE, « Codage en 2 Dimensions pour les systèmes de communications Optiques CDMA(OCDMA) – Application aux transmissions multimédia – », Université De Limoges École Doctorale Limoges, 2008.
- [48] http://www.iitg.ac.in/scifac/qip/public_html/cd_cell/chapters/a_mitra/chapter8.pdf
- [49] A. Batra et al, “Multi band OFDM physical layer proposal for IEEE 802.15 task group 3a”, IEEE 802.15, September 2004.
- [50] V. Girondin, « Etude et modélisation d’un modulateur à électro-absorption pour des applications de transmission radio sur fibre de signaux ULB aux fréquences centimétriques Simulation système et caractérisation d’une liaison radio sur fibre à modulation externe », L’université Pierre Et Marie Curie, 2016.
- [51] Wing C. Kwong, Senior, Guu-Chang Yang, Varghese Baby, Camille-Sophie Brès, and Paul R. Prucnal, ‘ ‘ Multiple-Wavelength Optical Orthogonal Codes Under Prime- Sequence Permutations for Optical CDMA’ ’, IEEE Transactions On Communications, VOL. 53, NO. 1, Janvier 2005.
- [52] Wing C. Kwong and Guu-Chang Yang, ‘ ‘ Design of Multilength Optical Orthogonal Codes for Optical CDMA MultiMedia Networks’ ’, IEEE Transactions On Communications, VOL. 50, NO. 8, Août 2002.
- [53] N. Jellali, M. Najjar, M. Ferchichi, and H. Rezig, “Development of new twodimensional spectral/spatial code based on dynamic cyclic shift code for OCDMA system,” *Opt. Fiber Technol.*, vol. 36, pp. 26–32, Jul. 2017. 87
- [54] Kerim Fouli and Martin Maier, ‘ ‘ OCDMA and Optical Coding : Principles, Applications, and Challenges’ ’, IEEE Communications Magazine • August 2007.

Bibliographie

- [55] FSAIFES, I. Encodage et Décodage Temporels « Tout-Optique » à Réseaux de Bragg pour l'Accès Multiple. Ecole Nationale Supérieurs des Télécommunications de Paris. 2007. 175.
- [56] K. RAHIL et T. TOUTOU, « Analyse des performances des codes SAC-OCDMA dans la liaison de télécommunications optiques », Université A. Mira, Bejaia, 2019.
- [57] LARIBI.H. Et AISSA MADAOUIS. Etude d'un système OCDMA avec les codes Hadamard pour les signaux optiques incohérents. Mémoire de Master. Tlemcen : Université Abou Bakr Belkad – Tlemcen. 2016. 96 pages.
- [58] J. M. Hasan, M. Thakur, et P. Podder, « Design and Implementation of FHSS and DSSS for Secure Data Transmission », International Journal of Signal Processing Systems, Vol. 4, No. 2, April 2016.
- [59] G. Pille "Multiplexage optique à répartition par codes spectraux en optique intégrée", Université de Montpellier II, 2005.
- [60] D. Torrieri, "Principles of spread-spectrum communication systems," Springer Science & Business Media, Jan. 16, 2006.
- [61] R. E. Ziemer, Fundamentals of Spread Spectrum Modulation, Morgan & Claypool Publishers, 2007.
- [62] BENZERDJEB.C. SELKA.S. Encodage de l'amplitude spectral pour OCDMA. Université Abou Bakr Belkad – Tlemcen.2013.
- [63] Hongxi Yin & David J. Richardson, "Optical Code Division Multiple Access Communication Networks Theory and Applications", springer, 2007.
- [64] Xu Wang, N. Wada, T. Miyazaki, G. Cincotti, and K. Kitayama, "Advanced Modulation Techniques in OCDMA System".
- [65] B. Nebendahl, R. Schmogrow, A. Josten, "EVM as new quality metric for optical modulation analysis", IEEE 978-1-4673-6195-8/13 2013.
- [66] Ghafour Amouzad Mahdiraji, Edmond Zahedi, "Comparison of Selected Digital Modulation Schemes (OOK, PPM and DPIM) for Wireless Optical Communications", Conference on Research and Developmen, 27-28 June.
- [67] J.P. Réduction du bruit d'intensité dans les systèmes SAC-OCDMA incohérents utilisant des réseaux de Bragg. Université de Laval.2009. 180.
- [68] <https://www.htds.fr/fr/optoelectroniquemesures/optoelectronique/detecteurs-optoelectroniques/photodiode/photodiodepin>

Bibliographie

- [69] J. Salehi, A. Weiner et J. Heritage, "Coherent ultrashort light pulse code-division multiple access communication systems," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 8, pp. 478-491, 1990.
- [70] J. PENON, « Réduction Du Bruit D'intensité Dans Les Systèmes SAC-OCDMA Incohérents Utilisant Des Réseaux De Bragg », Université Laval, Québec, 2009.
- [71] <https://www.hbm.com/fr/4596/quest-ce-qu'une-fiber-bragg-grating/>
- [72] M.Z. Norazimah, S.A. Aljunid, Hilal A. Fadhil and A.S. Md Zain, "Analytical Comparison of Various SAC-OCDMA Detection Techniques", *IEEE*, 2011.
- [73] R. K. Z. Sahbudin, S. A. Aljunid, M. K. Abdullah, M. Othman, M. D. A. Samad, M. A. Mahdi, M. Ismail, "Performance Comparison of Complementary and AND Subtraction Detection Techniques for Hybrid SCM SAC-OCDMA System", *International Conference on Optical Internet*, 9 - 13, 2006.
- [74] C.B.M. Rashidi, M.S. Anuar, et S.A. Aljunid, « Study of Direct Detection Technique for Zero Cross Correlation Code in OCDMA », *International Conference on Computer and Communication Engineering (ICCCE 2010)*, 11-13 May 2010, Kuala Lumpur, Malaysia.
- [75] A. O. A. ALDHAIBAI, « New Spectral Amplitude Coding OCDMA System Using Adaptive Multicarrier Modulation For Next Generation Network », Université Malaysia Perlis, Perlis Malaysia, 2015.
- [76] V. K. JAIN, "Hybrid Wavelength and Code Division Multiple Access in Optical Networks", *Fiber and Integrated Optics*, 20: 1-19, 2001.
- [77] Stefano Bottacchi, "Noise and Signal Interference in Optical Fiber Transmission Systems", 2008 John Wiley & Sons, Ltd.
- [78] Erwin Hoi Wing Chan and Robert A. Minasian, "Suppression of Phase Induced Intensity Noise in Optical Delay-Line Signal Processors Using a Delayed Differential Technique", *Journal of Lightwave Technology*, VOL. 27, NO. 22, November 15, 2009.
- [79] Hooshang Ghafouri-Shiraz & M. Massoud Karbassian, "OPTICAL CDMA NETWORKS PRINCIPLES, ANALYSIS AND APPLICATIONS", 2012 John Wiley & Sons Ltd.
- [80] M. S. Naufal, « Contribution à l'étude de l'application de la technique CDMA aux systèmes de transmission optique », Université De Limoges, Limoges, 2005.

Bibliographie

- [81] A. Cherifi, N. Jellali, M. Najjar, S. A. Aljunid, and B. S. Bouazza, "Development of a novel two-dimensional-SWZCC – Code for spectral/spatial optical CDMA system," *Opt. Laser Technol.*, vol. 109, pp. 233–240, Jan. 2019.
- [82] S. Aljunid, M. Ismail, A. Ramli, B. Ali, M. Abdullah, A new family of optical code sequences for spectral-amplitude-coding optical cdma systems, *Photonics Technol. Lett. IEEE* 16 (10) (2004) 2383–2385
- [83] Rashidi, C. B. M., Aljunida, S. A., Ghania, F., Fadhila, H. A., & Anuara, M. S. (2013). New design of flexible cross correlation (fcc) code for sac-ocdma system. *Procedia Engineering*, 53,420-427.
- [84] AHMED, Hassan Yousif et NISAR, K. S. Diagonal Eigenvalue Unity (DEU) code for spectral amplitude coding-optical code division multiple access. *Optical Fiber Technology*, 2013, vol. 19, no 4, p. 335-347.
- [85] Abd, T. H., Aljunid, S. A., Fadhil, H. A., Ahmad, R. A., & Saad, N. M. (2011). Development of a new code family based on SAC-OCDMA system with large cardinality for OCDMA network. *Optical Fiber Technology*, 17(4), 273-280.
- [86] Malleswari, M., and K. Murugesan. "Construction and bit error analysis of zero cross-correlation codes for SAC-Optical CDMA systems." *Journal of optics* 42.4 (2013):307-310.
- [87] Kottakkaran Sooppy Nisar, Himali Sarangal, and Simrandeep Singh Thapar, 'Performance Evaluation of Newly Constructed NZCC for SAC-OCDMA Using Direct Detection Technique', *Photonic Network Communications*, 37.1 (2019), 75–82
- [88] C.H. Lin, J. Wu, C.L. Yang, Non coherent spatial/spectral optical CDMA system with two-dimensional perfect difference codes, *J. Light. Technol.* 232 (2005) 3966–3980.
- [89] R.A. Kadhim, H.A. Fadhil, S.A. Aljunid, M.S. Razalli, A new two dimensional spectral/spatial multi-diagonal code for non coherent optical code division multiple access (OCDMA) systems, *Opt. Commun.* 329 (2014) 28–33
- [90] M. Najjar, N. Jellali, M. Ferchichi, H. Rezig, Spectral/spatial optical CDMA code based on diagonal eigenvalue unity, *Opt. Fiber Technol.* 38 (2017) 61–69
- [91] 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).

Bibliographie

- [92] Alayedi M, Cherifi A, Hamida A.F, Performance Enhancement of SAC-OCDMA System using a new Optical Code, in: Proc. - 2019 6th Int. Conf. Image Signal Process.Their Appl. ISPA 2019, 2019.
- [93] Keraf ND, Aljunid SA, Rashidi CBM, Ehkan P. Performance of 2-D hybrid fcc-mdw code on ocdma system with the presence of phase induced intensity noise. ARPN J Eng Appl Sci. 2016;11 (22):13203–8.
- [94] Keraf ND, Aljunid SA, Arief AR, Nurol MN, Anuar MS, Rashidi CBM, et al. Noise mitigation for OCDMA system with wavelength/time 2D hybrid code. 2014 IEEE 5th Int Conf Photonics (ICP). IEEE.2014;(5):2–4.
- [95] A.R. Arief, S.A. Aljunid, M.S. Anuar, M.N. Junita, R.B. Ahmad, ‘’ Cardinality enhancement of spectral/spatial modified double weight code optical code division multi-access system by PIIN suppression’’, Optik 124 (2013) 3786–3793.
- [96] Yang CC, Huang JF. Two-dimensional M-matrices coding in spatial/frequency optical CDMA networks. IEEE Photonics Technol Lett. 2003;15:168–70.
- [97] Lin CH, Wu J, Yang CL. Noncoherent spatial/spectral optical CDMA system with two-dimensional perfect difference codes. J Light Technol. 2005;23(12):3966–80.
- [98] Yeh BC, Lin CH, Yang CL, Wu J. Noncoherent spectral/spatial optical CDMA system using 2-D diluted perfect difference codes. J Light Technol. 2009;27(13):2420–32.
- [99] Matem R, Aljunid SA, Junita MN, Rashidi CBM, Ahmed IS. A novel two-dimensional spectral/spatial hybrid code for optical code division multiple access. J. Theor. Appl.Inf. Technol. 2019; 97(3):704-713.
- [100] Cherifi A, Yagoubi B, Bouazza BS, Dahman AO. Performance analysis of optical CDMA system based on zero cross correlation (ZCC) code using OFDM modulation. Int. J. Signal Process. 2016;(1):91–96.
- [101] A. O. Aldhaibani¹, Tharek A. Rahman¹, S. A. Aljunid • Mhd Nour Hindia, Effariza Binti Hanafi, ‘’ A new model to enhance the QoS of spectral amplitude coding-optical code division multiple access system with OFDM technique’’, Opt Quant Electron (2016) 48:481.
- [102] Yang CC, Huang JF. Two-dimensional M-matrices coding in spatial/frequency optical CDMA networks. IEEE Photonics Technol Lett. 2003;15:168–70.

