

N° d'ordre :

Université de Saida – Dr. Moulay Tahar
Faculté de Technologie

Thèse

Présentée pour obtenir le diplôme de

Doctorat en Sciences

Filière : Electronique

Spécialité : Electronique

Par :

BERBER Redouane

Thème :

Technique Water-Filling pour transmission optique



Thèse soutenue le **04 juillet 2022** devant le jury composé de :

N°	Nom et prénom	Grade	Etablissement	Qualité
01	MANSOURI Boualem.	MCA	Université de Saida – Dr. Moulay Tahar	Président
02	BOUASRIA Fatima	PROF	Université de Saida – Dr. Moulay Tahar	Rapporteur
03	DRISS KHODJA Fatima Zohra	PROF	Université de Saida – Dr. Moulay Tahar	Co-rapporteur
04	CHAMA Zouaoui	PROF	Université de Sidi Bel Abbès - Djillali Liabès	Examineur
05	KHOBZAOUI Abdelkader	MCA	Université de Sidi Bel Abbès - Djillali Liabès	Examineur
06	BERBER Mohamed	MCA	Centre Universitaire El-Bayadh - Nour Bachir	Examineur

Remerciements

Je tiens à remercier ma directrice de thèse : Pr Bouasria Fatima d'avoir acceptée de diriger mes travaux de recherches, et surtout pour le sujet intéressant qu'elle m'a proposé,

Je remercie infiniment Pr Driss khodja F.Z pour sa patience, sa gentillesse et pour la confiance dont elle a fait preuve à mon égard.

J'exprime ma reconnaissance aux Messieurs, Pr. CHAMA Zouaoui, Dr. MANSOURI Boualem, Dr. KHOBZAOUI Abdelkader et Dr. BERBER Mohamed d'avoir acceptés de juger mon travail.

Je remercie également mes collègues de travail qui m'ont soutenus et encouragés à aller jusqu'au bout de ce travail de thèse.

Enfin, je tiens à remercier tous les gens qui ont contribué à ma réussite tout au long de mon parcours scientifique.

Dédicace

En témoignage de leur affection, leurs sacrifices, leurs patiences afin d'assurer mon bonheur et ma réussite et pour tout ce qu'ils ont fait pour moi, je dédie ce travail :

À la mémoire de mon père,

A ma mère dont la dévotion ne peut être assez forte pour exprimer ce qu'elle mérite pour tous les sacrifices qu'elle a faits pour moi depuis ma naissance jusqu'à ce jour. Enfin, j'ai pu terminer ma thèse

À Ma femme et mes petits enfants : mohamed, iyad et joudi

À tous les membres de la famille Berber

A mes directeurs de thèse, Je vous remercie de m'avoir permis de réaliser ce travail. Vos qualités professionnelle et vos rigueurs sont pour moi des exemples à suivre.

A mes amis, collègue et A Tous ceux dont j'ai de l'estime.

Résumé : « Technique Watter-filling pour transmission optique »

Les opérateurs ont commencé par envisager un déploiement de la fibre optique pour les réseaux d'accès. Dans ce contexte, la transmission sur fibre optique est généralement admise comme étant la solution répondant au besoin croissant en termes de débit constaté. Ce manuscrit présente une description sur les différents composants qui entrent dans le cadre de la réalisation des liaisons de transmission par fibre optique. L'introduction du principe de la technique d'accès multiple par répartition de code dans le domaine spectrale (SAC-OCDMA) et les procédures pour effectuer l'encodage et le décodage spectral sont expliqués suivi par une description des différents types de bruit qui limite les performances du système ainsi que les codes optiques utilisés dans cette technique. Un code hybride bidimensionnel est présenté, constitué de deux types de codes, le code NZCC et le code MD codé en 2D par la méthode d'encodage espace/longueur d'onde, l'évaluation des performances de liaisons SAC-OCDMA est montré en termes de taux d'erreur binaire (TEB).

En outre, la croissance spectaculaire des outils de communication, à inciter pour surmonter les problèmes des anciens systèmes à introduire l'OFDM comme une technique prometteuse capable de répondre aux exigences élevées des utilisateurs. Cette technique qui offre des connexions à haut débit et une capacité supérieure pour l'utilisation des abonnés est illustrée dans ce manuscrit. Suivi par une présentation de l'algorithme de waterfilling: principe de fonctionnement, types et implémentation dans le système OFDM.

L'objectif de cette thèse est de déterminer la portée maximale du système OFDM-SACOCDMA, en tenant compte des affaiblissements et dispersions existant dans la liaison optique, une modélisation de ce système a été faite sous le logiciel Optisystem et le logiciel MATLAB en tenant compte des différentes pertes dues au canal et d'insertion des composants constituant la chaîne de transmission. Les résultats obtenus montrent des débits importants atteints et une efficacité spectrale élevée avec une distance maximale de 100 km.

Mots clés : SACOCDMA, OFDM, Water filling, Encodage optique, code hybrid, SDD
Détection, liaison optique, optisystem

Abstract: « Water-filling technique for optical transmission »

Operators began by considering the deployment of optical fiber for access networks. In this context, fiber optic transmission is generally accepted as the solution that meets the growing need in terms of observed throughput. This manuscript presents a description of the different components that are part of the realization of fiber optic transmission links. The introduction of the principle of the Spectral Domain Code Division Multiple Access (SAC-OCDMA) technique and the procedures for performing spectral encoding and decoding are explained followed by a description of the different types of noise that limit the performance of the system as well as the optical codes used in this technique. A two-dimensional hybrid code is presented, consisting of two types of codes, the NZCC code and the MD code encoded in 2D by the space/wavelength encoding method, the evaluation of the performance of SAC-OCDMA links is shown in bit error rate (BER) terms.

In addition, the dramatic growth of communication tools, high user demand has enabled the candidate to overcome the problems of old systems to introduce OFDM as a promising technique capable of meeting the high demands of users. This technique which provides high speed connections and higher capacity for subscriber use is illustrated in this manuscript. Followed by a presentation of the waterfilling algorithm: principle of operation, types and implementation in the OFDM system.

The objective of this thesis is to determine the maximum range of the OFDM-SACOCDMA system, taking into account the attenuations and dispersions existing in the optical link, a modeling of this system was made under the Optisystem software and the MATLAB software taking into account various losses due to the channel and insertion of the components constituting the transmission chain. The results obtained show high data rates achieved and high spectral efficiency with a maximum distance of 100 km.

Key words: SACOCDMA, OFDM, Water filling, Optical encoding, hybrid code, SDD Detection, optical link, optisystem

SOMMAIRE

Remerciements.....	I
Dédicace.....	II
Résumé.....	III
Abstract.....	IV
Sommaire.....	V
Liste des figures.....	IX
Liste des tableaux.....	XI
Liste des acronymes.....	XII
Introduction générale.....	1

Chapitre I : Présentation des systèmes de transmission optique bas coût à base de fibre optique

1. Introduction.....	6
2. Système de transmission par fibre optique.....	6
2.1. Emetteur optique.....	6
Les diodes électroluminescentes (LED).....	6
Les diodes laser.....	6
Facteurs influent sur les sources optiques.....	6
2.2. Modulateur optique.....	7
a) La modulation directe.....	8
b) La modulation externe.....	8
Le modulateur électro-absorbant (MEA).....	9
Le modulateur de Mach-Zehnder (MZM).....	9
2.3. Récepteur optique: (détecteur optique).....	9
a) Principe de la photodetection.....	10
a.1) Exigences.....	10
b) Le Photodétecteur PN.....	11
c) La Photodiode PIN.....	11
d) La Photodiode à avalanche.....	12

2.4. Paramètres caractéristiques des émetteurs et des récepteurs optiques.....	13
2.5. Canal De Transmission « Fibre optique ».....	16
A) Description de la fibre optique.....	16
B). Classifications des fibres optiques.....	18
B.1) Les fibres optiques multimodes.....	18
B.1.1) Fibre à saut d'indice(FSI).....	18
B.1.2) Fibre à gradient d'indice (FGI).....	19
B.2)-Les fibres optiques monomodes.....	19
3. Problèmes liés à la transmission par fibre Optique.....	20
3.1) l'atténuation.....	20
3.2) la dispersion.....	21
3.2.1) Dispersion modale.....	21
3.2.2) Dispersion chromatique.....	21
Dispersion matérielle.....	21
Dispersion de guidage.....	22
4. Effets non-linéaires dans la fibre.....	22
5. Conclusion.....	23

Chapitre II : Technique d'accès multiple par répartition de codes dans le domaine spectral (SAC-OCDMA) Et codes appliqués

1. Introduction.....	25
2. Systèmes OCDMA Incohérents.....	25
3. Définition de la technique SAC-OCDMA.....	25
4. Encodage et décodage d'un signal SAC-OCDMA.....	26
4.1 Encodage.....	26
4.2 Décodage.....	28
4.2.1 Détection balancée par la méthode complémentaire.....	28
4.2.2 Détection spectrale directe.....	29
4.2.3 Détection dite « AND soustraction ».....	29
5. Bruit en SAC-OCDMA incohérent.....	30
5.1 Le bruit thermique.....	30
5.2 Le bruit de grenaille (shot noise).....	30

5.3 Le bruit d'intensité (bruit carré).....	30
5.4 Le bruit d'intensité induit par la phase (phase induced intensity noise PIIN).....	31
6. Les codes SAC-OCDMA.....	31
6.1 Paramètres utilisés dans les codes.....	31
6.2 Les différents codes disponibles en SAC-OCDMA.....	32
6.2.1 Code multi diagonal (MD).....	32
6.2.2 Codes à inter-correlation nulle (Zero Cross Correlation ZCC).....	33
6.2.3 Construction de code ZCC.....	33
6.2.4 Code NZCC.....	34
6.2.5 Code bidimensionnel.....	35
6.3 Présentation de l'encodage 2D espace-longueur d'onde.....	35
7. La description de l'architecture proposée NZCC/MD.....	36
Construction d'un code 2D.....	36
8. Analyse et performance du système 2D W/S.....	40
Calcul de BER.....	42
9. Conclusion.....	46

Chapitre 3 : Introduction à l'OFDM et optimisation par la technique de water-filling

1. Introduction.....	48
2. Description et du système OFDM.....	48
2.1. Notions d'orthogonalité.....	51
2.2 Émetteur-récepteur OFDM.....	52
2.3 Intervalle de garde.....	54
2.4 Les avantages et inconvénients de l'OFDM.....	55
3. OFDM optique.....	56
3.1 Systèmes OFDM optoélectriques ou IM/DD.....	57
3.2 Systèmes OFDM cohérents.....	58
3.3 Systèmes OFDM tout-optique.....	59
4. Capacité du canal.....	61
5. Algorithme de Water-Filling.....	62
5.1 Optimisation par la technique de water-filling.....	63

5.2 Maximisation de marge.....	65
6. Classification d'algorithme d'allocation de bits.....	66
6.1 RA-waterfilling (Rate Adaptive Waterfilling).....	67
6.1.1 Exemple d'illustration de calcul par waterfilling.....	68
6.2 MA-waterfilling (Margin Adaptive Waterfilling).....	70
6.3. Allocation avec les Unités Discrètes d'Information.....	71
6.4. Algorithmes de chargement Discrèt Optimal.....	72
7. Description de l'architecture du system proposé.....	73
7.1 Calcul de la puissance et des bits à allouer	74
8.Conslusion.....	78
Conclusion Générale.....	79
Bibliographie.....	82
Annexes.....	88
Annexe A : Les systèmes optiques à Accès multiple par répartition de code : Etat de l'art.....	91
Annexe B : Présentation du logiciel Optisystem et Calcul des paramètres de simulation.....	96
Liste des Publications.....	101

LISTE DES FIGURES

Figure I.1 : Schéma générique d'une liaison optique.....	6
Figure I.2 : Synoptique de la modulation directe.....	8
Figure I.3 : Synoptique d'un modulateur externe.....	8
Figure I.4 : Schéma simplifié d'un modulateur de mach-Zehnder.....	9
Figure I.5: Niveaux d'énergies.....	10
Figure I.6 : Photodétecteur à base de jonction PN.....	11
Figure I.7 : Coupe transversale d'une photodiode PIN.....	12
Figure I.8 : Réponse fréquentielle d'un laser DFB en fonction du courant de polarisation.....	14
Figure I.9 : Schéma général d'une fibre optique.....	17
Figure I.10 : Principe guidage au cœur de la fibre optique et Illustration de l'ouverture numérique.....	17
Figure I-11 : Fibre à saut d'indice.....	19
Figure I-12 : Fibre à gradient d'indice.....	19
Figure I-13 : Fibre monomode.....	19
Figure I.14 : Atténuation spectrale d'une fibre en fonction de la longueur d'onde....	20
Figure I.15 : Les différents types de dispersion.....	21
Figure II.1 : Technique de codage en SACOCDMA.....	26
Figure II.2 : Technologie d'encodage OCDMA spectral.....	27
Figure II.3 : Structure d'un décodeur utilisant la méthode complémentaire.....	28
Figure II.4 : Méthode de détection spectrale directe.....	29
Figure II.5 : Construction de matrice de code NZCC.....	34
Figure II.6 : Codeur et décodeur 2D OCDMA espace/longueur d'onde.....	35
Figure II.7 : Système 2D SACOCDMA avec une détection direct.....	36
Figure II. 8 : Système 2D SACOCDMA avec une détection direct sans power combiner et sans splitter.....	37
Figure II.9 (a): Schéma de l'émetteur (système 2D- SACOCDMA avec N coupleur)	39
Figure II.9 (b): Schéma de récepteur (système 2D- SACOCDMA avec N coupleur).	40
Figure II.10: le BER des nombre d'utilisateurs simultanés pour différents codes.....	43
Figure II.11: Performance de systèmes 2D pour différents nombre de coupleur.....	44

Figure II.12 : BER en fonction du nombre d'utilisateur pour différents code en 2D...	45
Figure II.13 : diagramme de l'œil pour le 2eme utilisateur avec un débit de 622 Mbps et une longueur de fibre SMF de 25 KM.....	45
Figure III.1 : Développement historique de l'OFDM et sa mise en œuvre pratique....	49
Figure III.2 : Modulation multi porteuse.....	50
Figure III.3: OFDM vs FDM.....	50
Figure III.4 : Enveloppes spectrales de sous porteuses.....	51
Figure III.5 : Représentation graphique du signal OFDM composé de 4 sous-porteuses	52
Figure III.6 : Schéma de principe du modulateur OFDM numérique.....	53
Figure III.7 : Système de transmission OFDM en bande de base OFDM.....	54
Figure III.8 : Symboles OFDM avec intervalle de garde.....	55
Figure III.9 : présentation de l'intervalle de garde.....	55
Figure III.10: Schéma de principe d'une liaison OFDM optoélectrique.....	58
Figure III.11 : Schéma de principe d'une liaison OFDM cohérent.....	59
Figure III.12 : Architecture d'une liaison OFDM tout-optique.....	60
Figure III.13 : Illustration de « water filling » discrete pour 6 sous-canaux.....	65
Figure III.14 : Schéma d'émetteur pour le système hybride OFDM-SACOCDMA utilise le code W/S NZCC/MD.....	73
Figure III.15 : Schéma de récepteur du système hybride OFDM-SACOCDMA utilise le code W/S NZCC/MD.....	74
Figure III.16: Capacité en fonction du rapport signal sur bruit pour différente valeurs de Γ	75
Figure III.17 : Représentation du spectre électrique de signal OFDM à l'émetteur (a) et au récepteur (b).....	73
Figure III.18 : diagramme de l'œil pour (a) 4 canaux et (b) un canal avec la détection direct.....	77
Figure III.19: performance des systèmes OFDM hybride avec et sans water filling	78

LISTE DES TABLEAUX

Tab II.1 : matrice de construction du code 2D NZCC/MD.....	36
Tab II.2 : Paramètres utilisés pour le calcul numérique du SNR, BER.....	43
Tab II.3 : BER et nombre d'utilisateur en fonction du nombre de coupleur ajouté...	44
Tab III.1: Comparaison entre OFDM sans fil et optique.....	57
Tab III.2 : Algorithmes RA et MA Waterfilling.....	68
Tab III.3 : Calcul de g_n pour 4 sous-canaux avec $\varepsilon_n = 8$, $\sigma^2 = 0.2$,.....	68

LISTE DES ACRONYMES

ADSL	Asymmetric Digital Subscriber Lines
AWGN	Additif white Gaussian Noise
BPSK	Binary Phase Shift Keying
CP	Cyclic Prefix
DFT	Discret Fourier Transform
DVB	Digital Video Broadcasting
FFT	Fast Fourier Transform
IFFT	Inverse Fast Fourier Transform
ISI	Intersymbols Interference
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing
MC	Multi carrier
PDP	Power Delay Profile
QAM	Modulation d'Amplitude en quadratique
QPSK	Quaternary Phase Shift Keying
RMS	Root Mean Square
TEB	Taux d'Erreur Binaire
CD	Chromatique dispersion
ZF	Zero-Forcing
AWG	Arrayed Waveguide Grating
BER	Bit Error Rate (taux d'erreurs binaires).
CDMA.	Code Division Multiple Access
DEC.	DECodeur
DS	Direct Sequence.
ENC	ENCodeur
LED	Light Emitting Diode.
MAI	Multiple Access Interference.
MZ	Mach-Zehnder.
NRZ	Non Return to Zero.