Bibliographie

- [103] Abd El Mottaleb, S. A., Fayed, H. A., Abd El Aziz, A. H. Aly, M., ‘SAC-OCDMA system using different detection techniques’, IOSR J. Electronics and Communication Engineering, 9 (2014), pp. 55-60.
- [104] Mostafa, S., Abd El-Naser, A. M., E. Abd El-Samie, F., Rashed, A. N. Z., ‘Cyclic Shift Code for SAC-OCDMA Using Fiber Bragg-Grating’, arXiv:1904.00373, 2019.
- [105] Yin, H., Ma, L., Zhu, L., ‘A new family of 2D wavelength/time codes with large cardinality for incoherent spectral amplitude coding OCDMA networks and analysis of its performance’, Photon Netw Commun, 19 (2010), pp. 204-211.
- [106] 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 correlation code’, IOP Conf. Series: Materials Science and Engineering cross 767 (2020) 012042. doi:10.1088/1757-899X/767/1/012042.
- [107] A.O. Aldhaibani et al., Development of OCDMA system based on Flexible Cross Correlation (FCC) code with OFDM modulation, Opt. Fiber Technol. (2014)
- [108] T.H. Abd, S.A. Aljunid, H.A. Fadhil, R.B. Ahmad, M.A. Rashid, New approach for evaluation of the performance of spectral amplitude coding-optical code division multiple access system on high-speed data rate, Commun. IET 6(2012) 1742–1749.
- [109] L. Kazovsky, S. Benedetto, A. Willner, Optical Fiber Communication Systems, Artech House, Inc., 1996.
- [110] S. William, D. Ivan, OFDM for Optical Communications, Academic Press is An imprint of Elsevier, California, US, 2007.
- [111] R.K.Z. Sahbudin, M.K. Abdullah, M. Mokhtar, Performance improvement of hybrid subcarrier multiplexing optical spectrum code division multiplexing system using spectral direct decoding detection technique, J. Opt. Fiber Tech. 15(2009)266–273.
- [112] C.B.M. Rashidi, S.A. Aljunid, F. Ghani, H.A. Fadhil, M.S. Anuar, New design of Flexible Cross Correlation (FCC) code for SAC-OCDMA system, Procedia Eng. 53(2013) 420–427.



Author Dashboard

3 Manuscripts with Decisions >

1 Manuscripts Awaiting Revision >

[Start New Submission](#) >[Legacy Instructions](#) >[5 Most Recent E-mails](#) >

Manuscripts with Decisions

ACTION	STATUS	ID	TITLE	SUBMITTED	DECISIONED
create a revision	EIC: Kersten, Ralf	JOC.2020.0069	Design Improvement to Reduce Noise Effect in CDMA Multiple Access Optical Systems Based on New (2-D) Code using Spectral / Spatial Half-Matrix Technique View Submission	29-Mar-2020	02-Jun-2020
	<ul style="list-style-type: none"> Revise with Minor Modifications (02-Jun-2020) Due on: 31-Aug-2020 				

[view decision letter](#)

Journal of Optical Communications

Decision Letter (JOC.2020.0069)

From: rtkersten@t-online.de

To: cherifi.abdelhamid@gmail.com

CC:

Subject: JOC.2020.0069 - Decision Revise with Minor Modifications

Body: 02-Jun-2020

Dear Dr. Abdelhamidi:

Thank you again for submitting your manuscript ID JOC.2020.0069 entitled "Design Improvement to Reduce Noise Effect in CDMA Multiple Access Optical Systems Based on New (2-D) Code using Spectral / Spatial Half-Matrix Technique" to Journal of Optical Communications (JOC). Your manuscript has been reviewed and requires minor modifications prior to acceptance. The comments of the reviewer(s) are included at the bottom of this letter.

I invite you to respond to the reviewer(s)' comments and revise your manuscript.

To revise your manuscript, log into <https://mc.manuscriptcentral.com/joc> and enter your Author Center, where you will find your manuscript title listed under "Manuscripts Awaiting Revision". Under "Actions", click on "Create a Revision". Your manuscript number has been appended to denote a revision.

You may also click the below link to start the revision process (or continue the process if you have already started your revision) for your manuscript. If you use the below link you will not be required to login to ScholarOne Manuscripts.

PLEASE MAKE SURE TO CONFIRM YOUR CHOICE ON THE WEB PAGE AFTER CLICKING ON THE LINK

https://mc.manuscriptcentral.com/joc?URL_MASK=de6e16d2aba7419f8335f73242cdf8

The revised paper needs to be submitted within 6 weeks from now.

When submitting your revised manuscript, you should also respond to the comments made by the reviewer(s). Please add
1. a point-by-point reply to the reviewers' comments
2. and/or a rebuttal against each point that is being raised

You will be able to respond to the comments made by the reviewer(s) under File Upload - File Designation - Author's Response to Reviewer/Editor Critique. Reply to the reviewer(s)' comments is mandatory; all revised manuscripts without reply will be sent back to the author.

You will be unable to make your revision on the originally submitted version of the manuscript. Instead, revise your manuscript and save it on your computer. Please also highlight the changes to your manuscript within the document by using underlined or colored text.

Once the revised manuscript is prepared, you can upload it and submit it through your Author Center.

Your original files are available to you when you upload your revised manuscript. You may delete these files or keep them. Please pay attention to the order of your uploaded files; the first one is the reply to the reviewer(s)' comments, followed by the revised manuscript, and, if applicable, Tables and Figures, and Supplementary Material. If you decide to keep the original files, these must be the last ones in the order of your uploaded files.

Once again, thank you for submitting your manuscript to JOC. I look forward to receiving your revision.

Kind regards

Prof. Ralf Kersten

Editor in Chief, Journal of Optical Communications

Reviewer(s)' Comments to Author:

Reviewer: 1

Comments to the Author

I recommend to accept the paper since authors replied to all reviewer comments.

Reviewer: 2

Comments to the Author

The authors have determined PIIN in the SNR analysis, which is almost negligible for zero-cross-correlation codes. This needs to be justified.

Figure 7 shows that the proposed code is providing better performance in comparison with MD and ZCC coding schemes. However, all of them yield same autocorrelation and cross-correlation properties with negligible change in weight and length. So how is providing better performance? The same goes for the simulation analysis.

The authors have not discussed the parameters used for the simulation analysis. A table must be included covering the simulation parameters.

Date Sent: 02-Jun-2020

Design Improvement to Reduce Noise Effect in CDMA Multiple Access Optical Systems Based on New (2-D) Code using Spectral / Spatial Half-Matrix Technique

M. Alayedi¹, A. Cherifi², A. F. HAMIDA³, M. Rahmani², Y. Attalah², B.S. Bouazza²

¹Laboratory of Scientific Instrumentation (LSI) Ferhat Abbas University Setif, Algeria.

²Technology of Communication Laboratory (LTC) University Of Tahar Moulay, saida, Algeria

³Laboratory of optoelectronics and components (LOC) Ferhat Abbas University Setif, Algeria.

Corresponding autor's: cherifi.abdelhamid@gmail.com

Abstract- This paper presents for non-coherent Optical Code Division Multiple Access (OCDMA) systems a new optical code namely Two-Dimensional Half Spectral/Spatial Zero Cross Correlation (2D-HSSZCC) code based on a One-Dimensional Zero Cross Correlation (1D-ZCC) code already developed using block matrices characterized by a high capacity. The results of simulation show that the use of the new (2D-HSSZCC) code eliminates totally the Multiple Access Interferences (MAI) due to the zero cross correlation flexibility, and less complexity of the code construction which produces a very low bit error rate of closely (4×10^{-18}) at 1 Gbps for four users with a low power source of -12.60 dBm to reach a high data rate and high number of simultaneous users up to closely 149, save an effective power around -1.35 dBm, -3.3dBm compared between those provides by (Two-Dimensional dynamic cyclic shift (2D-DCS) code and Two-Dimensional Dimensional Diluted Perfect Difference (2D-DPD) and (1D-ZCC) code, and increase the cardinality percentage up to 1.58 times, 2.19 times, 2.33 times and 3.9 times comparing to (2D-DCS) code, 2D-DPD code, 1D-ZCC code and Two-Dimensional Flexible Cross Correlation / Modified Double Weight (2D-FCC/MDW) code.

On the other hand, 2D-HSSZCC code is compared with other codes which has it same property namely Two-Dimensional zero cross correlation/multi diagonal (2D-ZCC/MD) and (2D-MD) codes where the increased percentage in system capacity was 1.38 and 1.05 times respectively. Finally, the results obtained in part 1 (with Matlab software) were confirmed and validated with the Optisystem software, the proposed system gave a better BER minimum value around 10^{-21} and a maximum value of the Q factor of around 9.4 at 622 Mbps of data rate when the number of simultaneous users increases.

Keywords: Optical Code Division Multiple Access (OCDMA), Multiple Access Interference (MAI), Half Spectral/Spatial Zero Cross Correlation (HSSZCC), Bit Error Rate (BER), Q-factor.

Home > User > Author > Active Submissions

Active Submissions

ACTIVE ARCHIVE

ID	MM-DD SUBMIT	SEC	AUTHORS	TITLE	STATUS
22680	05-01	Communication	cherifi	ANALYSIS AND EVALUATION OF SPECTRAL AMPLITUDE...	IN REVIEW

1 - 1 of 1 Items

Start a New Submission

[CLICK HERE](#) to go to step one of the five-step submission process.

Rebacks

USER

You are logged in as...
abdelrahim16

- My Profile
- Log Out

NOTIFICATIONS

- View
- Manage

QUICK LINKS







- Author Guideline
- Editorial Boards
- Online Submissions
- Abstracting and Indexing
- Publication Ethics
- Visitor Statistics
- Contact Us

Home > User > Author > Submissions > #22680 > Review

#22680 Review

SUMMARY REVIEW EDITING

Submission

Authors	abdelhamid cherifi 
Title	Analysis and Evaluation of Spectral Amplitude coding-Optical code Division Multiple Access using A Novel Zero Cross Correlation Code
Section	Telecommunication
Editor	Ahmed Boutejdar  (Review) Leo P. Ligthart  (Review) Surinder Singh  (Review) Lunhakorn Wuttisittikuljij  (Review) Ahmed Nabih Zaki Rashed  (Review)

USER

You are logged in as...
abdelrahim16

- My Profile
- Log Out

NOTIFICATIONS

- View
- Manage

QUICK LINKS

- Author Guideline
- Editorial Boards
- Online Submissions
- Abstracting and Indexing
- Publication Ethics
- Visitor Statistics
- Contact Us

Analysis and Evaluation of Spectral Amplitude coding-Optical code Division Multiple Access using A Novel Zero Cross Correlation Code

M. Alayedi², A.Cherifi¹, A. F.HAMIDA³, M. Rahmani¹, Y. Attalah¹, A.Addad¹, K. Allali¹, S.A.Aljunid⁴

¹Technology of Communication Laboratory (LTC) University Of Tahar Moulay, saida, Algeria

²Laboratory of Scientific Instrumentation (LSI) Ferhat Abbas University Setif, Algeria.

³Laboratory of optoelectronics and components (LOC) Ferhat Abbas University Setif, Algeria.

⁴School of Computer and Communication Engineering, University Malaysia Perlis (UniMAP), 02000 Kuala Perlis, Perlis, Malaysia

Corresponding autor's: cherifi.abdelhamid@gmail.com

Article Info

Article history:

Received

Revised

Accepted

Keywords:

Multiple access interference

IRSM code

MDW code

MQC code

SAC-OCDMA

ABSTRACT

According to increase the auto correlation and decrease the cross correlation between code sequences, we propose in this paper a novel method construction of zero cross correlation (ZCC) code namely Identity's row shift matrix (IRSM) code to implement in spectral amplitude coding optical code division multiple access (SAC-OCDMA) systems. In view of its method construction, it depends on an identity matrix and featured by many benefits which can be summarized through flexibility and simplicity code design. Depending on the numerical results, it can be say that our code has an accepted (or adapted) code length for Spectral Amplitude Coding (SAC-OCDMA) systems as well as it has been outperformed Modified Quadratic congruence (MQC) and Modified Double Weight (MDW) codes where the system capacity using our code has been enhanced up to 1.38 and 3.67 times comparing with MDW and MQC codes respectively. On the other hand, our code has given a good performance through implementing it on SAC-OCDMA system using Optisystem software where it can produce BER and Q factor values reach $1.e-22$ and 9.6 approximately at a distance 40 Km and data rate equal 622 Mbps.

This is an open access article under the [CC BY-SA](https://creativecommons.org/licenses/by-sa/4.0/) license.



Corresponding Author:

CHERIFI Abdelhamid,
Technology of Communication Laboratory (LTC)
University Of Tahar Moulay,
saida, Algeria
Email: cherifi.abdelhamid@gmail.com



DE GRUYTER

Publish Open Access with De Gruyter!

Dear CHERIFI Abdelhamid,

Congratulations on being accepted for publication in *Journal of Optical Communications* for the following manuscript:

Manuscript DOI: 10.1515/joc-2020-0068

Manuscript ID: JOC.2020.0068.R1

Manuscript Title: Design Improvement to Reduce Noise Effect in CDMA Multiple Access Optical Systems Based on New (2-D) Code using Spectral / Spatial Half-Matrix Technique

Published by: Walter De Gruyter GmbH

Your article has been accepted in a hybrid open access journal.

Your institution may have agreed to pay open access charges on your behalf. Click the link below to opt into open access or to determine whether your institution has negotiated free or reduced-cost publication on your behalf. However, you are not required to publish open access.

We cooperate with the Copyright Clearance Center (CCC) to guide you through the entire process via their RightsLink® e-commerce solution.

[I want to publish Open Access](#)

To publish open access and determine whether your institution has agreed to pay fees, please [click here](#).

To complete a secure transaction, you will need a [RightsLink account](#). If you do not have one already, you will be prompted to register as you are checking out your author charges. This is a very quick process; the majority of your registration form will be pre-populated automatically with information we have already supplied to RightsLink.

If you have any questions about these charges, please contact CCC [Customer Service](#) using the information below.

Sincerely,
Walter De Gruyter GmbH

Tel.: +1-877-622-5543 / +1-875-646-2777
publication@copyright.com
www.copyright.com

Design Improvement to Reduce Noise Effect in CDMA Multiple Access Optical Systems Based on New (2-D) Code using Spectral / Spatial Half-Matrix Technique

M. Alayedi¹, A. Cherifi², A. F. HAMIDA³, M. Rahmani², Y. Attalah², B.S. Bouazza²

¹Laboratory of Scientific Instrumentation (LSI) Ferhat Abbas University Setif, Algeria.

²Technology of Communication Laboratory (LTC) University Of Tahar Moulay, saida, Algeria

³ Laboratory of optoelectronics and components (LOC) Ferhat Abbas University Setif, Algeria.

Corresponding autor's: cherifi.abdelhamid@gmail.com

Abstract- This paper presents for non-coherent Optical Code Division Multiple Access (OCDMA) systems a new optical code namely Two-Dimensional Half Spectral/Spatial Zero Cross Correlation (2D-HSSZCC) code based on a One-Dimensional Zero Cross Correlation (1D-ZCC) code already developed using block matrices characterized by a high capacity. The results of simulation show that the use of the new (2D-HSSZCC) code eliminates totally the Multiple Access Interferences (MAI) due to the zero cross correlation flexibility, and less complexity of the code construction which produces a very low bit error rate of closely (4×10^{-18}) at 1 Gbps for four users with a low power source of -12.60 dBm to reach a high data rate and high number of simultaneous users upper to closely 149, save an effective power around -1.35 dBm, -3.3dBm compared between those provides by (Two-Dimensional dynamic cyclic shift (2D-DCS) code and Two-Dimensional Dimensional Diluted Perfect Difference (2D-DPD) and (1D-ZCC) code, and increase the cardinality percentage upper to 1.58 times, 2.19 times, 2.33 times and 3.9 times comparing to (2D-DCS) code, 2D-DPD code, 1D-ZCC code and Two-Dimensional Flexible Cross Corelation / Modified Double Weight (2D-FCC/MDW) code.

On the other hand, 2D-HSSZCC code is comparied with other codes which has it same property namely Two-Dimensional zero cross correlation/multi diagonal (2D-ZCC/MD) and (2D-MD) codes where the increased percentage in system capacity was 1.38 and 1.05 times respectively. Finally, the results obtained in part 1 (with Matlab software) were confirmed and validated with the Optisystem software, the proposed system gave a better BER minimum value around 10^{-21} and a maximum value of the Q factor of around 9.4 at 622 Mbps of data rate when the number of simultaneous users increases.

Keywords: Optical Code Division Multiple Access (OCDMA), Multiple Access Interference (MAI), Half Spectral/Spatial Zero Cross Correlation (HSSZCC), Bit Error Rate (BER), Q-factor.

I. INTRODUCTION

OCDMA is a one of the multiplexing technique designed for wireless networks which allows assigning each user by a code sequence to serve its address, and modulates the user's code with data and start transmitting asychrounsly [1, 2]. There are two schemes for OCDMA systems: coherent and non coherent. The difference between them that first and second schemes depend on the phase information and the signal amplitude respectively. Therefore, coherent scheme is described that its

system is more complex than the system of non-coherent scheme [2]. In fact, OCDMA technology can beat the drawbacks in frequency division multiple access (FDMA) and time division multiple access (TDMA) techniques which limit frequency and time slot respectively for each user. In view of its advantages such as: high capacity, high level of security, wide bandwidth, High data transmission speed, and strong ability to transmit data with multiple users in the same channel [3], OCDMA systems suffer from multiple drawbacks that impede their performance and make the signal to noise ratio (SNR) very limited, such as MAI. This means that there is an overlapping between the spectrum users that causes the Phase Induced Intensity Noise (PIIN) and degrades therefore the system performance [4-5]. Spectral amplitude coding (SAC) technique and the two dimensional encoding have been attracted the researchers due to their ability to eliminate MAI. However, OCDMA system performance remains affected by PIIN [4]. In addition, the large capacity of OCDMA systems using large code weights and lengths needs a high consumed power which deteriorates consequently the system performance [6]. In parallel, to increase the cardinality of OCDMA systems (number of active users) requires increasing the code length that is considered as a major problem especially for one-dimensional systems. Accordingly, to get over these shortcomings new two-dimensional codes are developed for spectral-time, spectral spatial encoding. Overall, there are multiple efficient methods to generate a novel optical code with two dimensions as: development 1D codes by combining two domains simultaneously as: frequency-hopping and time-spreading. By virtue of that, it will produce a novel code with high cardinality [7].

Rasim et al. [8] have proposed a 2D-MD code for spectral-spatial encoding based on 1D-MD code where the MAI is totally minimized and PIIN is removed thanks to the ZCC property. Lin et al. [9] have also proposed a 2D-PD code using a property of MAI cancellation to eliminate it and reduce the PIIN influence. Yeh et al. [10] have proposed a 2D-DPD with corresponding system structure. The 2D-DPD code has a property of total suppression of PIIN. Matem et al. [11] proposed a novel code has zero cross correlation property whatever spectral domain or spatial domain called 2D- hybrid zero cross correlation/multi diagonal (2D-ZCC/MD) code. Thanks to its property, it can restrain the MAI effect.

In this context, this paper proposes also for non-coherent OCDMA systems, a novel high capacity 2D-HSSZCC code based on a 1D-ZCC code that can totally eliminate the MAI due to its ZCC flexibility and less complexity. The document is organized as follows: the construction of the proposed code is described in the second section. the third and fourth sections are devoted respectively to the explanation of the function of the proposed system as well as its development and performance. In parallel with the fifth section, study the evaluation of the system on the basis of numerical results where the sixth section evaluates and validates the proposed system using the optisystem software, then conclusion.

II. CODE CONSTRUCTION

The construction of the proposed 2D-HSSZCC code is based on a 1D-ZCC code by dividing the resulted matrix into two half and rotating the second half. The matrix is presented by these parameters: " K ", " λ_c ", " w " and " L " that refer to the number of simultaneous users, in-phase cross correlation, code weight and code length respectively. The code length (L) is expressed as following:

$$L = w.K \quad (1)$$

The code has many advantages such as: a fluent zero cross correlation property that can minimize the spectrum overlapping from different users, provide more flexibility in the code length and weight for the reason they are not restricted by a fixed number. In addition, it can supply a high number of users and data rate with low light source. Cherifi et al. [12] have proposed a new method for

constructing a ZCC code based on filling the matrix by ones, rotate it and combining the first matrix with its rotation. It is possible to represent the first half as form:

$$Z\left(\frac{K}{2}, w * K\right) = \begin{bmatrix} C_1 \\ C_2 \\ \vdots \\ C_{K/2} \end{bmatrix} \quad (2)$$

The position of ones is filled by the following rule:

$$C_{ij} = i + j * \frac{K}{2} \quad (3)$$

Where $i = 1, 2, 3, \dots, K/2$ and $j = 0, 1, 2, \dots, i - 2$

For example, lets take $w=2$ and $K=6$ so the code length will be equal to 12 and the position of ones is filled in the following Table 1.

Table I. The position of ones for 1d-zcc code .

	J	0	1
I			
1		1	4
2		2	5
3		3	6

Then, the half matrix can be written as follows:

$$\text{First half}(ZCC) = \begin{bmatrix} \mathbf{1} & 0 & 0 & \mathbf{1} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \mathbf{1} & 0 & 0 & \mathbf{1} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \mathbf{1} & 0 & 0 & \mathbf{1} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (4)$$

After that, the back matrix is rotated to 180° to obtain the following matrix:

$$\text{Second half}(ZCC) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \mathbf{1} & 0 & 0 & \mathbf{1} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \mathbf{1} & 0 & 0 & \mathbf{1} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \mathbf{1} & 0 & 0 & \mathbf{1} \end{bmatrix} \quad (5)$$

The 1D-ZCC matrix is formed by combining the two half Eqs. (4) and (5) as follows:

$$ZCC = \begin{bmatrix} \text{First half}(ZCC) \\ \text{Second half}(ZCC) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{1} & 0 & 0 & \mathbf{1} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \mathbf{1} & 0 & 0 & \mathbf{1} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \mathbf{1} & 0 & 0 & \mathbf{1} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \mathbf{1} & 0 & 0 & \mathbf{1} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \mathbf{1} & 0 & 0 & \mathbf{1} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \mathbf{1} & 0 & 0 & \mathbf{1} \end{bmatrix} \quad (6)$$

Generally, it is possible to write ZCC matrix by dividing it into four parts under the following form:

$$ZCC = \begin{bmatrix} \text{filled ones} & | & \text{zeros} \\ \text{-----} & | & \text{-----} \\ \text{zeros} & | & \text{filled ones} \end{bmatrix} \quad (7)$$

It is possible to design the 2D-HSSZCC code by taking two code sequences of 1D-ZCC: $X = \{x_0, x_1, x_2, \dots, x_{M-1}\}$ and $Y = \{y_0, y_1, y_2, \dots, y_{N-1}\}$. Both X and Y have the code length $M = w_1 K_1$ and $N = w_2 K_2$ where their code weights and sizes are w_1 and K_1 and w_2 and K_2 respectively.

Let take X_g and Y_h are the g^{th} and h^{th} code sequence of X and Y respectively, where X_g presents the spectral code sequence where $g = 0, 1, 2, \dots, K_1 - 1$ and Y_h presents the spatial code sequence where $h = 0, 1, 2, \dots, K_2 - 1$. The 2D-HSSZCC can be expressed as [2-13-15]:

$$A_{g,h} = Y_h^T \cdot X_g \quad (8)$$

Let take a_{ij} which represents the $A_{g,h}$ elements where $i = 0, 1, 2, \dots, M - 1$ and $j = 0, 1, 2, \dots, N - 1$. Thus $A_{g,h}$ can be expressed in Eq (11). An example of the 2D-HSSZCC code sequences is presented in Table 1 for $(K_1 = 2, w_1 = 2, K_2 = 4, w_2 = 2)$.

$$A_{g,h} = \begin{bmatrix} a_{0,0} & a_{0,1} & \dots & a_{0,M-1} \\ a_{1,0} & a_{1,1} & \dots & a_{1,M-1} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ a_{N-1,0} & a_{N-1,1} & \dots & a_{N-1,M-1} \end{bmatrix} \quad (9)$$

According to the 2D-HSSZCC code cross correlation explanations, the characteristic matrices $A^{(d)}$ ($d = 0, 1, 2, 3$) are written as [13]:

$$\begin{cases} A^{(0)} = Y^T \cdot X \\ A^{(1)} = Y^T \cdot \bar{X} \\ A^{(2)} = \bar{Y}^T \cdot X \\ A^{(3)} = \bar{Y}^T \cdot \bar{X} \end{cases} \quad (10)$$

The cross correlation of 2D-HSSZCC can be expressed as [8]:

$$R(g, h) = \sum_{i=0}^{M-1} \sum_{j=0}^{N-1} a_{i,j}^{(0)} a_{ij}(g, h) = \begin{cases} w_1 \cdot w_2 & \text{for } g = 0 \cap h = 0 \\ 0 & \text{esle} \end{cases} \quad (11)$$

Table II. The 2D-HSSZCC code with $(K_1 = 3, w_1 = 2, K_2 = 2, w_2 = 2)$.