OCDMA	Optical Code Division Multiple Access.
OFDMA	Optical Frequency Division Multiple Access.
PIIN	Phase Induced Intensity Noise.
SAC	Spectral Amplitude Coding.
SNR	Signal to Noise Ratio.
WDM	Wavelength Division Multiplexing. Multiplexing (multiplexage par longueur d'onde).
PIIN	Phase Induced Intensity Noise.
MD	Multi Diagonal.
NZCC	New Zero Cross Correlation
ZCC	Zero Cross Correlation.
PD	Perfect Difference
MS	Multi Service
DEU	Diagonal Eigen value Units
BIBD	Balanced Incomplete Block Design.

Introduction générale

Introduction générale

Dans le secteur des télécommunications, la consommation en bande passante n'a jamais cessé d'augmenter [1,2]. Les fournisseurs d'accès doivent constamment augmenter la bande passante disponible de leur réseau d'accès et tout particulièrement depuis l'apparition de nouveaux services, tels que la téléphonie sur IP, la vidéo à la demande, les échanges de données (Peer to Peer) ou l'arrivée de l'offre combinée télévision-téléphone-internet (triple play) [3], entraînent des besoins en débits de plus en plus élevés. Cette tendance implique une migration inévitable des systèmes vers la technologie de la fibre à la maison FTTH (Fiber-To-The-Home) ou de la fibre dans le voisinage FTTN (Fiber-To-The-Node) ou à développer et mettre en place des infrastructures pouvant permettre l'accès à ces technologies, ceci pour un nombre d'utilisateurs de plus en plus élevé, tout en offrant un nombre de services de plus en plus important. Cette évolution impose de rechercher des systèmes offrant une grande bande passante et un accès multiple aux ressources, ceci se traduit par des investissements massifs de la part des compagnies de télécommunication pour trouver des mécanismes ou des techniques adéquates qui répondent à ses exigences.

La fibre optique présente des avantages parmi lesquels nous pouvons citer : une très faible atténuation du signal transmis, une insensibilité aux interférences extérieures ainsi qu'une absence d'échauffement. De plus, le débit de transmission au sein de la fibre est très élevé.

Plusieurs techniques d'accès sont nécessaires pour répondre à l'augmentation de la demande de grande vitesse et de grande capacité de communications dans les réseaux optiques, qui permettent à plusieurs utilisateurs de partager la même bande passante de la fibre optique. Parmi les différentes techniques d'accès optique qui permettent à plusieurs utilisateurs de partager un même canal physique (fibre optique de transmission), l'accès multiple par répartition de code optique (OCDMA) est de plus en plus attrayante dans le domaine de toutes les communications optiques, plusieurs usagers peuvent accéder au réseau simultanément avec un niveau élevé de sécurité de la transmission, vu la large bande passante et les faibles pertes, la réalisation de nombreux services sera facile.

On peut distinguer plusieurs approches de l'OCDMA; parmi lesquelles l'approche incohérente dont l'interférence d'accès multiple (MAI) est l'une des principales limitations [4]. La technique d'accès multiple par répartition de codes dans le domaine spectral (Spectral Amplitude Codage - Optical Code Division Multiple Access, SAC-OCDMA) effectue son encodage sur une dimension spectrale où chaque utilisateur a son propre code spectral qui constitue sa clé. La technique SAC-OCDMA offre une meilleure solution pour éliminer le bruit d'intensité et réduire l'effet des interférences par le code utilisé. Cela est rendu possible grâce également à l'utilisation de différentes méthodes de détection.

En SACOCDMA, la source optique est l'un des dispositifs clé, grâce à leurs faible coût et leurs capacité de fournir un large spectre, les sources large bande sont largement utilisées. Afin de réaliser la fonction de codage et de décodage dans les réseaux d'accès SAC, l'intégration de codage peut être unidimensionnel en temps, ou en fréquence, ou en espace, ou bidimensionnel en combinant par exemple l'espace et fréquence (longueur d'onde) en même temps, cela est fonction de spécifications demandées.

L'efficacité spectrale qui se définit par la capacité d'information par unité de bande passante, est le facteur de mérite le plus important dans les communications optiques. Actuellement, les réseaux optiques utilisent la modulation d'intensité et la détection directe pour la transmission, et utilisent également la modulation binaire pour réduire la complexité de l'émetteur-récepteur. Cependant, avec une modulation binaire, l'efficacité spectrale ne dépassera pas 1 bit/s/Hz [5]. Récemment, de nombreux formats de modulation avancés en amplitude, phase et polarisation du signal ont été étudiés pour augmenter la capacité du système. La détection cohérente lorsqu'elle est combinée avec la technique de modulation avancée peut facilement atteindre l'efficacité spectrale de plusieurs bits/s/Hz [6]. L'une de ces techniques avancées est l'OFDM optique, (OFDM: Modulation multi porteuse orthogonale (orthogonal frequency division multiplexing modulation)).

L'application de l'OFDM aux communications optiques ne s'est produite que très récemment, mais il existe un nombre croissant d'articles sur les performances théoriques et pratiques de l'OFDM dans de nombreux systèmes optiques, y compris le sans fil optique [7,8].

L'OFDM optique a reçu une grande attention après avoir été proposé comme technique de modulation pour la transmission longue distance en détection directe et cohérente. L'adaptation de l'architecture de système hybride OCDMA/OFDM, permet de surmonter de nombreuses restrictions de fibre optique telles que la dispersion chromatique (CD) et la dispersion du mode de polarisation (PMD). De plus, l'intégration de l'OFDM optique cohérent avec les systèmes de multiplexage par répartition en longueur d'onde (WDM) fournira au système de transmission une bande passante élevée, des débits de données importants et une efficacité spectrale élevée. L'efficacité spectrale est améliorée et l'impact des interférences d'accès multiple (MAI) est réduit grâce à l'utilisation de sous porteuse de fréquence différente et orthogonale entre elles.

Lorsque l'on combine l'étalement CDMA et l'OFDM, on parle alors de système Multi carrier CDMA (MC-CDMA) et le résultat présenté c'est-à-dire l'occupation de la totalité de la bande de transmission, pour n'importe quel instant est la propriété la plus importante dans cette approche. En effet, l'utilisation optimale du canal de transmission exige le recours aux méthodes, dites d'allocation d'information (bit-loading), qui examine les propriétés de canal de transmission en termes de sous-canaux. Dès lors le problème

algorithmique à résoudre, consiste à allouer de manière optimale chaque fragment Δp , de puissance de l'émetteur afin de transmettre le plus de bits possible. Ces méthodes se basent sur les principes de l'algorithme de Waterfilling qui examine le SNR des sous-canaux et le résultat selon le nombre de bits par sous-canal ainsi que les niveaux d'énergie qui devraient être employé de façon optimale. Il existe cependant deux types d'algorithmes de « bit-loading » qui obéissent au principe de Waterfilling. Le premier est le critère du taux-Adaptifs (Rate-Adaptive Waterfilling) qui maximise (ou approximativement) le nombre de bits par symbole sujet à une contrainte fixe d'énergie. Le second critère qui essaye de maximiser la marge d'exécution à un débit binaire fixe donné, est appelé « Margin-Adaptive Waterfilling ».

Le manuscrit est structuré en chapitres tel que :

Le chapitre 1 présente un état de l'art sur les différents composants qui entrent dans le cadre de la réalisation des liaisons de transmission par fibre optique et un rappel sur les différents types de sources optiques ; les techniques de modulations, classification des fibre optiques, les différentes sources de dégradation du signal et les méthodes de sa régénération, et la technique de détection.

Le chapitre 2 introduit le principe de la technique d'accès multiple par répartition de code dans le domaine spectrale (SAC-OCDMA) et les procédures pour effectuer l'encodage et le décodage spectral. Ensuite nous allons décrire les différents types de bruit qui limite les performances du système ainsi que les codes optiques utilisés dans cette technique. Le chapitre porte aussi sur la simulation sous Optisystem d'un système SAC-OCDMA en utilisant un code hybride bidimensionnel, constitué de deux types de codes, le code NZCC et le code MD codé en 2D par la méthode d'encodage espace/longueur d'onde, pour trois usagers où nous allons voir les différents paramètres qui limitent les performances et la méthode pour aller au-delà de ces limitations. La simulation et l'évaluation des performances de liaisons SAC-OCDMA est en termes de taux d'erreur binaire (TEB).

Le chapitre 3 présente la revue de la littérature sur le multiplexage par répartition orthogonale de la fréquence (OFDM). Ce chapitre comprend les principes de base du système OFDM, une explication de l'OFDM optique, y compris la détection cohérente. Ensuite, une présentation de l'algorithme de waterfilling : principe de fonctionnement, types et implémentation dans un système OFDM;

Au finale, l'intégration de l'OFDM pour adapter l'architecture de système hybride OCDMA/OFDM, permettent de surmonter de nombreuses restrictions de fibre optique. et d'avoir des débits de données importants et une efficacité spectrale élevée. L'évaluation de l'ajout de l'algorithme waterfilling sur le système hybrid SACOCDMA/OFDM dont le système SAC utilise un code bidimensionnel W/λ est présenté, ainsi qu'une simulation par Matlab et le logiciel optisystem.

Nous concluons cette thèse en présentant un certain nombre de perspectives des recherches que nous jugeons utile à entreprendre.

Chapitre I :

*Présentation des systèmes de transmission optique
bas coût à base de fibre optique*

1. Introduction :

Nous abordons dans ce chapitre, la présentation d'un système optique bas coût à base de fibre optique et les limitations induites par le comportement de certains composants optiques. Nous débutons par la description d'un système de transmission classique à base de fibre optique. Les caractéristiques essentielles des composants optiques utilisés et leurs impacts sur les performances du système seront présentés. Suivi par un bref rappel sur les phénomènes linéaires et non linéaires liés à la propagation dans une fibre optique, notamment causés par la dispersion chromatique, l'atténuation et les effets non linéaires.

2. Système de transmission par fibre optique :

Les systèmes de télécommunication optiques mettent en jeu un ensemble d'éléments, à commencer par les composants d'émission/réception de la lumière, le support de propagation qu'est la fibre optique, les amplificateurs optiques, ainsi que les composants spécifiques pour multiplexage. À ces fonctions purement optiques et/ou optoélectroniques s'ajoutent des circuits électroniques rapides permettant de moduler et d'amplifier les signaux émis et recueillis, de récupérer les signaux de référence, ainsi que des organes de haut niveau de gestion du réseau.

Généralement, une chaîne de transmission optique depuis l'émetteur jusqu'au récepteur est composée de trois éléments principaux (Figure I-1): un émetteur, un canal de transmission et un récepteur. La fibre optique est le canal utilisé par excellence pour les transmissions optiques. La distance de la fibre peut varier selon les besoins du système déployé. En pratique, pour une liaison longue distance à 1550 nm, le choix le plus usuel est de 80km (cas de fibres SMF : Single Mode Fiber) [9].

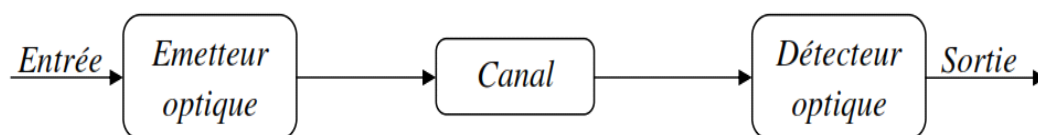


Figure I-1 : Schéma générique d'une liaison optique

2.1. Emetteur optique :

Une des principales clés dans tout système de communication optique est la source optique qui peut être facilement modulée avec un débit très élevé. Les sources optiques se basent sur les semiconducteurs permettent de convertir le signal électrique en une forme optique et de l'envoyer à travers la fibre optique,

Il existe deux types de sources qui sont les suivantes :

■ **Les diodes électroluminescentes** (LED : Light-Emitting Diode en anglais) : sont des composants optoélectroniques capable d'émettre un rayonnement monochromatique ou poly chromatique incohérent à partir de la conversion d'énergie électrique lorsqu'un courant la traverse.

Parmi les caractéristiques d'une LED, sa puissance d'émission qui est relativement faible. Les LED sont généralement utilisées dans des applications sur des courtes distances. L'avantage majeur des LED est leur vie extrêmement longue et de faible coût [10], [11].

■ **Les diodes laser** : présentent des avantages significatifs pour les applications de longue distance comparées aux diodes DEL. Les diodes lasers se basent sur trois processus fondamentaux pour effectuer la génération de la lumière : l'absorption, l'émission spontanée et l'émission stimulée. Un laser est une source de lumière cohérente, c'est à dire une onde électromagnétique sinusoïdale dans le temps. La sélection d'une source laser dépend de divers facteurs. Le facteur le plus important est que la longueur d'onde de transmission doit appartenir à des fenêtres où l'absorption est minimal.

❖ **Facteurs influent sur les sources optiques** : les facteurs qui influent sur l'utilisation d'une source lumineuse sont [10-12],:

- Le prix et la disponibilité des composants ;
- Les dimensions physiques ;
- La durée de vie ;
- La puissance de transmission ;
- La capacité de modulation ;
- La compatibilité avec d'autres supports de transmission optique tel les liaisons optique sans fil FSO

2.2. Modulateur optique:

Afin de transmettre des informations dans les systèmes numériques optiques, il faut les emporter sur le signal lumineux à envoyer dans la fibre, Pour cela, il est nécessaire de réaliser une conversion des données électriques en données optiques. Le dispositif optique qui module le faisceau laser continu est appelé un modulateur. En fonction de la technologie et du taux de modulation, les types de modulation les plus utilisés sont: la modulation directe et la modulation externe.

a)-La modulation directe : (IM : Intensity Modulation en anglais))

La méthode consiste à faire varier le courant de la source .Il en résulte une variation proportionnelle de la puissance émise qui suit le signal modulateur. Pour les communications optiques à moindre coût, ce type de modulateur est privilégié car utilise peu de composants ce qui simplifie la conception et la fabrication.[14]

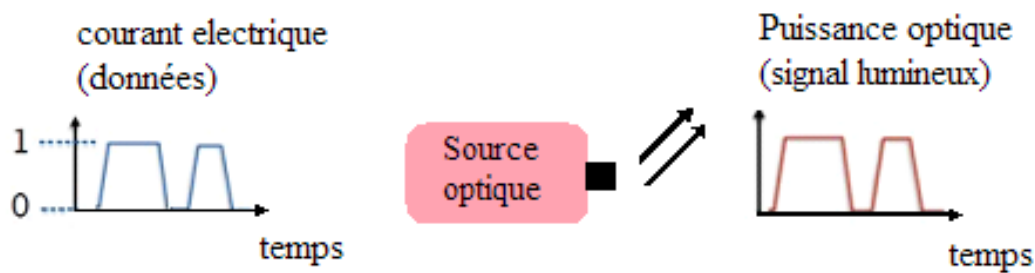


Figure I-2 : Synoptique de la modulation directe

b) -La modulation externe :

Dans ce type de modulation, la source optique reçoit une puissance électrique continue non modulé et elle est suivie d'un dispositif qui réalise lui-même la modulation de l'intensité. La modulation externe consiste à graver les données électriques sur un signal optique continu en utilisant un modulateur.