Spectral \ Spatial	X_0 = [1 0 1 0]	X_1 = [0 1 0 1]
$Y_0^T = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 1 \\ 0 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$
$Y_1^T = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 \end{bmatrix}$

III. SYSTEM DESCRIPTION

The structure of the corresponding system for spectral-spatial is shown in Fig. 1 where there are: $C = C_1, C_2$ Transmitters-receivers pairs and each of them uses the 2D-HSSZCC code word $A_{g,h}$ and a N coupler star. As indicated in the Fig. 1 the proposed system is composed of the following components: incoherent light source, an optical modulator (EOM) to convert the electrical information as optical form, two sets of fiber Bragg grating FBG1 and FBG2 have the same grating number but with inverse arrangement and a splitter has P outputs. For the transmitting part, the incoming electrical information is modulated by the EOM depending on ON/OFF scheme. The modulated optical signals are sent to FBG1 and FBG2. Where the spectral code sequence component X_g with wavelengths conform to "1" of a code sequence are reflected back and the others are filtered out by FBG1. Then, the reflected components are sent to FBG2 for the run trip delay compensation. Later, the optical pulses are delivered by the optical splitter which splits them into w2 equal parts according to send it to the star coupler in order to the spatial code sequence component Y_h whereupon the optical signals are encoded completely in two dimensions. The structure of the corresponding system for the receiver part is shown in Fig. 2 and consists of the following components: an optical combiner has P inputs, direct detector comprises of two sets of fiber Bragg grating FBG1 and FBG2 have the same grating number but with inverse detection, two circulators, single photo diode (PD) to convert optical pulses into electrical signals and finally an integrator of structure. For the receiving part, the combiners sum up the incoming optical information from the star couplers in order to the spatial code sequence component Y_h . FBG1 works to reflect back the same spectral code sequence components which conform to "1" of X_g . FBG2 for the run trip delay compensation. Finally, the signal is aggregated and filtered by the low pass filter (LPF).

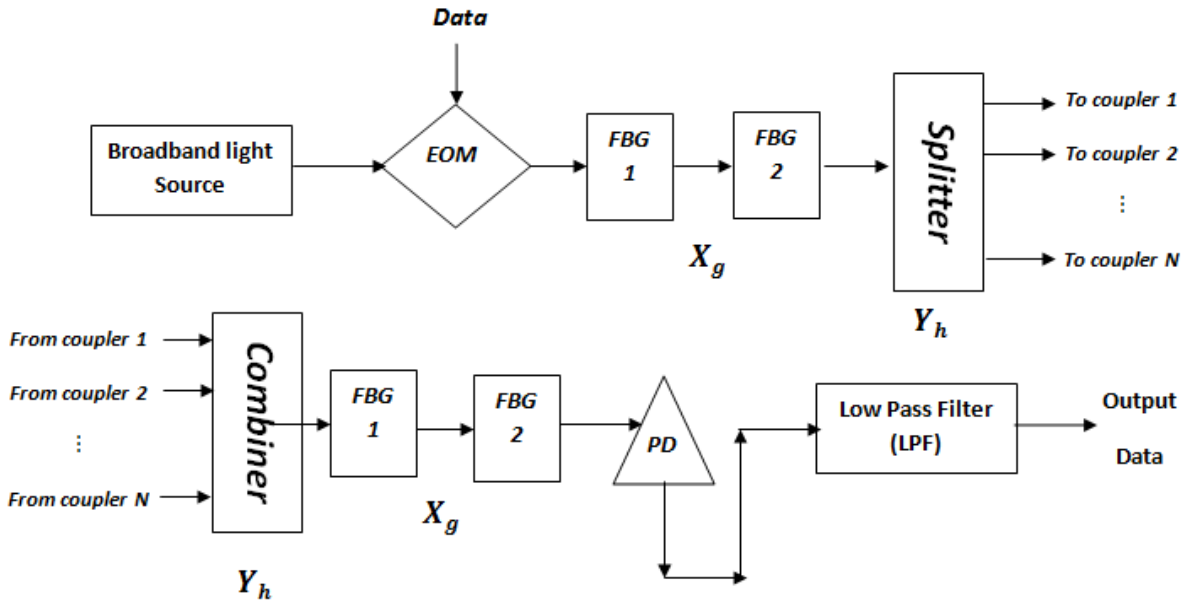


Fig. 1. The proposed spectral/spatial 2D-HSSZC transmitter and receiver system

IV. SYSTEM PERFORMANCE

To evaluate the system performance with the proposed 2D-HSSZCC code, it has to consider the effect of shot noise, thermal noise and PIIN noise. PIIN noise is considered because there is an overlapping between different users spectrum. Therefore, the total noise expression in our system may write as following [2-8-14-16-18-20]:

$$\begin{aligned}\sigma_{\text{noise}}^2 &= \sigma_{\text{shot}}^2 + \sigma_{\text{PIIN}}^2 + \sigma_{\text{thermal}}^2 \\ &= 2eB_r I + B_r I^2 \tau_c + \frac{4K_b T_n B_r}{R_l}\end{aligned}\quad (12)$$

Where e refers to the electron charge, B_r refers to the electrical bandwidth, I refers to the average photo current, K_b refers to Boltzmann's constant, T_n refers to the absolute temperature, R_l refers to the load resistance and finally τ_c refers to the coherence time of the light which can be expressed as [8-17-19]:

$$\tau_c = \frac{\int_0^\infty G_0^2(v) dv}{(\int_0^\infty G_0(v) dv)^2} \quad (13)$$

Using four suppositions for simplification the analysis [2-9-10-17-19]: First, unpolarized broadband light source has flat spectrum over $\left[v_0 - \frac{\Delta v}{2}, v_0 + \frac{\Delta v}{2}\right]$ where v_0 is the central optical frequency and Δv is the optical source bandwidth. Second, similar spectral width for each spectral component produced by the spectral encoders. Third, same power for each spectral component received by a user. Fourth, synchronization for each bit stream from each user.

Without these assumptions, analyzing the system would be difficult. For example, the power of each spectral component may not be identical, and each user may have unequal power at the receiver. Similar assumptions have been adopted by other researchers [13]. Depending on these suppositions, we can write the power spectral density (PSD) of the received signals as [8-17-19]:

$$r(v) = \frac{P_{sr}}{w_2 \Delta v} \sum_{c=1}^C d(k) \sum_{i=0}^{M-1} \sum_{j=1}^{N-1} a_{i,j} \Pi(v, i) \quad (14)$$

Where P_{sr} is the effective source power and we can define $u(v, i)$ as :

$$\Pi(v, i) = \left\{ u \left[v - v_0 - \frac{\Delta v}{2M} (-M + 2i) \right] - \left[v - v_0 - u \frac{\Delta v}{2M} (-M + 2i + 2) \right] \right\} \quad (15)$$

Where $u(v)$ is the unit step function which can be written as:

$$u(v) = \begin{cases} 1 & \geq 0 \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases} \quad (16)$$

Depending on the cross correlation between $A_{0,0}^0$ and $A_{g,h}$, we can write the currents of PD output as [8]:

$$\begin{aligned}I &= \Re \int_0^\infty r(v) dv \\ &= \Re \int_0^\infty \frac{P_{sr}}{w_2 \Delta v} \sum_{c=1}^C d_K R(i, j) \Pi(v, i) dv \\ &= \frac{\Re P_{sr}}{w_2 \Delta v} \left(1 * w_1 w_2 * \frac{\Delta v}{M} + 0 \right) \\ &= \frac{\Re P_{sr} w_1}{M}\end{aligned}\quad (17)$$

Where \Re represents the responsivity of PD and expressed as: $\Re = \frac{\eta \cdot e}{h \cdot v_0}$.

η, e, h, v_0 represent the quantum efficiency, electron's charge, Plank's constant and central frequency of broad-band optical pulse respectively.

Although $M = K_1 w_1$ and $K_1 = K/K_2$, so Eq. (17) will become:

$$I = \frac{\Re P_{sr} K_2}{K} \quad (18)$$

The PIIN variance can be expressed as followed:

$$\begin{aligned} \sigma_{PIIN}^2 &= B_r I^2 \tau_c = B_r I^2 \frac{\int_0^\infty G_0^2(v) dv}{\left(\int_0^\infty G_0(v) dv\right)^2} \\ &= B_r \Re^2 \int_0^\infty G_0^2(v) dv \\ &= B_r \Re^2 \int_0^\infty \left[\frac{P_{sr}}{w_2 \Delta v} \sum_{k=1}^K d_k R^{(0)}(i, j) \Pi(v, i) \right]^2 dv \\ &= \frac{B_r \Re^2 P_{sr}^2}{(w_2 \Delta v)^2} \left[(w_1 w_2)^2 * \frac{\Delta v}{M} + 0 \right] \\ &= \frac{B_r \Re^2 P_{sr}^2}{\Delta v M} w_1^2 \\ &= \frac{B_r M}{\Delta v} I^2 \end{aligned} \quad (19)$$

Substituting Eqs. (18) and (19) into Eq. (12) we obtain:

$$\sigma_{noise}^2 = \frac{2eB_r \Re P_{sr} K_2}{K} + \frac{B_r M}{\Delta v} I^2 + \frac{4K_b T_n B_r}{R_l} \quad (20)$$

Since, the probability of transmitting bit ‘0’ and ‘1’ is the same and equal to (0.5) therefore Eq. (20) will become:

$$\sigma_{noise}^2 = \frac{eB_r \Re P_{sr} K_2}{K} + \frac{B_r M}{2\Delta v} I^2 + \frac{4K_b T_n B_r}{R_l} \quad (21)$$

Finally, depending on the consequences of Eqs. (17) and (30), the SNR expression can be written the as:

$$\begin{aligned} SNR &= \frac{I^2}{\sigma_{noise}^2} \\ SNR &= \frac{\left[\frac{\Re P_{sr} K_2}{K} \right]^2}{\frac{eB_r \Re P_{sr} K_2}{K} + \frac{B_r M}{2\Delta v} I^2 + \frac{4K_b T_n B_r}{R_l}} \end{aligned} \quad (22)$$

Then, we can calculate the BER using the Gaussian approximation as [3, 4, 18, 21]:

$$\begin{aligned} BER &= \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \sqrt{SNR/8} \\ BER &= \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \sqrt{\frac{1}{8} * \frac{\left[\frac{\Re P_{sr} K_2}{K} \right]^2}{\frac{eB_r \Re P_{sr} K_2}{K} + \frac{B_r M}{2\Delta v} I^2 + \frac{4K_b T_n B_r}{R_l}}} \end{aligned} \quad (23)$$

V. NUMERICAL RESULTS

The performance of the proposed 2D-HSSZCC code is simulated by using Matlab software in terms of signal to noise ratio (SNR) and bit error rate (BER) as a function of four terms: The number of simultaneous users, effective source power, data rate and light spectral width with codes: 2D-PD, and 2D-DPD in [3-9-10-] and 2D-MD, 2DZCC/MD in [8-11] and for the same code lengths

spectral and spatial ($M=57$ and $N=3$). The used parameters for numerical calculation are presented in Table 3.

Table.III. Employed parameters in the numerical calculation

Parameters	Value
Responsivity of PD (\mathcal{R})	0.75
Effective source power (P_{sr})	-10 dBm
Data bit rate (R_b)	1 Gbps
Receiver load resistor (R_l)	1030 Ω
Receiver noise temperature (T_n)	300 K
Spectral width ($\Delta\nu$)	3.75 THz

Fig. 2. shows the effective power for each user against BER, when data bit rate of 1 Gbps and number of active users is constant at 100. It is clear that the proposed code needs minor P_{sr} which equal to -12.60 dBm whereas 1D-ZCC and both 2D-DPD and 2D-DCS codes needs around -8.7 dBm and -11.25 dBm respectively. For the 2D-PD is saturated for the error condition of 10^{-9} . So that the saved power is equal to -3.9 dBm and -1.35 dBm comprised with 1D-ZCC and both 2D-DPD .

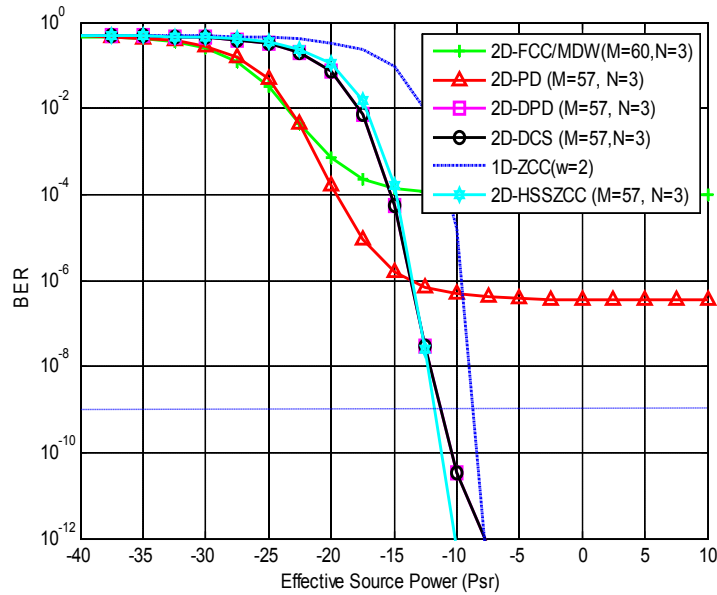


Fig. 2. BER versus Effective Source Power for K=100.

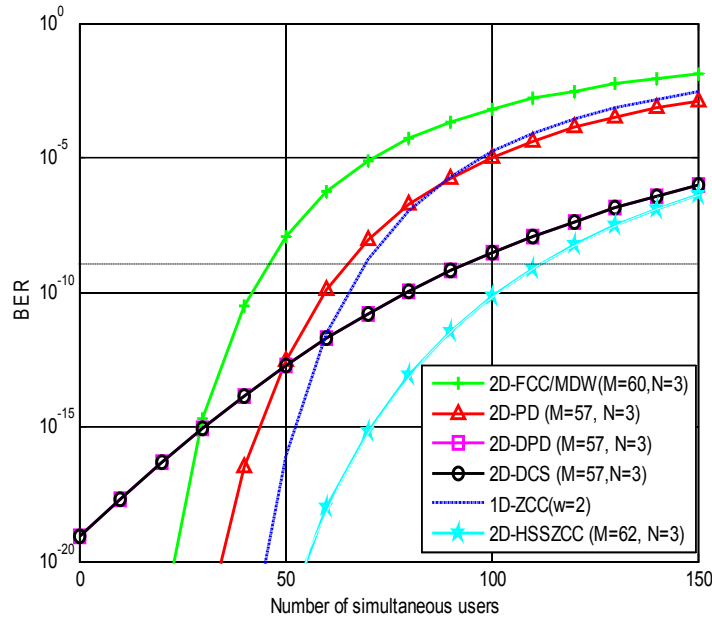


Fig. 3. BER versus number of simultaneous users ($M=57$ and $N=3$).

Fig. 3 offers the number of active users of 2D-HSSZCC against BER, when each received power is constant at -10 dBm and data bit rate at 1 Gbps. When the code lengths are the same for all codes, it is clear that our code outperforms the 2D-PD and 2D-DPD systems. For the error condition of 10^{-9} , the proposed code can supply 149 users while 1D-ZCC, 2D-PD, 2D-FCC/MDW and both 2D-DPD and 2D-DCS codes can supply 68, 64, 45 and 94 respectively.

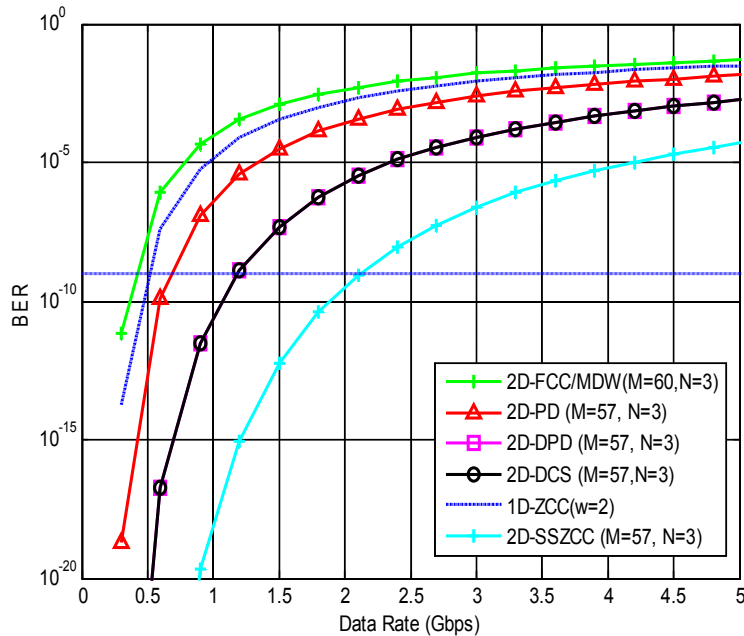


Fig. 4. BER versus data rate for ($M=57$ and $N=3$).

Fig. 4 presents the BER variation against data rate when number of active users and received power are 100 and -10 dBm respectively. Although the code lengths are the same for all codes, the proposed code can supply higher data rate equal to 2.1 Gbps and the other codes: 1D-ZCC, 2D-PD,

2D-FCC/MDW and both 2D-DPD and 2D-DCS can spply 0.52, 0.69, 0.42 and 1.18 Gbps respectively

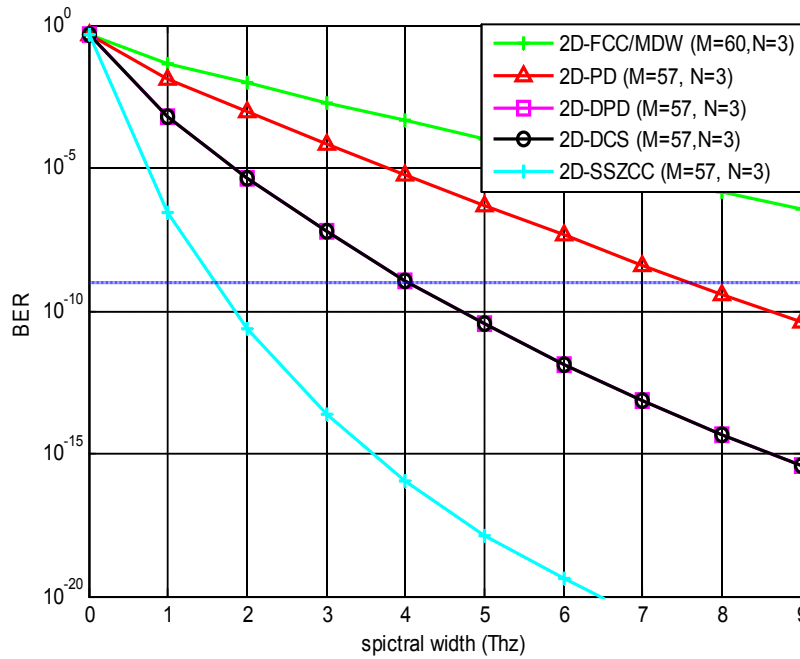


Fig. 5. BER versus spectral width for (M=57 and N=3).

Fig. 5 present the BER variation against light spectral width when -10 dBm and 1 Gbps of received power and data rate respectively. it is clear that the proposed code needs narrower light spectral width about 1.6 Thz and the other codes need about 7.6 Thz and 4.03 Thz for 2D-PD and both 2D-DPD and 2D-DCS codes.

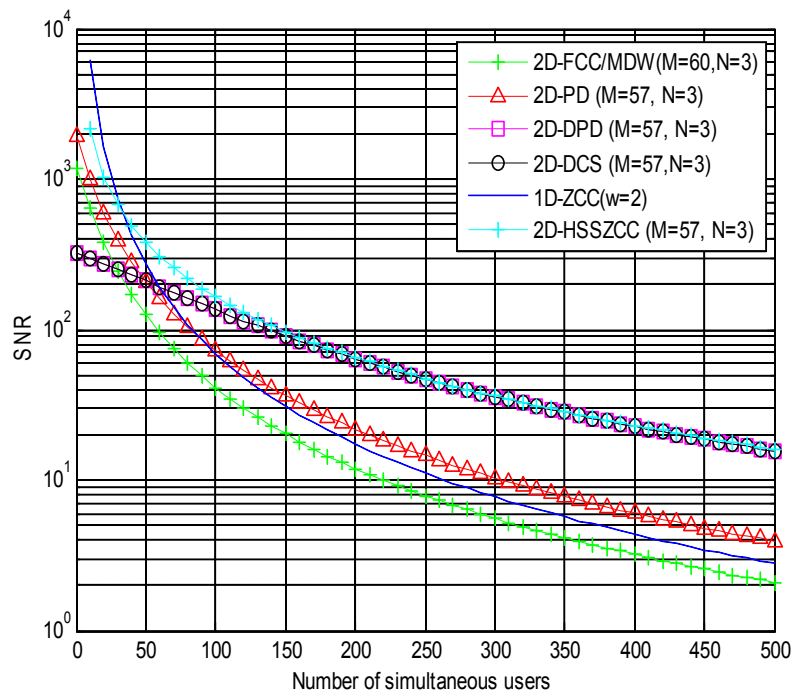


Fig. 6. SNR versus number of simultaneous users for (M=57 and N=3).

This Fig. 6 shows the SNR variation against number of simultaneous users for spectral width and electrical bandwidth are: 5 THz and 500 MHz. It is clear that the proposed code has high performance that returns to high signal power in comprised with noise power.

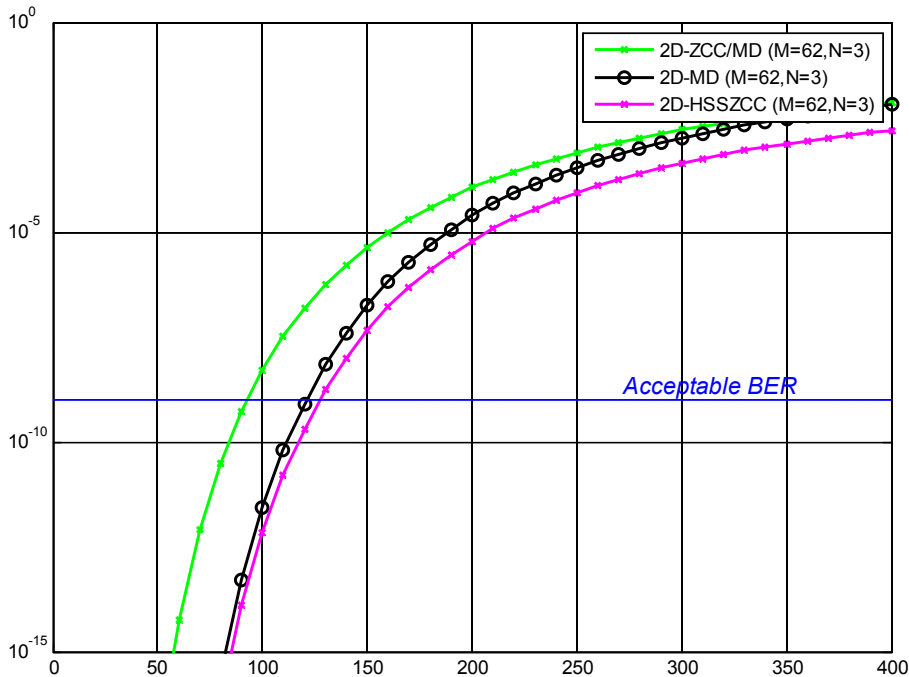


Fig. 7. BER versus number of simultaneous users for ($M=62$ and $N=3$).

This study compares the proposed HSS-ZCC code with MD and ZCC/MD codes which have the same property of a zero cross-correlation, for the same code lengths: $M = 62$ and $N = 3$ for the spectral and spatial components respectively, as shown in Figure 7. Note that at an acceptable BER value (10^{-9}), the 2D-HSZCC code can support about 127 users while the 2D-MD and 2D-ZCC/MD codes supports about 121 and 92 users respectively. Therefore, the OCDMA system capacity has been enhanced around 4.9% and 28.9% comparing with 2D-MD and 2D-ZCC/MD codes respectively; this is due to the good auto/ cross correlation property of the proposed code.

VI. NETWORK SIMULATION

In this section, the performance of the system is evaluated using optisystem software in terms of minimum BER and maximum Q factor, when the effective source power P_{sr} is -115 dBm. The data rate of each user is 622, 1 and 2.5 Gbps, the bandwidth of each user FBG is 0.3 nm, the attenuation is 0.25 dB/Km, dispersion 18 ps/nm/Km, Dark current 10 nA, PD responsivity is 1 A/W, thermal noise is 1.8×10^{-23} W/Hz and cutoff frequency is 0.65 Mhz.

The proposed network structure (2DHZCC-OCDMA) is presented in Fig. 8 and compared to the OCDMA network based on 2D-MD code as shown in Fig. 9. The employed matrices in two systems: 2D-OCDMA based on HSSZCC and MD codes are presented in Table 4 and Table 5 respectively. For that, the eye diagrams for the proposed system uses the (2D-HSSZCC) code is presented in Figs. 12-13 and 14 for 0.622, 1 and 2.5 Gbps respectively for the compared system (2D-MD) is presented in Figs. 10 & 11 for 0.622 and 1 Gbps respectively.

Table. IV. Implemented matrix of HSSZCC code for 2D-Spectral/Spatial-OCDMA system network.

$Y_f^T \backslash X_e$	λ_1	λ_2	λ_3	λ_4	λ_1	λ_2	λ_3	λ_4
C_1	λ_1, C_1		λ_3, C_1			λ_2, C_1		λ_4, C_1
C_2								
C_3	λ_1, C_3		λ_3, C_3			λ_2, C_3		λ_4, C_3
C_4								
C_1								
C_2	λ_1, C_2		λ_3, C_2			λ_2, C_2		λ_4, C_2
C_3								
C_4	λ_1, C_4		λ_3, C_4			λ_2, C_4		λ_4, C_4

Table. V. Implemented matrix of MD code for 2D-Spectral/Spatial-OCDMA system network.