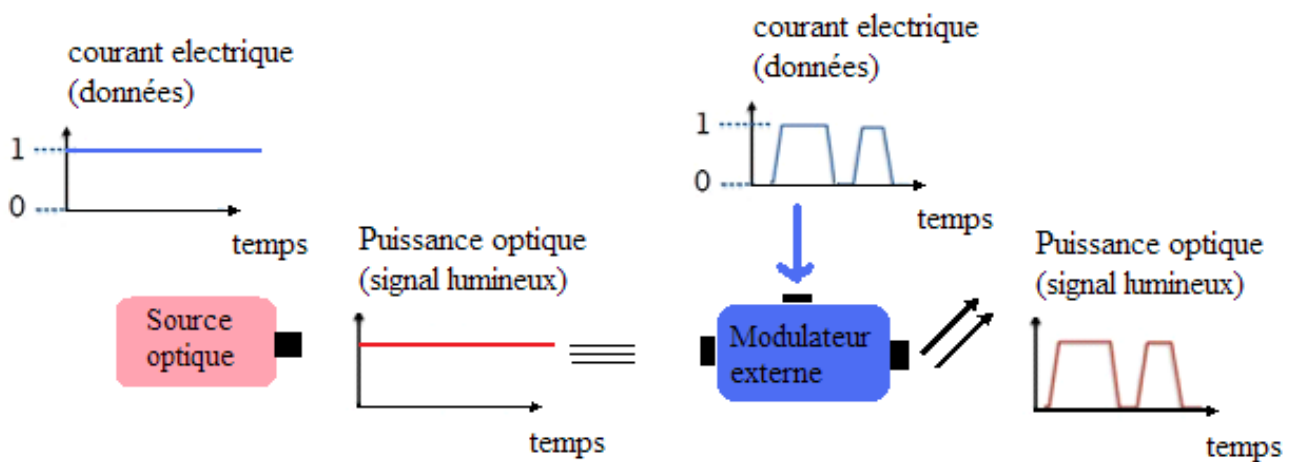


Figure I-3 : Synoptique d'un modulateur externe

Dans les systèmes de communications optiques, plusieurs types de modulateurs sont disponibles, et les plus utilisés dans les systèmes de transmission à fibre optique : le modulateur électro-absorption et le modulateur de Mach-Zehnder [13] .

❖ *Le modulateur électro-absorbant (MEA) :*

Le principe de fonctionnement des modulateurs électro-absorptions repose sur les modifications du spectre d'absorption d'un matériau semi-conducteur soumis un champ électrique. Leur particularité intéressante est qu'ils peuvent facilement être intégrés avec les diodes lasers pour créer des sources optiques compactes et très large bande de modulation.

❖ *Le modulateur de Mach-Zehnder (MZM) :*

Ce modulateur a deux entrées, une entrée électrique et une autre optique. Ce dispositif produit des changements temporels dans l'amplitude et la phase du signal optique (figure I. 4). [15] [16].

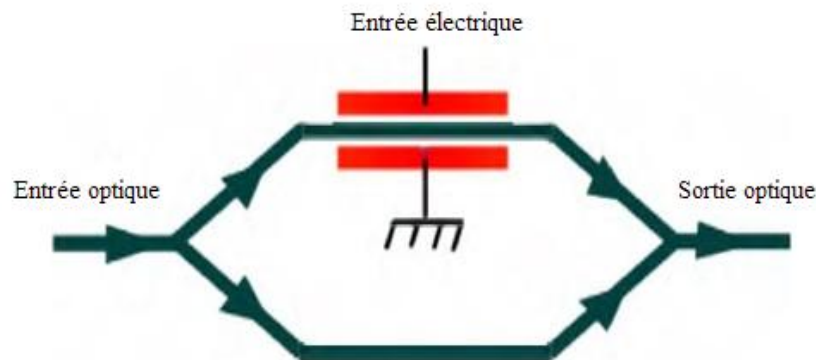


Figure I.4 : schéma simplifié d'un modulateur de mach-Zehnder

il est possible de commander la différence de phase entre les deux bras, l'application d'une tension électrique externe contrôlée sur un matériau électro-optique comme le LiNbO₃ entraîne la variation de l'indice de réfraction d'un seul bras, donc une modulation de phase sur la première branche du modulateur, et une modulation d'amplitude à la sortie de l'interféromètre

2.3. Récepteur optique: (détecteur optique)

Le récepteur est un composant essentiel dans les communications par fibres optiques. Son rôle est de convertir en énergie électrique, la puissance optique reçue (photons). L'énergie électrique délivrée par le photodétecteur subit un traitement électronique (amplification, filtrage,...).

Un bon photodétecteur doit être très sensible à la longueur d'onde utilisée, générer un minimum de bruit et doit être suffisamment rapide. Les photodétecteurs à semi-conducteurs sont les plus utilisés car ils sont très rapides, peu coûteux et de dimensions compatibles avec les fibres optiques.

a) Principe de la photodétection :

Sous l'effet d'un photon d'énergie suffisante, un électron de la bande de valence est arraché et passe dans la bande de conduction produisant une paire de porteurs (électrons-trou).

Ces porteurs sont dissociés, sous l'action d'un champ électrique et participent au photocourant de déplacement.

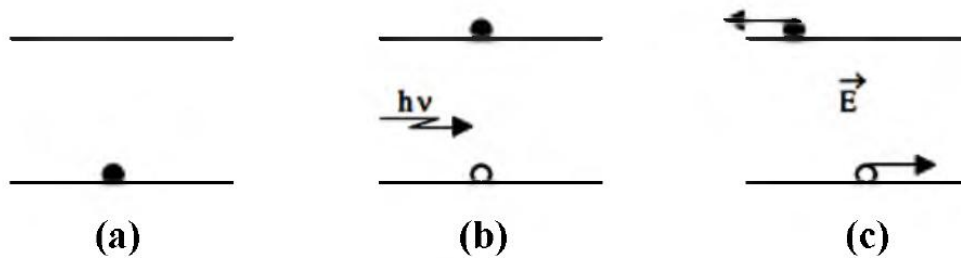


Figure I.5: Niveaux d'énergies:

- (a) Etat stable (absence de photon incident).
- (b) Création de paires électrons-trous par absorption d'un photon.
- (c) Création de courants de déplacement sous l'action d'un champ électrique externe.

Le photon incident ne peut être absorbé que si son énergie ($h \nu$) est au minimum égale au GAP (ΔE) du matériau.

$$h\nu > \Delta E \quad [1-1]$$

a.1) Exigences :

Lorsque l'on considère le bilan d'une liaison par fibres optiques, les performances du système dépendent en partie de celles du photodétecteur. Ce composant intervient grâce à la puissance seuil qu'il peut détecter et au bruit qu'il introduit.

Lorsque l'on veut augmenter l'espacement entre répéteurs (régénérateurs) afin de réduire le coût total d'une liaison, il est nécessaire de choisir un détecteur de grande qualité.

Pour cela, on demande au photodétecteur :

- ✓ D'avoir une grande sensibilité à la longueur d'onde de fonctionnement (autour de 0,85 μm , 1,3 μm et 1,55 μm).
- ✓ De posséder une bande passante convenable.
- ✓ D'introduire un bruit minimum (courant d'obscurité le plus faible possible).
- ✓ De reconstituer le signal original avec la plus grande fidélité.
- ✓ D'offrir un bon couplage avec la fibre.
- ✓ D'avoir une bonne stabilité en température.

- ✓ D'être facile à mettre en œuvre.
- ✓ D'avoir une grande fiabilité et un faible coût.

b) Le Photodétecteur PN:

La lumière à la sortie de la fibre est focalisée sur une jonction P-N à laquelle on applique les caractéristiques du point de fonctionnement (courant inverse de biais) afin de générer une paire d'électron-trou pour chaque photon empiétant sur ou près de sa région active. Le courant inverse ainsi appliqué crée un champ magnétique au travers de la jonction P-N ; ce qui cause une hausse du photo-courant avant la recombinaison permettant ainsi le passage du signal numérique optique en impulsion électrique.

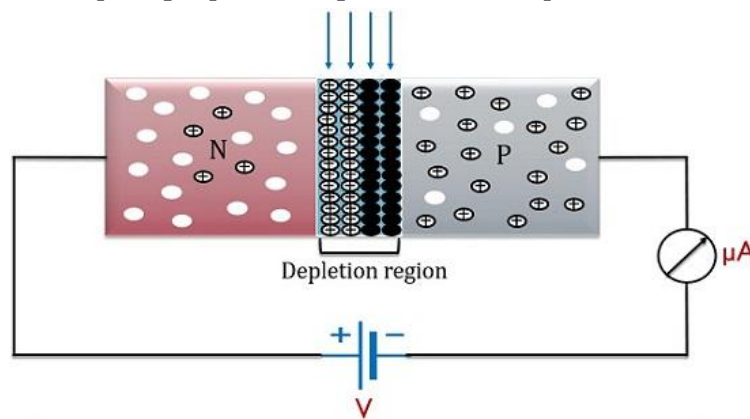


Figure I.6 : Photodétecteur à base de jonction PN

c) La Photodiode PIN :

Les systèmes nécessitant plus de vitesse et de sensibilité lors de la réception du signal utilisent les photodiodes P-Intrinsèque-N qui sont plus onéreuses. Le principe consiste à coincer entre une jonction P-N un matériau semi-conducteur légèrement dopée (avec du gallium, Indium, Arsenic). Pour effectuer la photo détection en évitant les recombinaisons des paires électron-trou, il est nécessaire que les photons soient absorbés dans une zone dépourvue de porteurs mobiles, assimilable à une zone de charge d'espace d'une jonction PN, encore appelée zone déplétée. Pour favoriser le rendement quantique, il est préférable que cette zone soit large. La majorité des photons est absorbée dans la zone intrinsèque (I) [17], où règne le champ électrique pratiquement uniforme, qui sépare les porteurs. Une des zones traversée par la lumière (P ou N) doit être de faible épaisseur, et recouverte d'une couche antireflet qui améliore le rendement quantique externe, et qui protège le matériau.

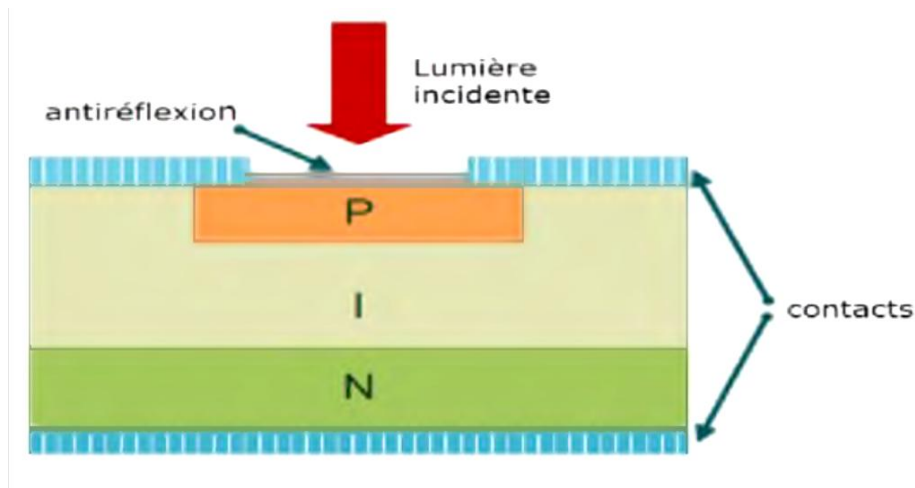


Figure I.7 : Coupe transversale d'une photodiode PIN

Les paramètres importants, dépendant du matériau et de la structure, qui caractérisent une photodiode PIN sont la sensibilité, le courant d'obscurité et le temps de réponse.

Le photocourant I_{ph} est directement proportionnel la puissance optique incidente P_{opt} selon la relation (I.2):

$$I_{ph} = SP_{opt} + I_{obs} \quad [1-2]$$

Où S est la sensibilité de la photodiode en A/W. S est typiquement proche de 0.9 A/W, mais peut être un peu plus faible suivant le photodétecteur et la longueur d'onde d'attaque λ . En effet,

S s'exprime en fonction du rendement quantique η par la relation suivante :

$$S = \frac{nq}{hv} = \frac{\eta q}{hc} \lambda \quad [I.3]$$

Où I_{obs} est le courant d'obscurité qui circule dans la jonction en l'absence d'éclairement. Ce courant négligeable ($I_{obs} < 10$ nA) dans la plupart des applications, il ne provient donc pas des photons transmis par la fibre, il peut avoir des origines multiples : génération thermique dans la zone intrinsèque, courants de surface, courants de fuite ...

d) La Photodiode à avalanche :

Afin que le rapport signal sur bruit soit suffisamment important, l'idée d'utiliser le phénomène de multiplication interne pour qu'un photon incident n'engendre plus un seul photoélectron, mais plusieurs a été soulevée, ceci pour augmenter la puissance du signal électrique correspondant à une puissance optique incidente donnée. En faisant croître le champ électrique dans la jonction PIN, l'énergie des porteurs s'élève, jusqu'au point

d'ioniser un atome en cas d'impact avec celui-ci. Des ionisations en chaîne se produisent alors et les porteurs se multiplient [18].

Ce photo-détecteur à gain interne est appelé photodiode à avalanche ou PDA « APD ». Le gain de multiplication par ionisation par impact, appelé aussi facteur de multiplication M , est le rapport entre le nombre moyen de porteurs secondaires créés par ionisation et le nombre de porteurs primaires provenant de la photo-détection.

$$I_{PDA} = M(V) * S(\lambda) * P_{opt} \quad [I.4]$$

Avec

M : facteur de multiplication, S : sensibilité de la photodiode, et P_{opt} : puissance optique incidente

Le gain augmente avec la différence de potentiel appliquée, mais est limité à une valeur maximale. Si le champ devient trop fort, il y a risque de claquage. Cette valeur limite de tension dépend du matériau et de la structure utilisés.

Tout comme pour les photodiodes PIN, il existe plusieurs structures possibles. Elles résultent d'un compromis entre une zone d'absorption large, et une jonction très abrupte pour obtenir un très fort champ électrique.

2.4. Paramètres caractéristiques des émetteurs et des récepteurs optiques :

De manière générale, les composants électriques ou optiques de l'émetteur ou récepteur sont utilisés pour opérer dans leur zone linéaire de fonctionnement. C'est d'ailleurs pour cela que l'étude de la courbe caractéristique courant-puissance $P = (I)$ d'une source ou d'un détecteur est la toute première étape de caractérisation testée expérimentalement.

Cela permet de pouvoir fixer le point de polarisation approprié pour un signal RF modulant la source optique afin d'éviter toute distorsion ou « clipping » due à la non linéarité de la source optique [9], et de déterminer la caractéristique de transfert du photodétecteur, elle caractérise le rendement global de conversion de la puissance lumineuse en courant électrique. Sa connaissance est nécessaire car elle est liée aux performances de la liaison en termes de budget optique.

En systèmes de modulation d'intensité IM (IM : Intensity Modulation en anglais), deux sources optiques sont principalement utilisées : il s'agit des lasers DFB (Distributed FeedBack laser) et VCSEL (Vertical-Cavity Surface-Emitting laser). La différence entre ces deux lasers se situe notamment au niveau de leurs zones linéaires de fonctionnement. Le VCSEL dispose d'un rendement optique bas et fournit une faible puissance optique puisque

fonctionnant avec de faibles courants de polarisation tandis qu'en comparaison, le laser DFB présente un rendement et une puissance optiques élevés, pour une très grande zone de fonctionnement linéaire. C'est ce qui explique pourquoi les lasers DFB sont plus adaptés à la transmission de signaux multi-niveaux grâce à leurs puissances optiques élevées [9]

La bande passante analogique d'un composant émetteur optique est à prendre en considération. Pour un laser à semiconducteurs [19]-[20], elle peut être obtenue à partir de l'équation de la variation de fréquence optique instantanée en sortie du laser régissant la dynamique de recombinaisons électrons-trous au sein de la cavité du laser.

Ainsi, la réponse fréquentielle et la bande passante du laser dépendent de la fréquence des oscillations de relaxation et du taux d'amortissement [19]-[21]. La Figure I.8 illustre la réponse fréquentielle d'un laser DFB en fonction du courant de polarisation. On remarque que la bande passante analogique du laser augmente en fonction du courant de polarisation.

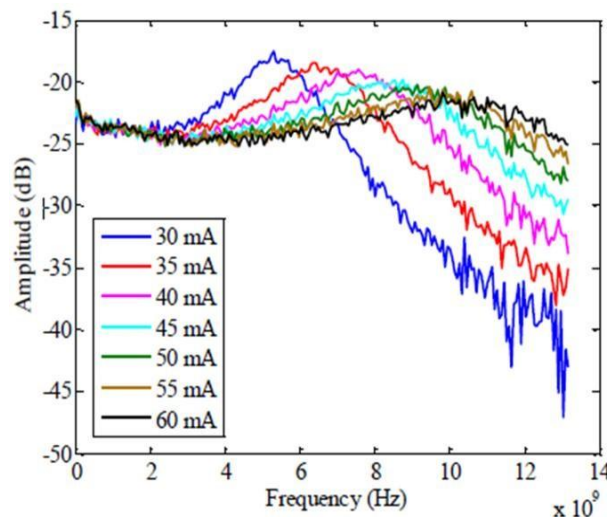


Figure I.8 : Réponse fréquentielle d'un laser DFB en fonction du courant de polarisation [9]

Pour le récepteur, la bande passante de la photodiode, elle est fonction du temps mis par les porteurs pour traverser les contacts électriques du composant après le phénomène d'absorption (temps fonction de la vitesse de saturation et de la distance de transit des porteurs) [9].

La sensibilité du récepteur (photodiode) est un paramètre fixant la valeur minimale requise en puissance optique moyenne par le récepteur pour atteindre un taux d'erreur binaire cible à débit binaire fixe en utilisant une modulation NRZ. Sa connaissance est nécessaire car liée directement aux performances de la liaison en termes de budget optique. D'après [22], les photodiodes à avalanche (APD) présentent une meilleure sensibilité en comparaison aux photodiodes PIN grâce à leur coefficient multiplicateur. Le rendement

optique est tout aussi intéressant car permet d'améliorer la conversion courant-puissance du récepteur optique.

Pour des photodiodes basées InGaAs/InGaAsP (1,55 μm), les valeurs typiques du rendement optique sont de 0,6 A/W à 0,9 A/W environ pour une bande passante avoisinant les 40 GHz. Quant au coefficient multiplicateur des APDs, il peut varier de 2 à 100 : c'est le cas typique des photodiodes APD de « III/V Lab » pour applications télécoms [9].

Sans oublier, la notion de bruit est très importante. Les principales sources de bruit les plus connus sont :

Le bruit RIN (Relative Intensity Noise) du laser : décrit les fluctuations de la puissance optique du laser (dus à l'émission spontanée) liées à sa phase et à sa fréquence optiques [23]-[24]. Son effet est plus impactant quand on est proche de la fréquence propre du laser encore appelée « fréquence des oscillations de relaxation du laser ».

Le bruit thermique : ou bruit du circuit électronique, il résulte de l'agitation des électrons libres au sein du semiconducteur sous l'action de la température [25]. Le bruit thermique est souvent considéré comme un bruit blanc gaussien de moyenne nulle et de variance σ^2 définie par:

$$\sigma^2 = \frac{4k_B T \Delta f}{R_L} \quad [I.5]$$

où

$k_B = 1,38 \times 10^{-23} \text{ m}^2 \cdot \text{kg}/(\text{s}^2 \cdot ^\circ\text{K})$ représente la constante de Boltzmann,

T la température (en $^\circ\text{K}$), et Δf la bande passante du bruit,

R_L la résistance de charge après la photodiode.

Le bruit de grenaille : ou bruit quantique est un bruit intrinsèque au mécanisme de fonctionnement de la photodiode. Il se traduit par le fait que le photocourant (courant résultant de l'absorption de photons) soit généré aléatoirement [26]. Ceci produit une fluctuation instantanée dans le courant généré par la photodiode même si elle reçoit une puissance optique constante. Pour une photodiode PIN, le bruit de grenaille peut être considéré comme un bruit blanc gaussien [19] de moyenne nulle et de variance :

$$\sigma_{PIN}^2 = 2q \cdot (R_d P_{in} + I_d) \cdot \Delta f \quad [I.6]$$

Où

$q = 1,6 \times 10^{-19}$ C'est la charge électrique, I_d le courant d'obscurité.

P_{in} la puissance optique reçue, R_d la sensibilité de la région d'absorption de la photodiode

Dans le cas d'une photodiode à avalanche (APD) de coefficient d'avalanche M , le bruit de grenaille peut être considéré comme un bruit blanc gaussien de moyenne nulle et de variance :

$$\sigma_{APD}^2 = 2q \cdot M^2 F_A (R_d P_{in} + I_d) \cdot \Delta f \quad [I.7]$$

Avec

F_A est le facteur d'excès en bruit

Quand $M=1$, le facteur d'excès en bruit F_A est égal à 1 [19]. Pour terminer, les performances des photodiodes sont limitées par le bruit de grenaille pour des valeurs de puissances optiques reçues élevées tandis que pour de faibles puissances reçues, c'est le bruit thermique qui est dominant.

2.5. Canal De Transmission « Fibre optique » :

Les fibres optiques ont constitué l'un des éléments clef de la révolution des télécommunications optiques, en général, représente un support de transmission avec de nombreux avantages justifiant son introduction dans les systèmes de transmission optique :

- ❖ Performance de transmission : haut débit et bande passante élevée, très faible atténuation permettant le parcourir des grandes distances, insensible aux interférences électromagnétiques, accepte les techniques de multiplexage possible.
- ❖ Mise en œuvre plus ou moins facile: très petite taille, grande souplesse, faible poids.
- ❖ Sécurité : isolation électrique totale entre les terminaux, utilisation possible en ambiance explosive ou sous fortes tensions, insensible aux parasites électromagnétique et n'en crée pas, inviolabilité presque totale

A) Description de la fibre optique :

Une fibre optique dans sa forme la plus simple est un fil transparent (plastique ou en verre extrêmement pur) dont le diamètre est approximativement celui d'un cheveu humain,

la fibre optique est constituée d'un cylindrique entouré par une gaine dont l'indice de réfraction est plus faible que celui du cœur, tous les deux entourés d'un revêtement de protection en plastique souple (figure I.9). Une fibre optique est donc un guide d'onde optique cylindrique diélectrique constituée de deux diélectriques de même axe : le cœur et la gaine.

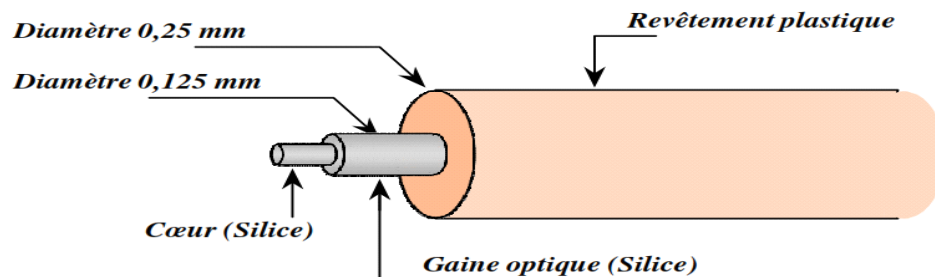


Figure I.9 : Schéma général d'une fibre optique

La fibre optique est généralement, fabriquée en Silice. Un matériau qui ressemble au verre. La silice est un composé de silicium (Si) et d'oxygène dont la formule chimique est SiO_2 . Nous retrouvons ce composé dans la nature dans différents minéraux tels que le quartz.

Le principe de fabrication d'une fibre optique repose sur l'étirage d'une préforme de verre, grâce à des techniques complexes, on peut ainsi étirer un tube de verre d'un mètre de long sur 10 cm de diamètre jusqu'à en faire une fibre optique de 150 km de long.

Le principe de fonctionnement des fibres optiques repose sur la propagation des rayons lumineux dans des milieux d'indice optique différent, basé sur la loi de réflexion de Snell-Descartes. La propagation des rayons dans la fibre optique se fait par des réflexions successives sur l'interface cœur-gaine.

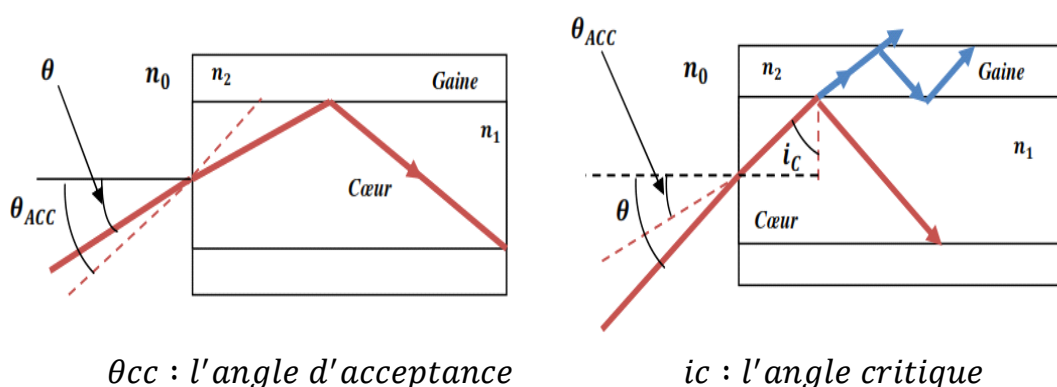


Figure I.10 : principe guidage au cœur de la fibre optique et Illustration de l'ouverture numérique

Pour que les rayons injectés dans la fibre soient totalement réfléchies par l'interface cœur-gaine il est nécessaire que l'onde d'incidence sur cette interface soit supérieure à l'angle critique. En connaissant les indices de réfraction des deux interfaces, l'angle critique peut facilement être calculé.

$$\sin(i_c) = \frac{n_2}{n_1} \quad [I.8]$$

D'où l'ouverture numérique O.N qui représente l'ouverture angulaire limite, par rapport à l'axe et avant une transmission et une réflexion totale sur le dioptré cœur-gaine de la fibre peut être calculée par l'équation suivante :

$$ON = \sin \theta = \sqrt{n_1^2 - n_2^2} \quad [I.9]$$

B). Classifications des fibres optiques:

Le type de fibre est caractérisé par le paramètre de fréquence normalisé V qui est lié aux indices n_1 et n_2 par la relation suivante :

$$V = a \cdot k \sqrt{n_1^2 - n_2^2} \quad [I.10]$$

Où a représente le rayon du cœur et k est le vecteur d'onde.

Selon la valeur de V , la fibre est dite multimodes lorsque V est supérieur 2.405, et elle est dite monomode lorsque V est inférieur à 2.405 [27].

B.1) Les fibres optiques multimodes :

Seuls certains angles conduisent à des modes. Il est évident que la vitesse d'un mode dépend de l'angle. Le terme « multimode » signifie que plusieurs modes peuvent être guidés. Un nombre typique pour une fibre à saut d'indice est de 1000 modes (un mode correspond à un faisceau).

B.1.1) Fibre à saut d'indice(FSI) :

C'est le type de fibre le plus simple, directement issue des applications optiques traditionnelles. Dans cette fibre, le cœur est homogène et d'indice n_1 , il est entouré d'une gaine optique d'indice n_2 inférieur à n_1 . Le passage d'un milieu vers l'autre est caractérisé par un saut d'indice (figure I.11). Le faisceau lumineux injecté à l'entrée de la fibre va atteindre la sortie en empruntant des chemins optiques différents ce qui se traduit par des temps de propagation différents et donc un étalement du signal transmis. Ce qui en résulte une dispersion intermodale.

Pour diminuer cet effet, le profil d'indice du cœur peut être modifié de telle sorte à créer un gradient d'indice.

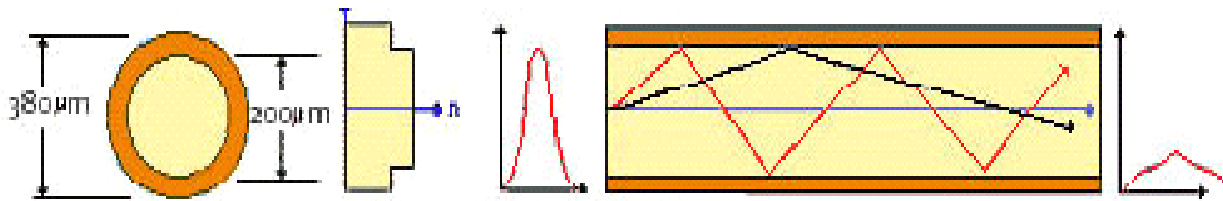


Figure I.11 : Fibre à saut d'indice

B.1.2) Fibre à gradient d'indice (FGI) :

Le cœur se caractérise par un indice variable qui diminue progressivement de l'axe (centre de la fibre) jusqu'à la gaine, les rayons lumineux vont emprunter des chemins différents d'allure sinusoïdale, mais tous les rayons arrivent en même temps à l'extrémité de la fibre. L'avantage avec ce type de fibre est de minimiser la dispersion du temps de Propagation entre les rayons, et donc réduire l'étalement du signal (figure I.12),

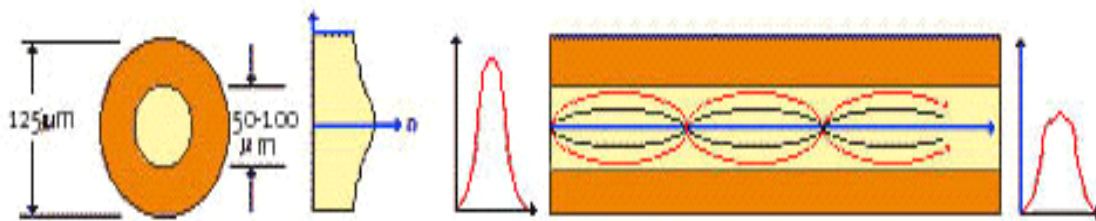


Figure I.12 : Fibre à gradient d'indice

B.2)-Les fibres optiques monomodes :

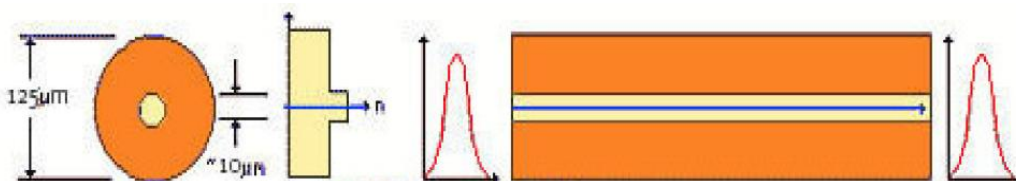


Figure I.13 : Fibre monomode

Le but recherché dans cette fibre est le chemin que doit parcourir le faisceau soit le plus direct possible. Pour cela on réduit fortement le diamètre du cœur qui est dans la plupart des cas inférieur à $10\mu\text{m}$ (Figure I.10), la dispersion modale est quasi nulle et la bande passante est donc augmentée (presque infinie $(>10\text{ GHz/Km})$). Le chemin de propagation est ainsi unique et parallèle à l'axe de la fibre.

Le petit diamètre du cœur nécessite une grande puissance d'émission, donc des diodes laser relativement onéreuses. Théoriquement le signal injecté en entrée va atteindre la sortie sans aucune déformation. C'est ce type de fibre qui présente les plus grandes performances. Du fait de ces précieux avantages, elle a pris une ampleur considérable dans les transmissions sur de grandes distances.

Les principales caractéristiques qui déterminent le choix d'un type de fibre sont l'atténuation et la dispersion

3. Problèmes liés à la transmission par fibre Optique :

3.1 L'atténuation :

Dans la fibre optique, les causes des pertes sont multiples, on distingue généralement les facteurs intrinsèques comme l'absorption et la diffusion (dus à la longueur d'onde de la lumière introduite) et les facteurs extrinsèques générées à l'extérieur du cœur de la fibre et qui affectent par la suite la transmission de la lumière, telles que les courbures et micro-courbures sans oublier les impuretés qui sont aussi des sources de pertes non négligeables.