$Y_f^T \backslash X_e$	λ_1	λ_2	λ_3	λ_4	λ_1	λ_2	λ_3	λ_4
C_1	λ_1, C_1			λ_3, C_1		λ_2, C_1	λ_4, C_1	
C_2								
C_3								
C_4	λ_1, C_3			λ_3, C_3		λ_2, C_3	λ_4, C_3	
C_1								
C_2	λ_1, C_2			λ_3, C_2		λ_2, C_2	λ_4, C_2	
C_3	λ_1, C_4			λ_3, C_4		λ_2, C_4	λ_4, C_4	
C_4								

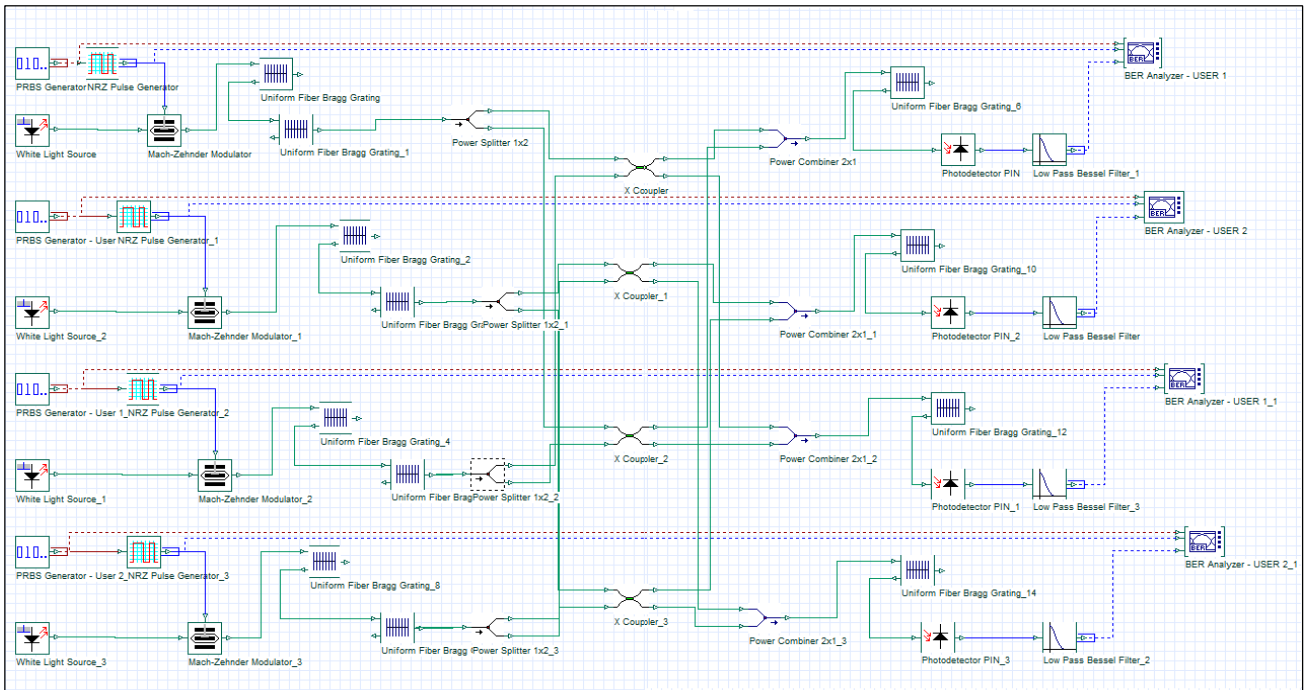


Fig. 8. 2D-OCDMA system based on HSSZCC code for 4 users.

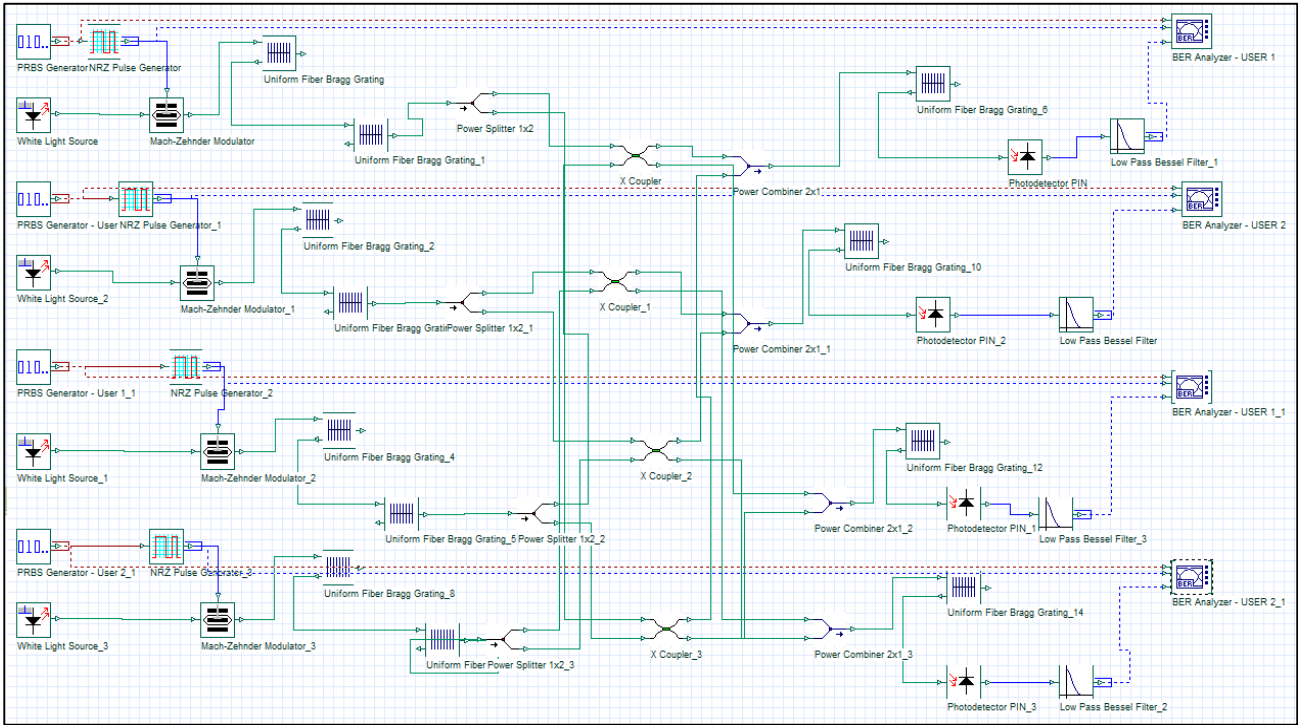


Fig. 9. 2D-OCDMA system based on MD code for 4 users.

The mechanism of the system can be summarized as follows:

Firstly, the data of each user is generated using pseudo random bit sequence (PRBS) generator then transferred for the modulation depending on ON-OFF Keying (OOK) and converted to optical pulses. Here, it comes the encoder role where according to Table 4, it is allocated two Fiber Bragg Gratings (FBGs) to encode it spectrally.

Secondly, after done spectrum encoding, it divided into w_2 using a power splitter and transmitted to a star coupler according to the matched 1s of " Y^T " for doing spatial encoding. Thus, data is encoded in two dimensions completely.

Thirdly, decoding operation comes and it presents the inversible operation for encoding operation where using a power combiner, it is summed the the data from star couplers according to the matched 1s of " Y^T " and then transmitted to FBG. Noting that, it has been used just a single FBG at receiver level where ZCC families uses spectral direct detection (SDD) and it is enough to recover just a wavelength thus data decoding after that is done in two dimensions completely. Fourthly, data is recovered as original form (electrical signal) using a Photo diode (PD) then transmitted to low pass Bessel filter. For different data rates: 0.622, 1 and 2.5 Gbps, 2D-OCDMA system based on HSSZCC code can gave better performance where it can prove that by results in Figs. 12-14 respectively. Although high data rates, the proposed system still produce agreeable results whatever BER or Q-factor which are approximately 9.4, 8.4 and 7.6, and 10^{-21} , 10^{-18} and 10^{-15} for 0.622, 1 and 2.5 Gbps respectively.

Regardless these results, the system performance can be also evaluated through the eye opening eye where we obtained several eye diagrams at different rates with wide openings in other meaning as long the eye opening gets wider, the system will give good performance and vis-versa. For the same parameters, also 2D-MD code is simulated as shown in Figs.10 & 11 where it can result these Q-factor values: 8.6 and 8.1 as well 10^{-18} and 10^{-16} of Q-factor and BER respectively when the data rate equal to 0.622 and 1 Gbps respectively. Here, our proposed code can outperform 2D-MD

code with small difference although both have the same numerical results so as in case two codes have the same properties and the same numerical calculation but simulation results is the solution to prove the extent to which one is superior to the others.

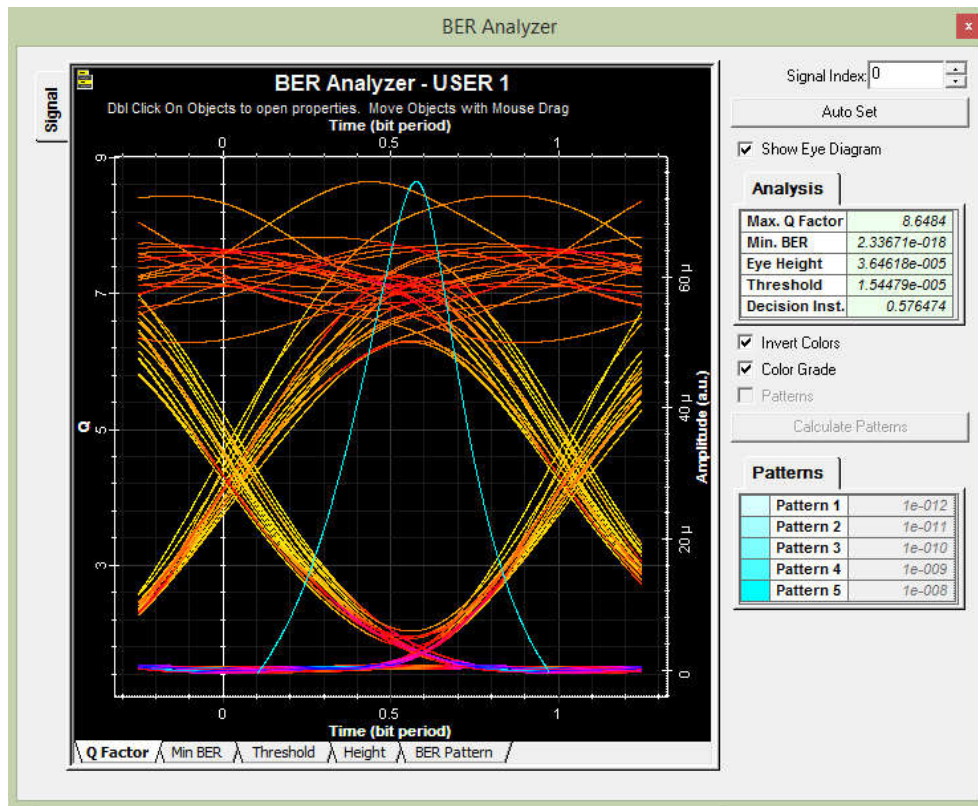


Fig. 10. Eye diagram of 2D-MD for 622 Mbps.

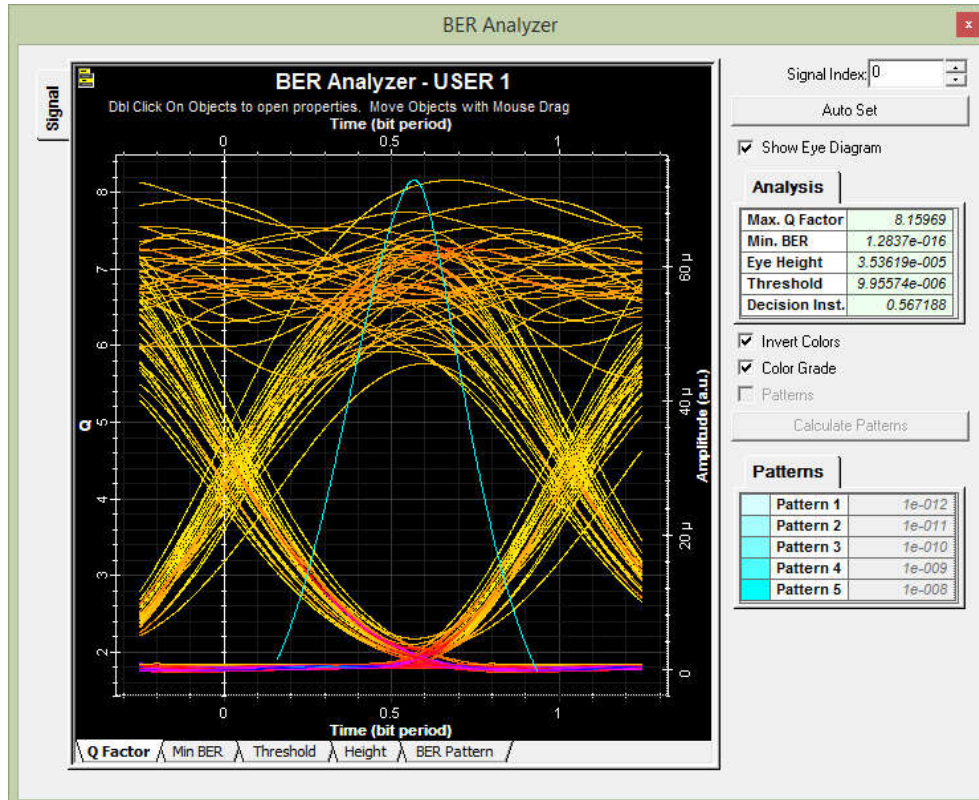


Fig. 11. Eye diagram of 2D-MD code for 1 Gbps.