La figure I.14 présente l'atténuation spectrale d'une fibre de Silice fonction de la longueur d'onde. Elle nous montre que les trois fenêtres de longueurs d'onde utilisables avec les fibres lasers et détecteurs conventionnels se situent aux environs de 850nm, 1330 nm et 1550 nm [28]

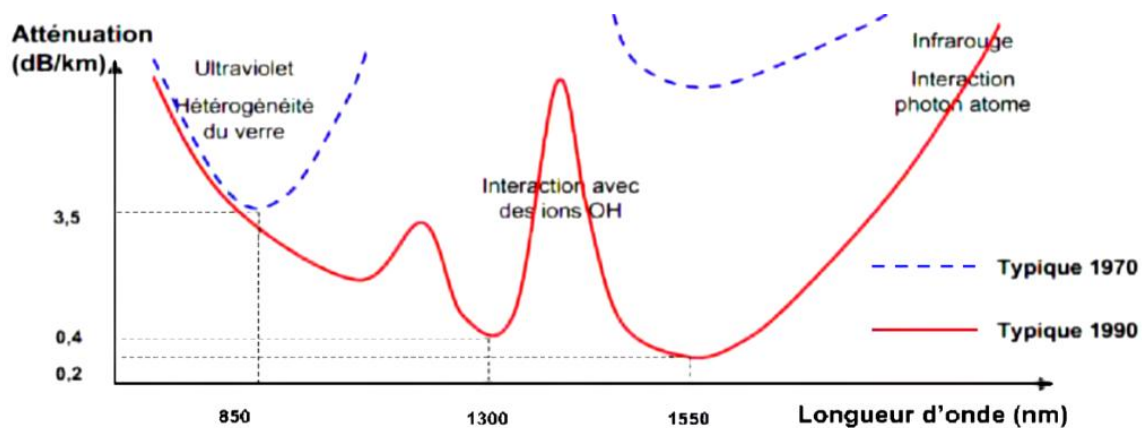


Figure I.14 : Atténuation spectrale d'une fibre en fonction de la longueur d'onde

Les sources optiques à 1550 nm fonctionnent en monomode comme les lasers DFB, cette longueur d'onde est très importante pour les télécommunications, car les amplificateurs optiques à erbium (EDFA) et les fibres amplificateur d'erbium (PDFA) sont utilisées pour amplifier les longueurs d'onde autour de 1550 nm. La région entre 1330 nm et 1550 nm correspond à l'absorption des ions OH - [29]

3.2 La dispersion :

La dispersion se manifeste par un élargissement des impulsions au cours de leur propagation. La dispersion est caractérisée par une modification de la constante de phase par rapport la fréquence, dite dispersion de la vitesse de groupe. La figure I.15 montre les différents types de dispersion.

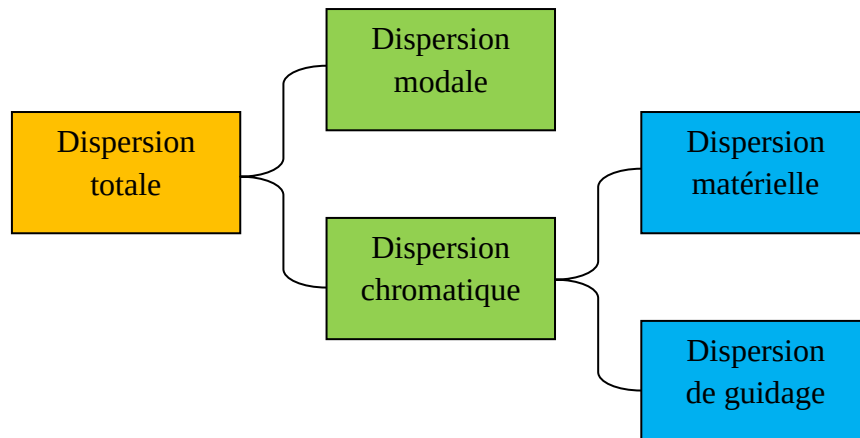


Figure I.15 : Les différents types de dispersion

3.2.1) Dispersion modale :

Ce type de dispersions se produit du fait de la propagation du signal optique suivant différent trajets correspondant chaque mode. Ce phénomène se manifeste uniquement dans les fibres optiques large cœur multimode. Il n'existe pas dans les fibres monomodes où le cœur est très fin.

3.2.2) Dispersion chromatique :

La dispersion chromatique est divisée en deux catégories : les dispersions dues aux matériaux et celles dues au guide d'onde :

➤ Dispersion matérielle :

La dispersion est due à une variation de l'indice de réfraction de la silice, en fonction de la fréquence optique ω . Elle est alors associée à la pente de l'indice de groupe n_g par rapport à la longueur d'onde λ via la relation suivante :

$$D_m = \frac{1}{c} \frac{dn_g}{d\lambda} \quad [I.11]$$

Où

$$n_g = n + \omega \frac{dn}{d\omega} \quad [I.12]$$

Avec :

C : la vitesse de la lumière
 n : indice de réfraction de la silice

- **Dispersion de guidage** : Elle a comme origine la dépendance de la vitesse de propagation. La dispersion de guidage D_w , est donnée par la relation suivante :

$$D_w = -\frac{2\pi\Delta}{\lambda^2} \left[\frac{n_g^2}{n\omega} \cdot v \frac{d^2(v.b)}{dv^2} + \frac{dn_g}{d\omega} \frac{d(v.b)}{dv} \right] \quad [I.13]$$

Où b représente la constante de phase normalisée et v représente la fréquence normalisée définies par les relations (I.6) et (I.7) respectivement [27]:

$$b = \frac{\frac{\beta}{k_0} - n_g}{n_c - n_g} \quad [1.14]$$

$$v = \frac{\pi d}{\lambda} \sqrt{n_c^2 - n_g^2} \quad [1.15]$$

n_c et n_g représentent respectivement l'indice du cœur et l'indice de la gaine de la fibre et d représente le diamètre du cœur de la fibre.

4. Effets non-linéaires dans la fibre :

Les effets non linéaires dans la fibre optique peuvent être répartis en deux groupes dont l'effet Kerr et la diffusion optique.

L'effet Kerr se produit par le déphasage non-linéaire provoqué par le changement de l'indice de réfraction de la fibre suite à une forte puissance excitation du cœur. L'effet Kerr regroupe principalement : l'auto-modulation de phase ou SPM (Self-phase modulation), la modulation de phase croisée ou XPM (Cross-phase modulation) et le mélange à quatre ondes ou FWM (Four-wave mixing).

L'effet SPM est fortement dépendant de la puissance du signal introduit dans la fibre. C'est pour cette raison, qu'en pratique, cet effet est souvent considéré à chaque étage fibré (après une amplification) pour une puissance d'entrée élevée.

Le Cross-phase modulation (XPM) qui n'est rien d'autre qu'une forme de SPM croisée, produit lorsque la transmission est composée de plusieurs canaux optiques à travers la même fibre optique comme le cas des transmissions WDM, le déphasage non-linéaire d'un canal dépendra non seulement de sa puissance mais aussi de la puissance émise par les canaux voisins.

Le FWM est, tout comme le XPM, une conséquence d'un système de transmission optique composite. Le FWM résulte de l'interaction entre quatre ondes optiques. Son impact pourrait être minimisé : soit en diminuant la puissance par canal optique, ou en empêchant les canaux d'être en phase par l'augmentation de l'espace entre canal ou de la dispersion chromatique (distance de fibre).

5. Conclusion :

Sur ce chapitre, nous avons présenté l'essentiel d'une chaîne de transmission à fibre optique, les composants optoélectroniques employés et leurs impacts sur les performances du système, les phénomènes linéaires et non linéaires liés à la propagation dans la fibre optique qui sont causés par la dispersion chromatique et l'atténuation. Cette présentation va faciliter la lecture des prochains chapitres où le système d'accès multiple à encodage spectral d'amplitude (SAC-OCDMA) sera abordé, suivi par l'emploi de la technique de modulation OFDM pour avoir des débits élevés de transmission

Chapitre II :

*Technique d'accès multiple par répartition de codes
dans le domaine spectral (SAC-OCDMA)
Et codes appliqués*

1. Introduction :

Dans ce chapitre, nous présentons la technique d'accès multiple par répartition de codes dans le domaine spectral (SAC-OCDMA), nous verrons dans un premier temps les principes de base de cette technique : l'encodage et le décodage du signal, et les différents types de bruit présents dans ce genre de système. Ensuite, nous présentons les différents codes possibles utilisés en SACOCDMA et les propriétés à prendre en considération pour limiter au maximum les bruits existants

Ce chapitre s'intéressera aux systèmes SAC OCDMA incohérents pour leur coût avantageux et leur mise en œuvre simple et flexible dans les réseaux d'accès haut débit et multimédia. Ainsi pour leur pouvoir d'éliminer le bruit d'intensité et réduire l'effet des interférences de code utilisé. Cela est rendu possible grâce à l'utilisation de différentes méthodes de détection [31].

Pour conclure, nous proposons la configuration de code bidimensionnel (un code hybride) constituer de deux codes dont le système de codage est en 2 D (espace-longueur d'onde) afin de maintenir des niveaux de performances élevée pour tous les usagers.

2. Systèmes OCDMA Incohérents :

Les codeurs incohérents emploient en général la modulation d'amplitude et recourent à une addition des puissances pour déterminer la présence du nombre binaire "1" [32].

De ce fait, les codes ne peuvent être qu'unipolaires, ce qui a pour résultat une altération de la performance du système. Cela exige un moyen de contrôler les interférences générées par l'accès multiples, en contrepartie les séquences de codes employés ne peuvent pas être parfaitement orthogonales. Ce qui signifie qu'il y' aura une interférence entre les données émises par les utilisateurs du système. Cette interférence, appelée Interférence Accès Multiple, constitue l'une des limitations majeures à la performance du système OCDMA [33].

Parmi les techniques utilisées pour le codage/décodages dans les systèmes OCDMA incohérents, on s'intéresse au codage spectral-amplitude (SAC-OCDMA) .

3. Définition de la technique SAC-OCDMA :

Dans un système SAC-OCDMA chaque usager se voit assigner son propre code spectral qui constitue sa signature ou son empreinte de façon à ce que cette dernière soit unique. Autrement dit, comme l'illustre la figure II.1. Chaque utilisateur est associé à un

code d'une combinaison de plusieurs longueurs d'onde bien spécifique différent à celui des codes des autres utilisateurs [34]

Dans la technique d'accès SAC-OCDMA chaque utilisateur a son propre code spectral (qui constitue sa signature ou son empreinte).

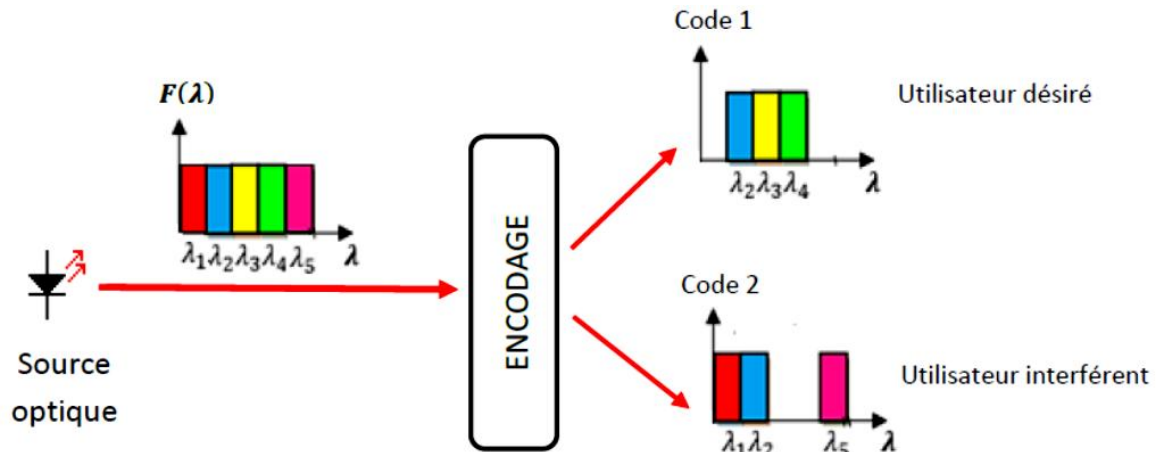


Figure II.1 : technique de codage en SACOCDMA [12]

A partir d'un spectre d'une source large bande incohérente, l'encodeur a pour rôle d'affecter un code spectral unique à chaque utilisateur comme l'illustre II.1, le code 1 de l'utilisateur désirée est « 01110 » et le code 2 : « 11001 » pour l'utilisateur 2 (interférent).

4. Encodage et décodage d'un signal SAC-OCDMA

Pour effectuer l'encodage d'un canal avec la technique du SAC-OCDMA, le processus d'encodage assigne une empreinte ou une signature spectrale unique aux données de l'usager. Il faut savoir que l'utilisation de la bande optique est partagée. Les différentes signatures spectrales ne sont donc pas orthogonales entre elles, c'est-à-dire que deux signatures spectrales distinctes ont des fréquences en commun. Il en découle une chose fondamentale : il est impossible d'extraire les données contenues dans un canal par un simple filtrage optique en SAC-OCDMA, contrairement aux systèmes WDM. Le but du décodage consiste en l'extraction du signal parmi tous les signaux en utilisant la signature spectrale comme discriminateur [35].

4.1 Encodage :

Ils existent plusieurs technologies utilisées pour l'encodage. Parmi les techniques d'encodage SACOCDMA, on trouve :

- Encodage par masque d'amplitude (figure (II.2 a)) ;
- Encodage par réseau sélectif planaire AWG (AWG: Arrayed Waveguide Grating en anglais) (figure (II.2 b));
- Encodage par l'utilisation des réseaux de Bragg (figure (II.2 c)) ;
- Encodage par démultiplexeur et multiplexeur optique (figure (II.2 d)).

Ces composants vont permettre de générer des codes spectraux comme l'illustre la figure (II.2) :

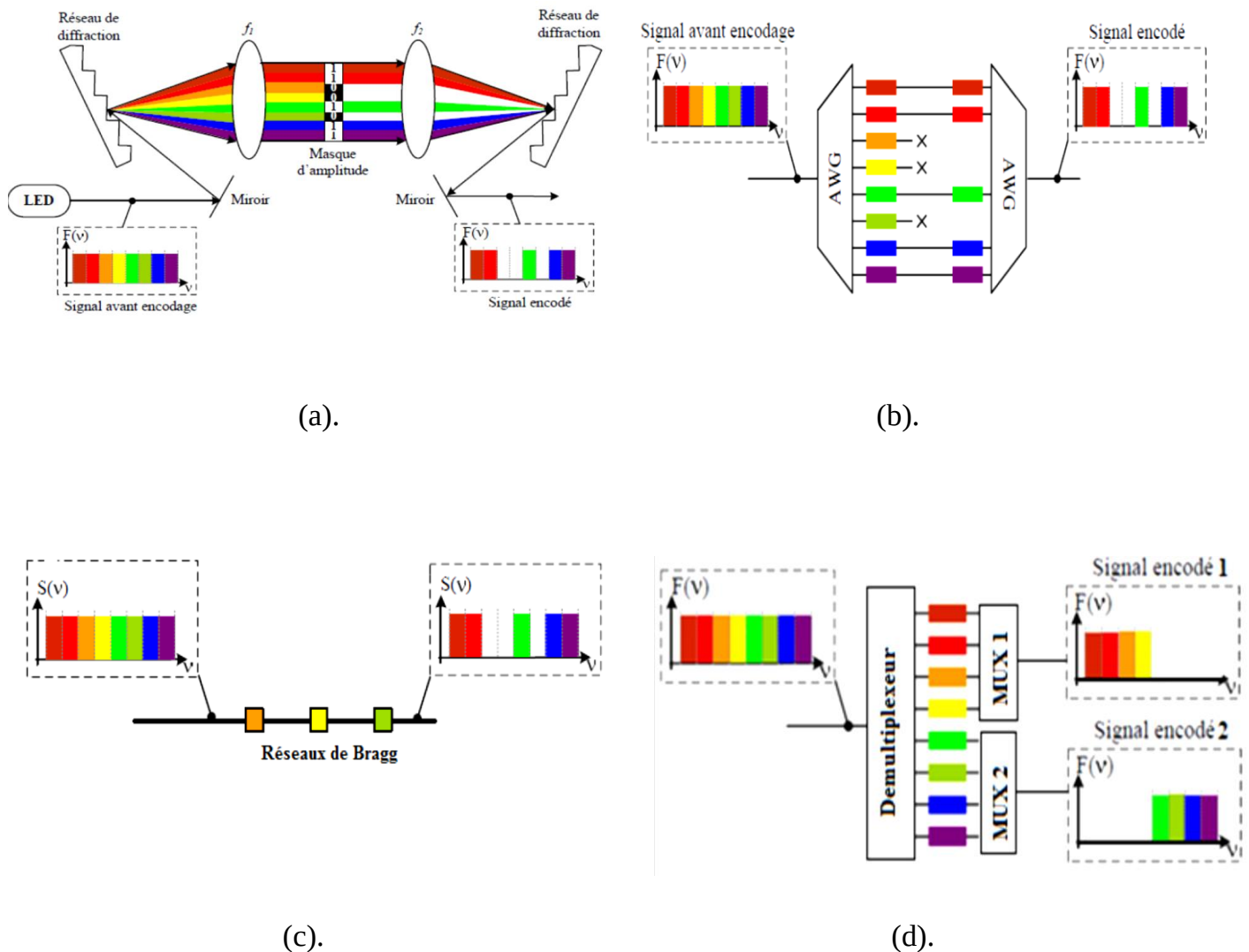


Figure II.2 : Technologie d'encodage OCDMA spectral : a) par masque d'amplitude, b) à base AWG, c) par réseaux de Bragg, d) avec démultiplexeurs et multiplexeurs optiques [36]

4.2 Décodage :

Le but d'un système de décodage SAC-OCDMA pour l'utilisateur est double. Premièrement, il faut qu'il détecte les données qui lui sont destinées. Deuxièmes, il faut que le système de détection rejette les signaux des interférents

A la réception les données de tous les utilisateurs seront réunies il faut donc utiliser le code de chaque utilisateur pour restituer la donnée qui lui est propre, pour cela il existe trois principales méthodes :

4.2.1 Détection balancée par la méthode complémentaire :

Nous présentons à la figure II.3 La structure d'un décodeur pour un système SACOCDMA permettant de détecter le signal de l'utilisateur i . Cette structure est composée d'un coupleur 1×2 . Dans le bras supérieur, un décodeur DC_i est inséré dont la réponse spectrale est identique au i ème code utilisé à l'émission. Dans l'autre bras, un décodeur complémentaire CDC_i est inséré dont la réponse spectrale est complémentaire au décodeur i . Cela signifie simplement que son code spectral sera le complément binaire de celui du décodeur i [36], [37].

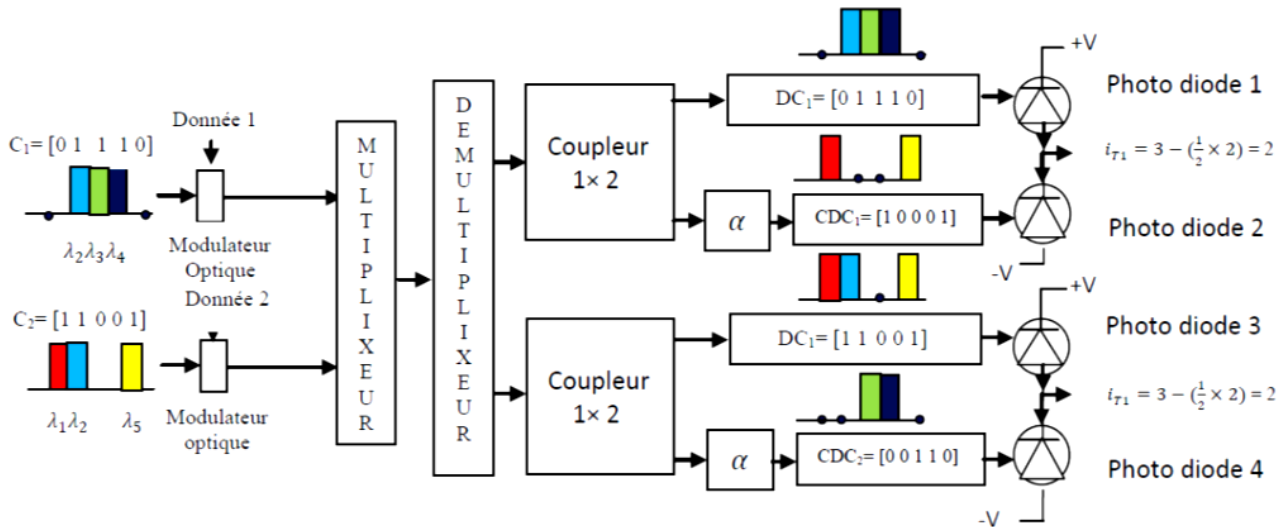


Figure II.3 : structure d'un décodeur utilisant la méthode complémentaire

L'utilisation d'une photodiode balancée permet d'obtenir la soustraction des photo-courants issus des deux photodiodes distinctes. Un atténuateur α est également inséré pour ajuster la détection balancée avec précision. Il est calculé comme le montre l'équation (II.1) [34].

$$\alpha = \lambda c / (W - \lambda c) \quad [\text{II.1}]$$

Avec : W le poids du code (nombre de 1 qu'il contient) et λc la corrélation croisée (nombre de 1 commun entre les codes).

De cette manière, les effets MAI dues aux autres utilisateurs seront étouffés au niveau du détecteur tout en favorisant l'utilisateur désiré.

4.2.2 Détection spectrale directe :

Comme la première technique, avec $\lambda c = 0$ donc une seule branche de décodeur et de détecteur est nécessaire, $\alpha = 0$, ce qui correspond à une suppression de la deuxième branches, ceci est réalisable pour la simple raison que l'information est suffisamment récupérable par l'un des « chips » de code ou par la totalité du code (figure II.4).[34]

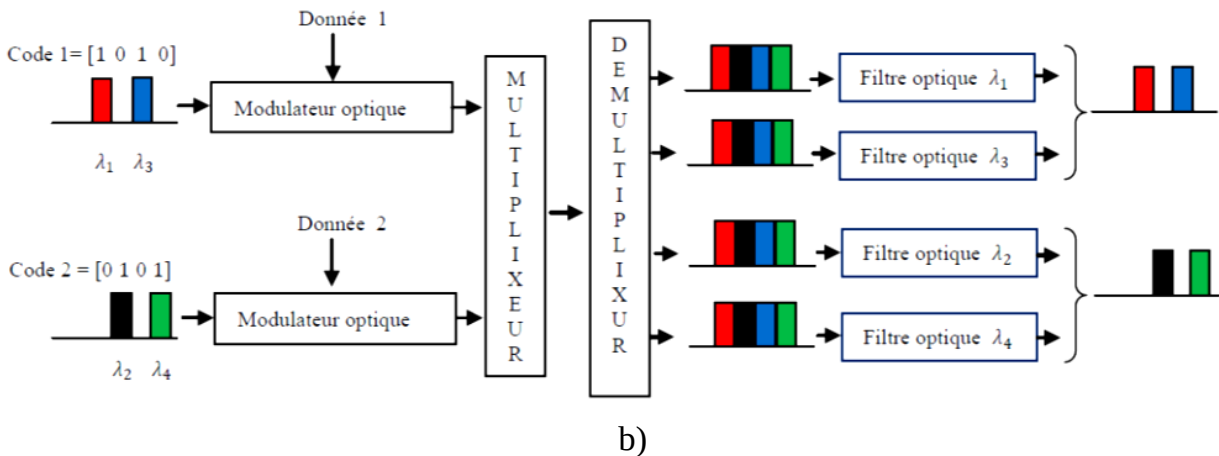
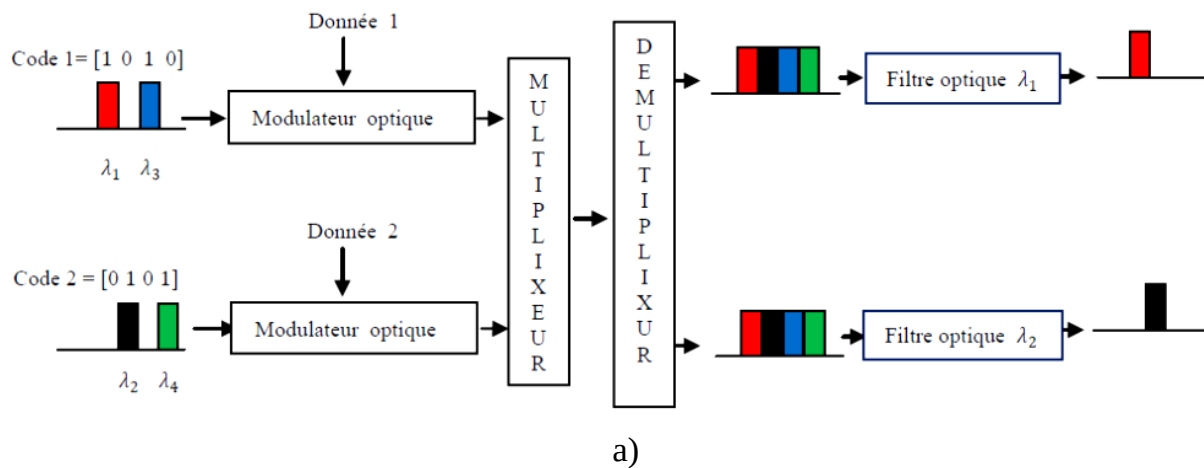


Figure II.4 : Méthode de détection spectrale directe :

a) avec un chip (une longueur d'onde), b) avec la totalité des longueurs d'ondes (code complet)

4.2.3 Détection dite « AND soustraction » :

Même principe que la méthode complémentaire, sauf que dans le deuxième bras, un décodeurs AND est inséré à la place de décodeur complémentaire. A la sortie, on obtient un

code résultant de l'intersection des différents codes. L'utilisation d'une photodiode balancée permet d'obtenir la soustraction des photocourants issus des deux photodiodes distinctes.

5. Bruit en SAC-OCDMA incohérent :

Cette section se consacre à l'explication des bruits que l'on observe lors de la détection d'un signal incohérent. Nous allons décrire les trois bruits principalement observés dans les systèmes utilisant des sources incohérentes soit [35] :

5.1 le bruit thermique : Ce bruit est dû à l'agitation thermique des porteurs de charges dans la jonction de la photodiode. Il suit une statistique gaussienne. Ce bruit introduit une variance σ_{TH}^2 sur la tension à la sortie du photodétecteur :

$$\sigma_{TH}^2 = 4k_B \frac{\Delta f}{R} \times G_{PD}^2 \quad [\text{II.2}]$$

Avec

k_B : C'est la constante de Boltzmann ($=1.380649 \times 10^{-23}$) en $[\text{J.k}^{-1}]$

T : est la température en $[\text{°K}]$.

Δ : C'est la bande passante du récepteur en $[\text{Hz}]$.

R : la résistance de charge du système de photo-détection en $[\Omega]$.

G_{PD} : C'est la densité spectrale de puissance (PSD) à la photodiode.

5.2 le bruit de grenaille (shot noise) : Ce bruit est dû au caractère aléatoire de la création de paires électron-trou dans la photodiode. Il obéit à une statistique de Poisson [35]. La puissance de ce bruit est proportionnelle à la tension moyenne V et augmente de manière linéaire en fonction de la puissance optique reçue. La variance σ_{SN}^2 de ce bruit est définie par :

$$\sigma_{SN}^2 = e \Delta f \bar{V} \times G_{PD} \quad [\text{II.3}]$$

Avec e : représente la charge d'électron.

5.3 le bruit d'intensité (bruit carré) : Ce bruit d'intensité limite ultimement les performances des systèmes SAC, Dû fait que le photodétecteur met la somme globale de tous les champs électriques présents et met le résultat de cette somme au carré. Cela engendre des fluctuations aléatoires sur la valeur V de tension moyenne de sortie, puisque des termes de battement entre les différentes composantes fréquentielles sont créés. Ce phénomène est de nature quadratique, il est important de noter que la puissance de ce bruit est proportionnelle au carrée de la tension V .

5.4 Le bruit d'intensité induit par la phase (phase induced intensity noise PIIN) : Ce bruit PIIN est fortement lié au MAI dû au recouvrement spectral des différents utilisateurs. Le bruit de phase des champs au niveau du photodétecteur surgit en raison du mélange de deux champs de lumières non-corrélés, d'intensité négligeable qui ont la même polarisation, de mêmes spectre et de la même intensité. L'élargissement du spectre au delà de la largeur maximale de la bande électrique est une signature classique d'occurrence de PIIN.

Pour supprimer le PIIN, la valeur de l'inter-corrélation devrait être maintenue petite le plus possible ou probablement égal à zéro [34].

6. Les codes SAC-OCDMA :

La technique SAC OCDMA est basée sur l'allocation d'un code à chaque utilisateur qui lui permet d'extraire du signal reçu, les informations qui lui sont destinées. Nous sommes intéressés à des systèmes incohérents utilisant des codes unipolaires, facilement réalisables par modulation de la puissance optique émise.

En conséquence, le signal d'un utilisateur subit des interférences dues aux autres utilisateurs, appelées Interférences d'Accès Multiple (MAI : Multiple Access Interference), et d'autres types de bruits vu dans le paragraphe précédent. La solution suggérée pour étouffer ses bruits est l'utilisation des codes possédant une intercorrélacion nulle, tel que, le code ZCC (Zero Cross Correlation) et le code multi diagonal MD.

6.1 Paramètres des codes :

Un de codes est caractérisé par quatre paramètres notés (L, w, λ_c, k) pour les codes unipolaires utilisé dans un système SAC, nous ferons souvent référence à une famille de codes en la désignant par son nom et l'ensemble de ses paramètres (L, w, λ_c, k) que nous allons présenter comme suit [35] :

- ❖ **Longueur (L) :** Il s'agit du nombre de « 1 » et de « 0 » qui se retrouve dans un code.
- ❖ **Poids (W) :** Le poids du code est simplement le nombre de « 1 » contenu dans le code.
- ❖ **Correlation croisée (λ_c) :** La corrélation croisée est la somme du résultat d'une opération logique AND entre deux codes différents pris parmi une famille de codes. De façon plus explicite, on peut dire que c'est le nombre de « 1 » en commun à la même position entre deux codes différents.
 - Une faible corrélation permet de récupérer les informations propres pour un utilisateur parmi la masse de données des autres utilisateurs qui sont alors considérés comme un bruit. Si les séquences de codes se ressemblent fortement, le décodage provoque des erreurs d'interférences MAI.

- ❖ **Cardinalité (k) :** La cardinalité représente le nombre d'utilisateurs maximum qu'un code peut supporter. Ce paramètre est important, car lors du choix d'une famille de code, il faut s'assurer que k soit la plus élevée possible et, autant que faire se peut, égale ou supérieure à la longueur L du code.

Il y a trois conditions nécessaires qu'une famille de code doit respecter pour pouvoir être utilisée dans la technique SAC-OCDMA :

- ✓ Avoir une longueur L constante pour tous les codes de la famille ;
- ✓ Avoir un poids w constant
- ✓ Avoir une corrélation croisée λ_c constante pour tous les codes de la famille.

6.2 Les différents codes disponibles en SAC-OCDMA

Un certain nombre de codes a été développé pour une optimisation des séquences et améliorer ainsi la qualité d'une liaison CDMA. Notre choix s'est porté sur les deux codes unipolaires dédiés au système SAC OCDMA incohérent, le code multi diagonal MD et le code NZCC en raison de leurs efficacités et de leurs adaptabilités aux codeurs et aux décodeurs. 1D ,2D et 3D

Nous entamerons dans cette section une analyse détaillée sur les deux principales familles de codes bipolaires et unipolaires et nous exposerons les critères de choix (les propriétés d'autocorrélation et d'inter corrélation, longueurs, poids) et la génération des codes unipolaires utilisés dans les systèmes SAC-OCDMA.

6.2.1 Code multi diagonal (MD):

Le code MD est représenté dans une matrice de taille $(K \times W)$, où les lignes représentent le nombre d'utilisateurs et les colonnes représentent la longueur du code. Prenons l'exemple d'une matrice MD avec un nombre d'utilisateurs $K=4$ et un poids de code $W=4$. La matrice MD est créée comme suit [44] [46]:

$$MD = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

La longueur de ce code est calculée à partir de la relation : $L = K \times W$

Sachons que cette matrice respecte les propriétés de corrélation croisée nulle, ce qui mène par conséquent à de bonnes performances au système.