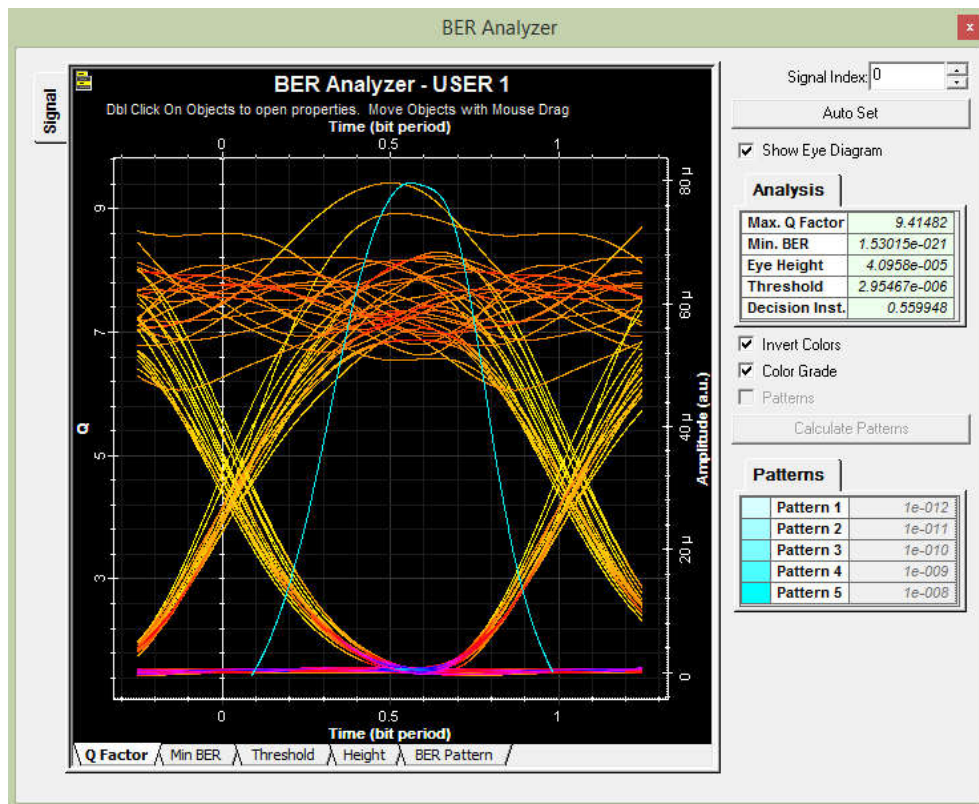


Fig. 12. Eye diagram of 2D-HSSZCC 622 Mbps.

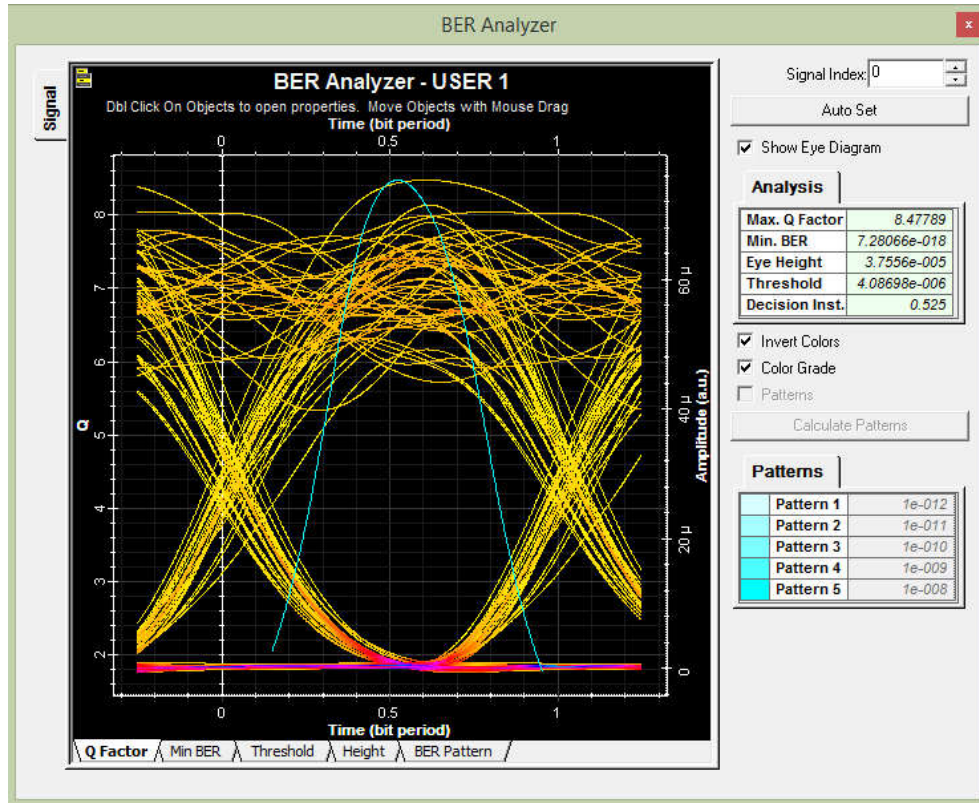


Fig. 13. Eye diagram of 2D-HSSZCC code for 1 Gbps.

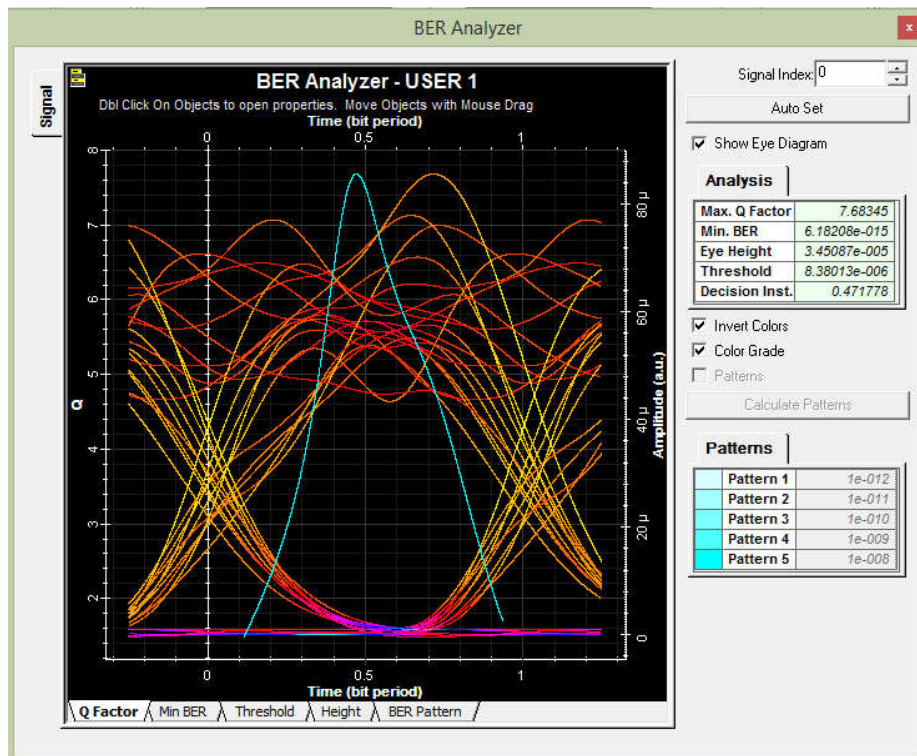


Fig. 14. Eye diagram of 2D-HSSZCC code for 2.5 Gbps.

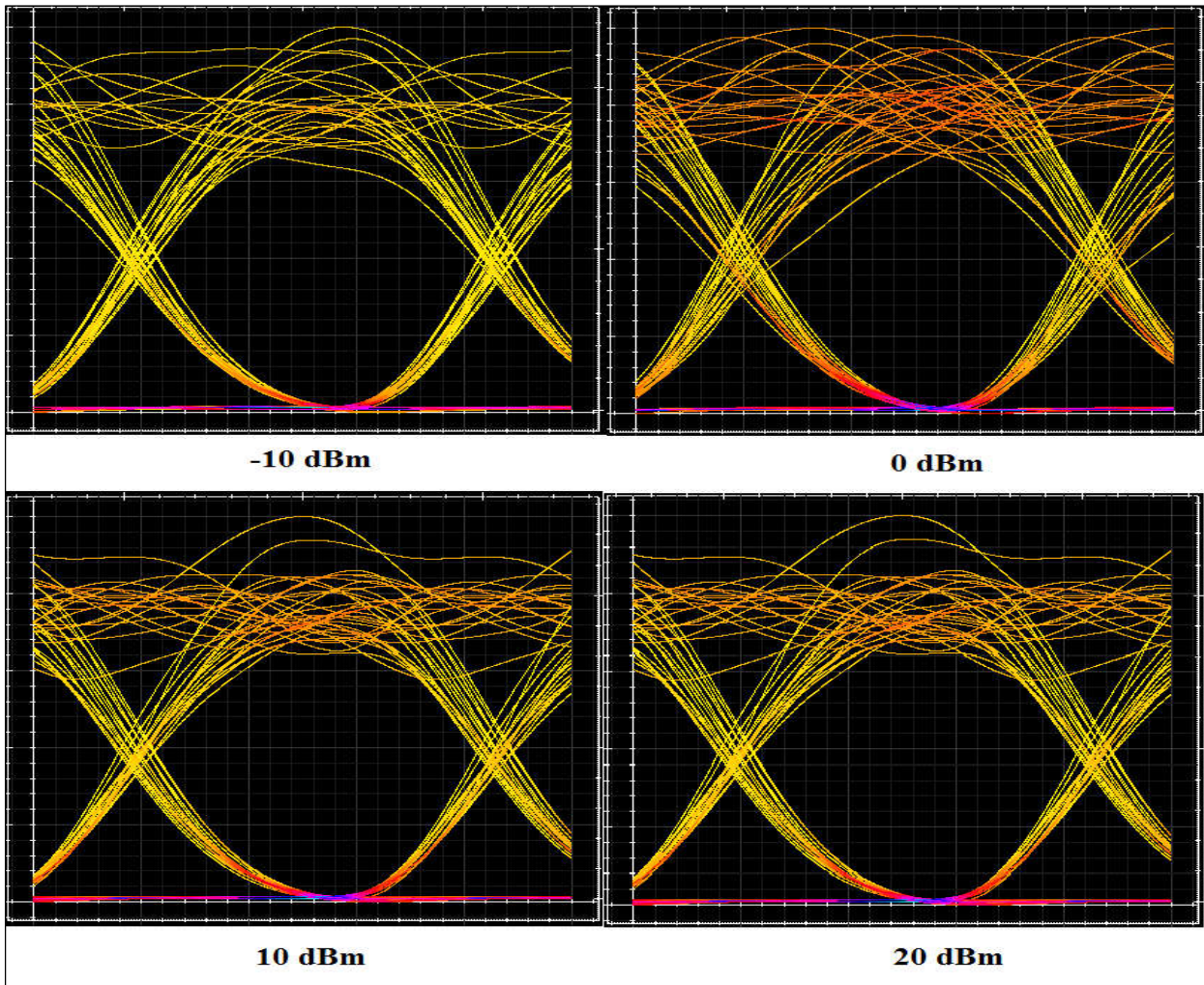


Fig. 15. Eye diagrams of four users for 622 Mbps at different input power.

Furthermore, noting that the eye diagrams of 4 users for different input source power: -10, 0, 10 and 20 dBm are presented in Fig. 15 where they refer to BER value enhances and the eye increases diameter if the source power will be increased. This can be translated through the ability of our code to enhance the system performance and load high data rate for long distance. on the other hand, this enhancement denotes to the increasing in signal power comparing with noise power where it can be say that the relation between SNR and P_{sr} is proportional. All of that is due to characteristics of our proposed code, the most important of them zero cross correlation feature.