6.2.2 Codes à inter-correlation nulle (Zero Cross Correlation ZCC) :

Un code ZCC, de longueur $L > 1$ et un poids $W \geq 1$, est une famille de code satisfaisant la propriété suivante [57]- [63] :

$$\sum_{i=0}^{L-1} x(i)y(i) = 0 \quad [\text{II.4}]$$

Toute construction de code ZCC doit satisfaire aux critères suivants [38]:

- Dans un code CDMA, Le code doit être unique pour chaque utilisateur.
- Le code doit avoir une inter-corrélation nulle, c'est-à-dire pas de superposition des '1' entre les différents utilisateurs.
- Le code doit être aléatoire et imprédictible, c'est délibérément pour la sécurité.
- Le nombre d'utilisateurs doit être flexible et peut être augmenté à n'importe quel nombre.
- Le poids doit être flexible et peut être aussi facilement augmenté.
- Le code doit être pratique et peut être mis en œuvre en utilisant des dispositifs optiques.

Ces codes permettent d'étouffer les interférences MAI et par conséquent le bruit PIIN

6.2.3 Construction de code ZCC :

Pour toute paire de codes distincts $(i), y(i)$ appartenant à la famille ZCC (L, W) . Inspirée de la méthode construction des codes OOC; La méthode BIBD a été appliquée pour la construction du nouveau code ZCC. Cette méthode a été proposée par Djebbari et al [40] , est un arrangement de $K \times W$. chips « 1 » • dans C . colonnes de telle sorte que, au plus un chips unique se produit dans la colonne (i.e. $\sum_{i=0}^{L-1} x(i)y(i) = 0$ pour $L=0$). Cela garantit que chaque séquence de code peut se distinguer avec succès des autres séquences de code dans le cas d'une transmission synchrone. Notant que ces codes sont construits pour le système de transmission SAC-OCDMA.

Plusieurs méthodes de construction ont été proposées [40], néanmoins ces méthodes restent complexes à construire (avec un nombre d'utilisateur important), non flexibles (nombre d'utilisateur dépend du poids du code) et générant des codes non adaptés à l'implémentation.

Pour toutes ces raisons, nous proposons une nouvelle forme de code nommé NZCC qui offre l'avantage d'une simplicité de construction, une large flexibilité dans le choix de poids et du nombre d'utilisateurs ce qui rend la structure de codeur et de décodeur simplifiée.

6.2.4 Code NZCC :

Une nouvelle forme de codes ZCC nommée NZCC a été introduite par [42] [45] permet de réduire la longueur du code par rapport aux codes ZCC existants offrant l'avantage d'une procédure de construction simple, une grande flexibilité dans le choix de poids et du nombre d'utilisateurs ce qui simplifient les structures d'encodeur et de décodeur. Une technique à trois manœuvres facilite la construction de ce code qui est illustré comme suit [46]:

- ❖ A partir de la création d'une matrice non diagonale de dimension $(K \times K)$ concaténée par une ou plusieurs matrices diagonales (selon le poids du code W) le nombre de matrices diagonales ajoutées est de $(W-1)$ matrices (qui résument un nombre $(W-1)$ d'itérations de concaténation de matrices diagonales carrées de dimension $(K \times K)$).
- ❖ Pour finaliser la structure du code, deux déplacements sont imposés : Le premier déplace la dernière colonne de la matrice totale au début avant la matrice non diagonale, puis déplace la première colonne de la première matrice diagonale vers la fin de la matrice totale (au lieu de la colonne déplacée précédemment) comme illustré à la figure II.5.

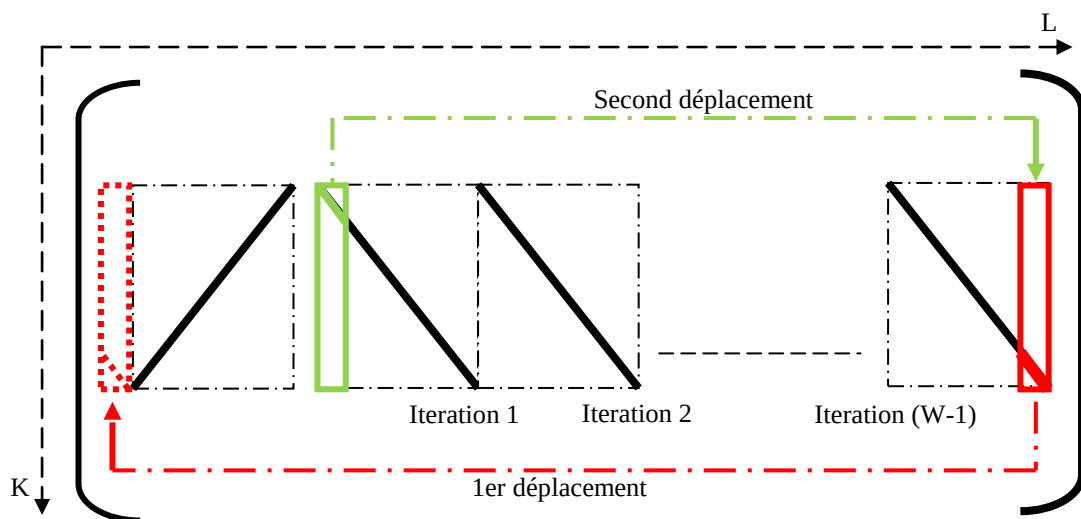


Figure II.5 : construction de matrice de code NZCC

Une matrice de dimension $(K \times L)$ est créée, où L est la longueur du code égale à $K \times W$, où K est le nombre d'utilisateurs et W est le poids du code. Le code NZCC de base est une matrice non diagonale de poids égal à 1.

6.2.5 Code bidimensionnel :

Afin d'augmenter la cardinalité et de permettre un grand nombre utilisateur connecté simultanément, une approche de codage bidimensionnel est favorable pour surmonter la

faiblesse de l'encodage 1D, et permettre un échange de données supérieure pour un système SAC. On trouve dans la littérature trois types de systèmes OCDMA bidimensionnels [40]:

- Codage 2D temps- longueur d'onde;
- Codage 2D espace-temps;
- Codage 2D espace-longueur d'onde.

On s'intéresse au dernier type qui est le Codage 2D (espace-longueur d'onde) dans le but d'outrepasser les limitations du codage 1D. Le principe étant d'avoir plus de flexibilité lors de la conception des codes et par conséquent obtenir un plus grand nombre d'utilisateurs simultanément connectés.

6.3 Présentation de l'encodage 2D espace-longueur d'onde :

L'approche espace-longueur d'onde a été étudiée en 2005 par Yang et al [43]. Dans ce cas, comme il n'y a plus d'étalement temporel, les débits proposés sont nettement supérieurs à ceux des autres techniques. Cependant, l'émission des codes sur différentes fibres optiques et sur différentes longueurs d'ondes nécessite une infrastructure très complexe (représentée dans la figure (II.6) pour 'n' utilisateurs). De plus, chaque longueur d'onde est émise sur une fibre différente, de ce fait, l'efficacité spectrale de la méthode est faible par rapport aux potentialités des fibres optiques.

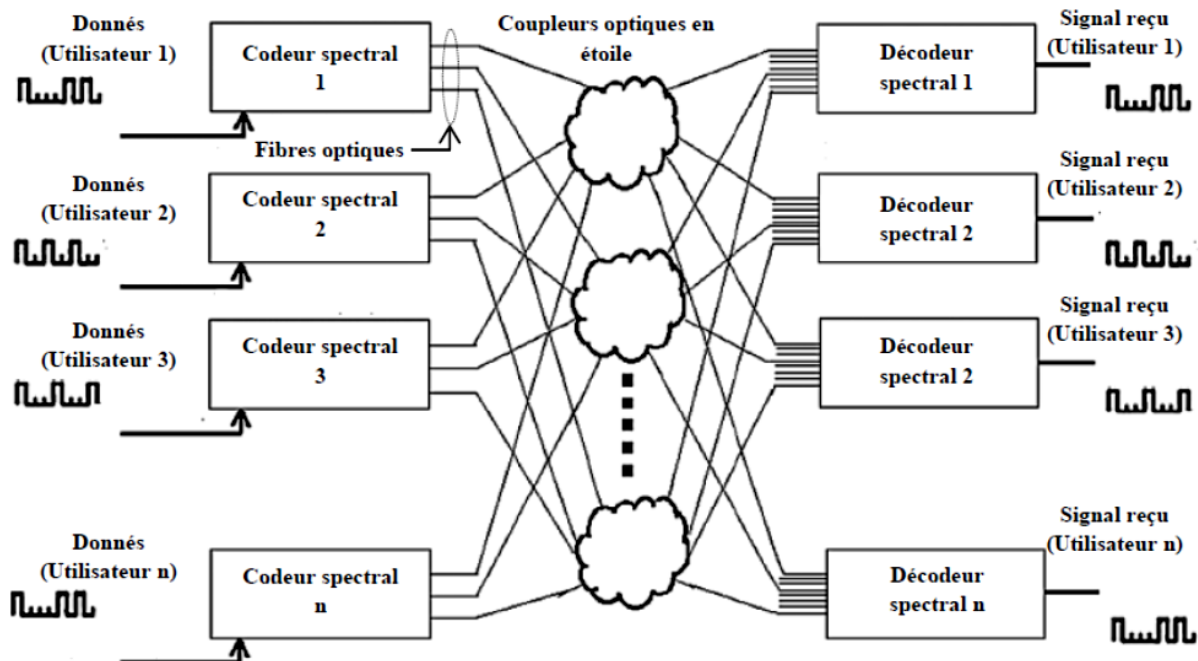


Figure II.6 : Codeur et décodeur 2D OCDMA espace/longueur d'onde [43]

7. La description de l'architecture proposée :

Construction de code 2D NZCC/MD : le code 2D- NZCC/MD est un code hybride construit à base de deux code 1D NZCC et 1D MD, Il s'agit d'un codage (W/S) dont le code NZCC est utilisé pour l'étalement spectral tendit que l'autre code est utilisé pour l'étalement spatial. Le codage spectral /spatial assure la connexion en étoile entre les fibres optiques et les coupleurs. Ce codage hybride permet pour une même longueur de code (NZCC) que le nombre d'utilisateurs connectés simultanément est proportionnel à la longueur du code spatial (MD).

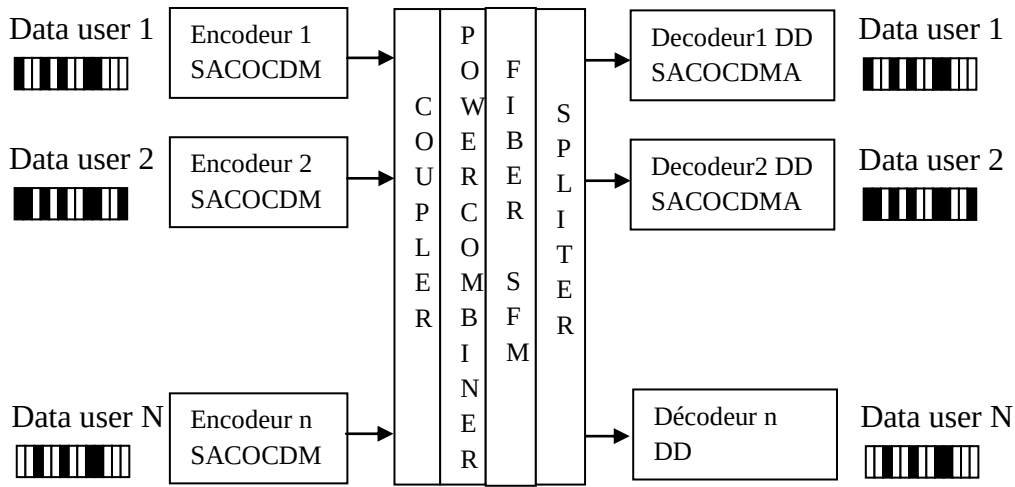


Figure II.7 : Système 2D SACOCDMA avec une détection direct

pour montrer la compréhension de la construction du code NZCC/MD, considérons l'exemple suivant : soit le code NZCC ($K= 2, W= 2, L_w= 4$) et le code MD ($N= 2, W_s= 1, L_s= 2$) tel que :

$$NZCC = \begin{bmatrix} 0011 \\ 1100 \end{bmatrix} \quad [II.5]$$

$$MD = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad [II.6]$$

La construction de code 2D W/S NZCC/MD est présente par le tableau suivant:

	User 1	User 2	
S \ W	0 0 λ4 λ5	λ1 λ2 0 0	
1	0 0 λ4 λ5	λ1 λ2 0 0	Coupleur 1
0	0 0 0 0	0 0 0 0	
0	0 0 0 0	0 0 0 0	Coupleur 2
1	0 0 λ4 λ5	λ1 λ2 0 0	

Tab II.1 : matrice de construction du code 2D NZCC/MD

Sachons que seulement les séquences de code non nulle et qui ont une puissance sont connectées aux coupleurs, les propriétés de l'autocorrélation et de l'intercorrrelation du code 2D NZCC/MD peut s'écrire comme suit:

$$\sum_{i=1}^L C_f(i) C_x(i) = \begin{cases} W \cdot W_s & \text{Si } f = x \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases} \quad [\text{II.7}]$$

L'utilisation de power combiner a la sortie de coupleur entraine une présence des bruits PIIN [44], chaque sortie de coupleur soit simplement connecter a un photodétecteur unique via une fibre. Le schéma de système 2D W/S est illustré par la figure :

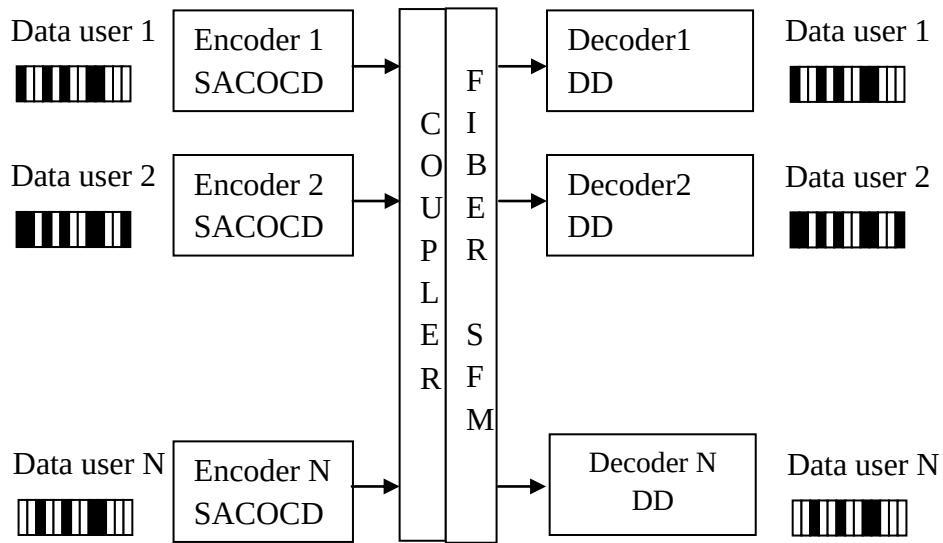


Figure II. 8 : système 2D SACOCDMA avec une détection direct sans power combiner et sans splitter

Pour K utilisateurs, la puissance optique de la LED est divisée grâce à un démultiplexeur (WDMUX) en L longueurs d'onde espacées de BP/L nm. Avec BP est la bande passante de système et L la longueur du code NZCC. Les longueurs d'onde sont multiplexées (MUX) dépendent de la séquence de code NZCC dont chaque multiplexeur reçoit W longueurs d'onde différentes, ou W est le poids du code NZCC.

La sortie du multiplexeur est envoyée sur l'entrée optique du modulateur MZ. L'autre entrée de ce dernier est reliée au générateur d'impulsions PRBS et NRZ. Le poids W1 du code spatial MD définit le nombre de coupleurs utilisés. Les entrées de ces coupleurs reçoivent les signaux SAC-OCDMA préalablement codés par le code NZCC respectant la matrice de code 2D NZCC/MD. La séquence nulle du code MD sera ignorée et non connectée au coupleur. Les signaux de sortie des coupleurs sont émis dans des fibres optiques. Afin de réduire le nombre de fibres optiques, des coupleurs de N entrées, sortie

unique (Nx1) sont utilisés. Cela permet de réduire la taille du système et le coût de construction.