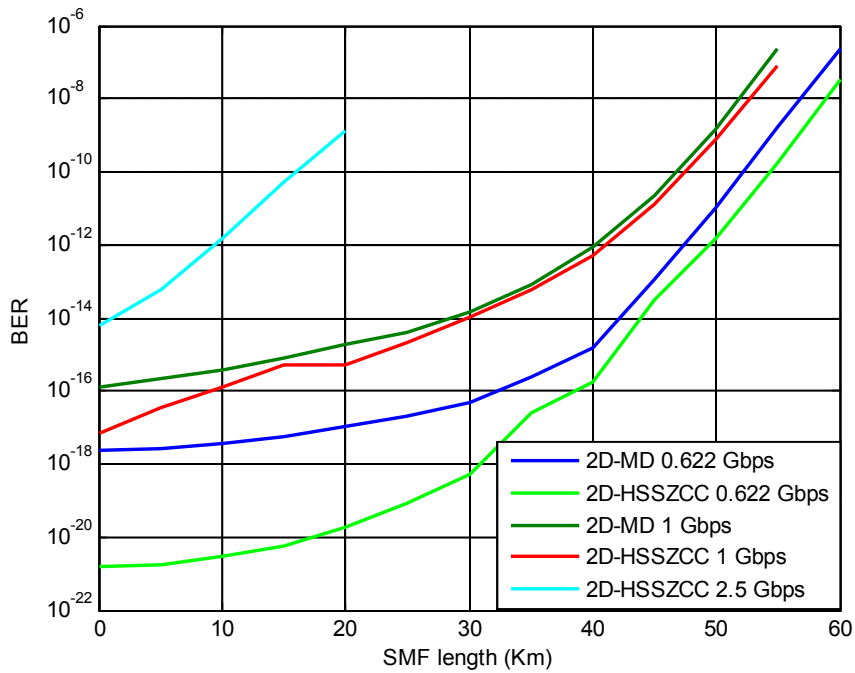


Fig. 16. BER versus Fiber length.

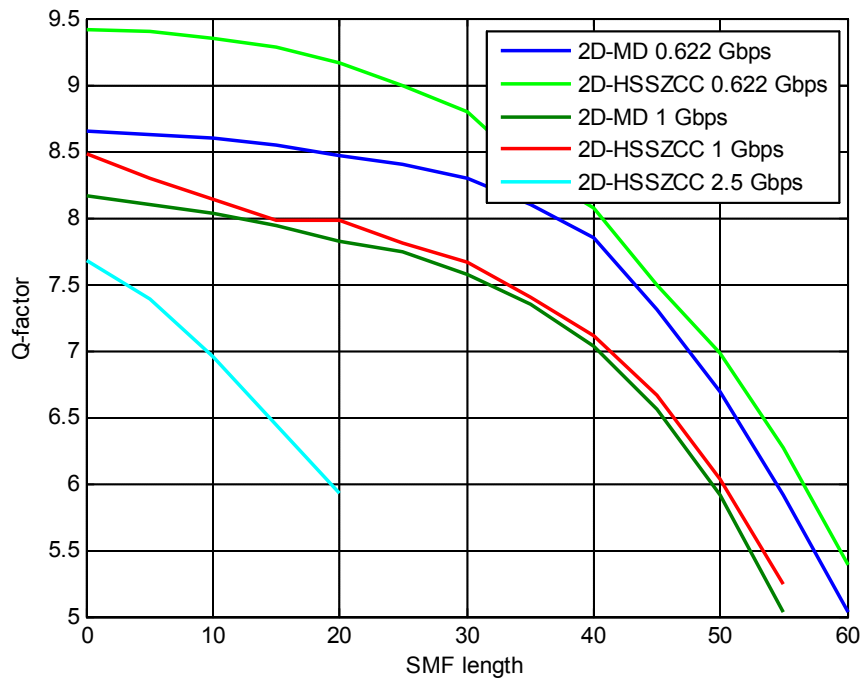


Fig. 17. Q-factor versus fiber length.

In addition to that, Figs. 16 & 17 show the BER and Q-factor variation as function of SMF length for two data rates: 0.622 and 1 Gbps. As long studied distance up to 60 Km, It is obviously that 2D-HSSZCC code can be implemented for greater distance than 2D-MD code. At an acceptable Q-factor value or BER value, it can possible to use an optical fiber with length 56.5 and 54.4 Km for 0.622 Gbps of data rate while for 1 Gbps of data rate, the fiber length reaches 52.2 and 49.3 Km for 2D codes: HSSZCC and MD respectively. As a result, it is noted that 2D-HSSZCC code outperforms

2D-MD code in term of distance in a few kilometers up to 19.2 Km .when data rate equal to 2.5 Gbps.

VII. CONCLUSION

In this paper, a novel Two-Dimensional Half Spectral/Spatial Zero Cross Correlation (2D-HSSZCC) code is proposed for spectral/spatial OCDMA systems. The paper describes the code structure that can be easily implemented in non-coherent SAC-OCDMA systems and offer high performance comparing to 2D-FCC/MDW, 2D-PD, 2D-DPD, 2D-DCS, 2D-MD and 2D-ZCC/MD codes in terms of the number of simultaneous users and effective power for each user. According to simulation results, the code has ameliorated the system performance and outperformed 2D-FCC/MDW, 2D-PD 2D-DPD , 2D-DCS, 2D-MD and 2D-ZCC/MD codes effectiveness by increasing the user's number and decreasing the consumed power for each user thanks to the flexible zero cross correlation property which suppresses totally the MAI influence and minimizes the PIIN influence.

REFERENCES

- [1] S. A. Aljunid, M. Ismail, A. R. Ramli, Borhanuddin M. Ali, & Mohamad Khazani Abdullah, " A New Family of Optical Code Sequences for Spectral-Amplitude-Coding Optical CDMA Systems", IEEE PHOTONICS TECHNOLOGY LETTERS, VOL. 16, NO. 10, OCTOBER 2004.
- [2] Alayedi M, Cherifi A, Hamida A.F, Performance Enhancement of SAC-OCDMA System using a new Optical Code, in: Proc. - 2019 6th Int. Conf. Image Signal Process. Their Appl. ISPA 2019, 2019.
<https://doi.org/10.1109/ISPA48434.2019.8966912>.
- [3] Najjar M, Jellali N, Ferchichi M, Rezig H. Spectral/spatial optical CDMA code based on diagonal eigenvalue unity. Opt Fiber Technol. 2017;38 (no. July): 61–9.
- [4] Keraf ND, Aljunid SA, Rashidi CBM, Ehkan P. Performance of 2-D hybrid fcc-mdw code on ocdma system with the presence of phase induced intensity noise. ARPN J Eng Appl Sci. 2016;11 (22):13203–8.
- [5] Keraf ND, Aljunid SA, Arief AR, Nurol MN, Anuar MS, Rashidi CBM, et al. Noise mitigation for OCDMA system with wavelength/time 2D hybrid code. 2014 IEEE 5th Int Conf Photonics (ICP). IEEE.2014;(5):2–4.
- [6] A.R. Arief, S.A. Aljunid, M.S. Anuar, M.N. Junita, R.B. Ahmad, " Cardinality enhancement of spectral/spatial modified double weight code optical code division multi-access system by PIIN suppression", Optik 124 (2013) 3786–3793.
- [7] Yang CC, Huang JF. Two-dimensional M-matrices coding in spatial/frequency Optical CDMA networks. IEEE Photonics Technol Lett. 2003;15:168–70.
- [8] Kadhim RA, Fadhil HA, Aljunid SA, Razalli MS. A new two dimensional spectral/spatial multi-diagonal code for noncoherent optical code division multiple access (OCDMA) systems. Opt Commun. 2014;329:28–33.

- [9] Lin CH, Wu J, Yang CL. Noncoherent spatial/spectral optical CDMA system with two-dimensional perfect difference codes. *J Light Technol.*2005;23(12):3966–80.
- [10] Yeh BC, Lin CH, Yang CL, Wu J. Noncoherent spectral/spatial optical CDMA system using 2-D diluted perfect difference codes. *J Light Technol.* 2009;27(13):2420–32.
- [11] Matem R, Aljunid SA, Junita MN, Rashidi CBM, Ahmed IS. A novel two- dimensional spectral/spatial hybrid code for optical code division multiple access. *J.Theor. Appl. Inf. Technol.* 2019; 97(3):704-713.
- [12] Cherifi A, Yagoubi B, Bouazza BS, Dahman AO. Performance analysis of optical CDMA system based on zero cross correlation (ZCC) code using OFDM modulation. *Int. J. Signal Process.* 2016;(1):91–96.
- [13] A. O. Aldhaibani¹, Tharek A. Rahman¹, S. A. Aljunid • Mhd Nour Hindia, Effariza Binti Hanafi, ‘‘ A new model to enhance the QoS of spectral amplitude coding-optical code division multiple access system with OFDM technique’’, *Opt Quant Electron* (2016) 48:481.
- [14] Jellali N, Najjar M, Ferchichi M, Rezig H. Development of new two-dimensional spectral/spatial code based on dynamic cyclic shift code for OCDMA system.*Opt Fiber Technol.* 2017;36: 26–32.
- [15] Yang CC, Huang JF. Two-dimensional M-matrices coding in spatial/frequency optical CDMA networks. *IEEE Photonics Technol Lett.* 2003;15:168–70.
- [16] 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’’, *J.Optics and Laser Technology*, 109 (2019), pp. 233-240.
- [17] Abd El Mottaleb, S. A., Fayed, H. A., Abd El Aziz, A. H.Aly, M., ‘‘SAC-OCDMA system using different detection techniques’’, *IOSR J. Electronics and Communicat Engineering*, 9 (2014), pp. 55-60.
- [18] Cherifi, A., Bouazza, B. S., Alayedi, 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
- [19] Mostafa, S., Abd El-Naser, A. M., E. Abd El-Samie, F., Rashed, A. N. Z., ‘‘ Cyclic Shift Code for SAC-OCDMA Using Fiber Bragg-Grating’’, *arXiv:1904.00373*, 2019.
- [20] Yin, H., Ma, L., Zhu, L., ‘‘ A new family of 2D wavelength/time codes with large cardinality for incoherent spectral amplitude coding OCDMA networks an analysis of its performance’’, *Photon Netw Commun*, 19 (2010), pp. 204-211.
- [21] Alayedi, M., Cherifi, A., Hamida, AF., Rashidi, CBM., Bouazza, BS., ‘Performance improvement of multi access OCDMA system based on a new zero cross correlation code’’, *IOP Conf. Series: Materials Science and Engineering* 767 (2020) 012042. doi:10.1088/1757-899X/767/1/012042.

Abstract

This thesis presents for non-coherent Optical Code Division Multiple Access (OCDMA) systems a new optical code namely Two-Dimensional Half Spectral/Spatial Zero Cross Correlation (2D-HSSZCC) code based on a One-Dimensional Zero Cross Correlation (1DZCC) code already developed using block matrices characterized by a high capacity. The results of simulation show that the use of the new (2D-HSSZCC) code eliminates totally the Multiple Access Interferences (MAI) due to the zero cross correlation flexibility, and less complexity of the code construction which produces a very low bit error rate of closely (4×10^{-18}) at 1 Gbps for four users with a low power source of -12.60 dBm to reach a high data rate and high number of simultaneous users upper to closely 149, save an effective power around -1.35 dBm , -3.3dBm compared between those provides by (Two-Dimensional dynamic cyclic shift (2D-DCS) code and Two-Dimensional Diluted Perfect Difference (2D-DPD) and (1D-ZCC) code , and increase the cardinality percentage upper to 1.58 times , 2.19 times , 2.33 times and 3.9 times comparing to (2D-DCS) code, 2D-DPD code , 1D-ZCC code and Two-Dimensional Flexible Cross Corelation / Modified Double Weight (2D-FCC/MDW) code.

On the other hand, 2D-HSSZCC code is comparied with other codes which has it same property namely Two-Dimensional zero cross correlation/multi diagonal (2D-ZCC/MD) and (2D-MD) codes where the increased percentage in system capacity was 1.38 and 1.05 times respectively. Finally, the results obtained in part 1 (with Matlab software) were confirmed and validated with the Optisystem software, the proposed system gave a better BER minimum value around 10^{-21} and a maximum value of the Q factor of around 9.4 at 622 Mbps of data rate when the number of simultaneous users increases.

In order to improve the performance of the optical code division multiple access spectral amplitude coding (SAC-OCDMA) system, we integrate an orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) modulation based on the zero cross correlation code (ZCC). The multiple access interference effect (MAI) is completely eliminated, which also contribute to minimize phase induced intensity noise (PIIN). System complexity at the receiver is minimized up to 50%. According to the simulation results, it was observed that our hybrid system using the ZCC code was compared to other systems based on the FCC, MDW codes. In the number of users set at 50, the system reduces the power between -2 dBm and -5 dBm compared to the previous systems and on a standardized BER, the system offers a better capacity of 106 users whereas the traditional FCC, MDW codes give a user number of about 100 and 85 respectively.

Keywords: Optical Code Division Multiple Access (OCDMA), Multiple Access Interference (MAI), Half Spectral/Spatial Zero Cross Correlation (HSSZCC), zero cross correlation (ZCC) Bit Error Rate (BER), Q-factor.