La difficulté de la méthode réside dans le coupleur Nx1 qui présente un élément important pour construire le système 2D W/S. Ainsi, afin d'augmenter la capacité du système et d'exploiter au maximum la bande passante, chaque coupleur assure une tâche spécifique et peut servir de nombreux utilisateurs. Le nombre d'utilisateurs possibles est fonction du nombre d'entrées N du coupleur pour fournir une plus grande cardinalité au système en gardant la structure du système aussi réduite que possible. Le nombre de coupleurs est également fonction du débit client d'une manière plus le nombre de coupleurs est élevé plus le système partage beaucoup de services avec des débits élevés.

A la réception, la puissance optique reçue de chaque coupleur (via la fibre) est injectée dans des chaînes de détection composées de filtres optiques dont la fréquence de coupure dépend de la longueur d'onde (code) à détecter. Le signal électrique converti à l'aide de photodétecteurs est ensuite traité par des filtres passe-bas électriques qui sont placés en série avec les photodétecteurs. La configuration de l'encodeur et du décodeur NZCC/MD est illustrée à la Figure II.9 pour K utilisateurs simulés.

Le système permet de transmettre de nombreuses données multimédias pour chaque utilisateur (telles que IPTV, RoF et autres données). Chaque code spectral est divisé en blocs de N branches (selon le nombre de données à émettre), chaque branche est reliée à l'entrée optique du modulateur MZ, et chaque type de données est envoyé sur l'entrée électrique du MZ de chaque branche.

Le nombre de branches est équivalent au nombre de coupleurs utilisés pour le codage spatial (Voir schéma de la figure II.9 a) chaque coupleur reçoit un seul signal d'une branche parmi les N branches d'un même bloc pour un seul code spectral (un utilisateur). L'extrémité de chaque fibre est connectée à un bloc de détection directe constitué d'un séparateur et de N ensemble de filtres optiques, de photodétecteurs et de filtres passe-bas électriques. La figure (II.9 b) illustre la structure du récepteur avec les blocs de détection. L'identification des utilisateurs et des données utilisateurs en sortie de chaque coupleur porte sur la formule suivante :

- Cas de N branche par bloc :

$$cp_l = \sum_{i=1}^K U_i^l = \sum_{i=1}^K d_{l+(i-1)Ncp} \quad [II.8]$$

- Cas d'une seule branche par bloc :

$$cp_l = \sum_{i=1}^{Ncp-1} d_{l+(i-1)Ncp} \quad [II.9]$$

Exemple : Pour un code K=6 user (6 séquence de code NZCC de longueur = 6) , N=3 (le nombre de ligne de code MD),

-Cas 1 : une seule branche par bloc (un code spectral par branche)

$$\text{Sortie coupleur 1} \Rightarrow cp_1 = \sum_{i=1}^3 d_{1+(i-1)3} = d_1 + d_4 = U1+U4$$

$$\text{Sortie coupleur 2} \Rightarrow cp_2 = \sum_{i=1}^3 d_{1+(i-1)3} = d_2 + d_5 = U2+U5$$

$$\text{Sortie coupleur 3} \Rightarrow cp_3 = \sum_{i=1}^3 d_{1+(i-1)3} = d_3 + d_6 = U3+U6$$

-Cas 2 : un bloc contient N branche :

$$\text{Sortie coupleur 1} \Rightarrow cp_1 = \sum_{i=1}^6 d_{1+(i-1)3} = d_1 + d_4 + d_7 + d_{10} + d_{13} + d_{16}$$

$$\text{Sortie coupleur 2} \Rightarrow cp_2 = \sum_{i=1}^6 d_{1+(i-1)3} = d_2 + d_5 + d_8 + d_{11} + d_{14} + d_{17}$$

$$\text{Sortie coupleur 3} \Rightarrow cp_3 = \sum_{i=1}^6 d_{1+(i-1)3} = d_3 + d_6 + d_9 + d_{12} + d_{15} + d_{18}$$

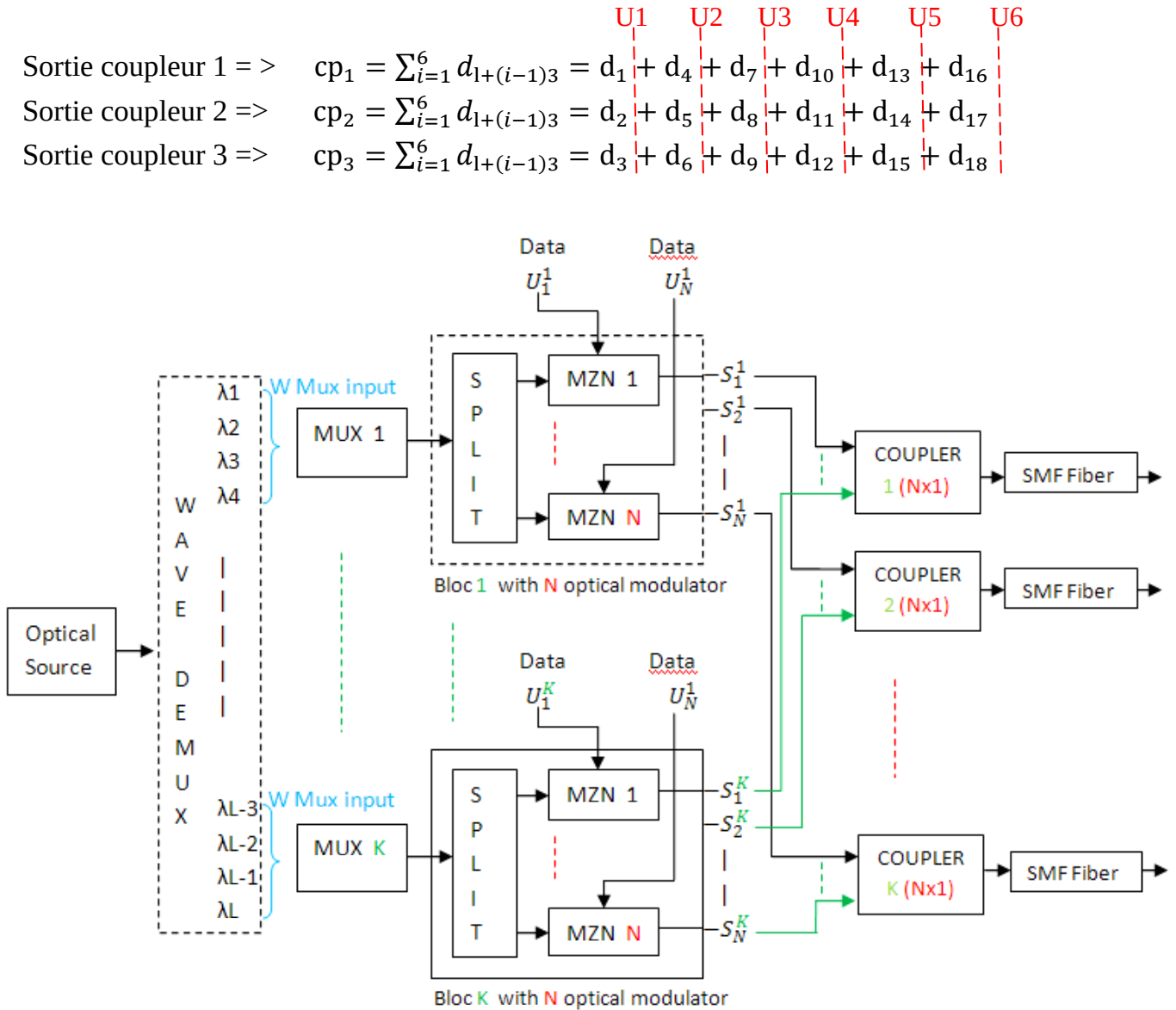


Figure II.9 (a) : schéma de l'émetteur (système 2D- SACOCDMA avec N coupleur)

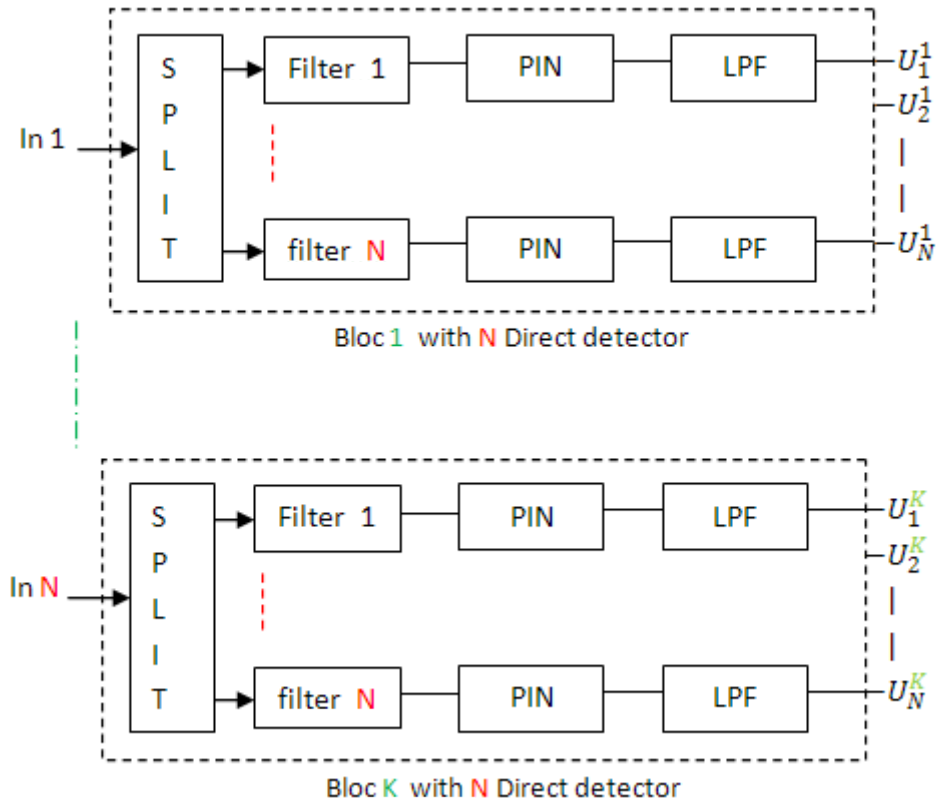


Figure II.9 (b) : schéma de récepteur (système 2D- SACOCDMA avec N coupleur)

8. Analyse et performance du système 2D W/S :

Sachons que la propriété des codes NZCC et les code MD qui permettre l'élimination des bruit PIIN et le chevauche entre différents utilisateurs (l'effet MAI est ignorer), seules le bruit de tir et le bruit thermique dans le photo-détecteur (PD) est envisagé. L'approximation gaussienne est appliquée dans le calcul du BER. La variation totale du bruit photo courant est présentée selon l'équation :

$$\langle I_{tot}^2 \rangle = \langle I_{sh}^2 \rangle + \langle I_{th}^2 \rangle \quad (2) \quad [II.10]$$

Où $\langle I_{tot}^2 \rangle$ est la puissance de bruit totale; $\langle I_{sh}^2 \rangle$ est la variance du bruit de grenaille et $\langle I_{th}^2 \rangle$ est le bruit thermique.

Selon le processus de détection sur le photo-détecteur

$$\langle I_{th}^2 \rangle = \frac{4K_B T_n B}{R_L} \quad [II.11]$$

$$\langle I_{sh}^2 \rangle = 2eBI \quad [II.12]$$

$$\langle I_{sh}^2 \rangle = 2eB [\mathcal{R} \int_0^{+\infty} G(v) dv] \quad [\text{II.13}]$$

Où $\mathcal{R}$ est la responsivité du photo-détecteur

Pour les signaux optiques reçus du $x^{\text{ème}}$ coupleur, la DSP s'exprime par :

$$\int_0^{+\infty} r_x(v) dv = \frac{P_{sr}}{\Delta v} \left[\sum_{f=1}^K d_{(x-1)N+f} \sum_{i=1}^L C_f(i) \left\{ u \left[\frac{\Delta v}{L} \right] \right\} dv \right] \quad [\text{II.14}]$$

$$\int_0^{+\infty} G(v) dv = \int_0^{+\infty} r_x(v) dv \sum_{i=1}^L C_x(i) dv \quad [\text{II.15}]$$

D'où

$$\langle I_{sh}^2 \rangle = \frac{2eB \mathcal{R} P_{sr}}{L} \left[\sum_{f=1}^K d_{(x-1)N+f} \sum_{i=1}^L C_f(i) C_x(i) dv \right] \quad [\text{II.16}]$$

Avec N est le nombre de ligne de la matrice de construction de code MD.

Lorsque tous les utilisateurs transmettent des bits '1' et pour un système avec la détection optique direct, la propriété de code NZCC s'écrit sous la forme :

$$\sum_{i=1}^L C_f(i) C_x(i) = \begin{cases} w & \text{si } f = x \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases} \quad [\text{II.17}]$$

Sachon que $C_x(i)$ est le $i^{\text{ème}}$ élément de la x -ième séquence de code NZCC, et $W_{2d} = W * W_s$ est le poids de la matrice hybride du code 2d NZCC/MD. L'équation (II.16) devienne :

$$\langle I_{sh}^2 \rangle = \frac{2eB \mathcal{R} P_{sr}}{L} \left[\sum_{f=1}^K d_{(x-1)N+1} 0 + d_{(x-1)N+2} 0 + \dots \right. \\ \left. \dots + d_{(x-1)N+1} w + \dots + d_{(x-1)N+K} 0 \right] \quad [\text{II.18}]$$

D'où

$$\langle I_{sh}^2 \rangle = \frac{2eB \mathcal{R} P_{sr}}{L} w \quad [\text{II.19}]$$

En global, le système a une capacité de K_{2d} nombre d'utilisateur ($K_{2d} = K * N$) et une longueur de code $L_{2d} = L = W * K$, d'où l'équation (II.19) s'écrit :

$$\langle I_{sh}^2 \rangle = \frac{2eB \mathcal{R} N P_{sr}}{K_{2d}} \quad [\text{II.20}]$$

Selon les équations (II.11) et (II.20), la puissance de bruit totale a la sortie du photodétecteur est présentée comme suit :

$$\langle I_{\text{tot}}^2 \rangle = \frac{2eB \mathcal{R} N P_{\text{sr}}}{K_{2d}} + \frac{4K_B T_n B}{R_L} \quad [\text{II.21}]$$

Où

P_{sr} est la puissance effective d'une source large bande au récepteur,

e est la charge électronique,

B est la bande passante équivalente électrique du récepteur en [Hz],

K_B est la constante de Boltzmann,

T_n la température absolue du récepteur,

R_L est la résistance de charge du récepteur,

K et **K_{2d}** sont respectivement le nombre des lignes des codes spectral et spatial

Calcul de BER :

En utilisant les propriétés du code **NZCC** pour obtenir un photo-courant **I** pur après le processus de détection direct, l'expression de photo courant **I** devient:

$$I = \frac{N \mathcal{R} P_{\text{sr}}}{K_{2d}} \quad [\text{II.22}]$$

Le SNR devient :

$$\text{SNR} = \frac{I^2}{\langle I_{\text{tot}}^2 \rangle} = \frac{\left(\frac{N \mathcal{R} P_{\text{sr}}}{K_{2d}} \right)^2}{\frac{2e B N \mathcal{R} P_{\text{sr}}}{K_{2d}} + \frac{4K_B T_n B}{R_L}} \quad [\text{II.23}]$$

À partir du **SNR** en utilisant l'approximation gaussienne, le taux d'erreur binaire (**BER**) est comme suit :

$$\text{BER} = \frac{1}{2} \text{erfc} \sqrt{\frac{\text{SNR}}{8}} \quad [\text{II.24}]$$

$$\text{BER} = \frac{1}{2} \text{erfc} \sqrt{\frac{\left(\frac{N \mathcal{R} P_{\text{sr}}}{K_{2d}} \right)^2 / 8}{\frac{2e B N \mathcal{R} P_{\text{sr}}}{K_{2d}} + \frac{4K_B T_n B}{R_L}}} \quad [\text{II.25}]$$

Les performances du code hybride NZCC/MD proposé sont simulées et analysées à l'aide du logiciel Optisystem. La technique de détection directe est choisie pour faciliter l'implémentation du code dans le système. Les longueurs d'onde utilisées dans le système sont proportionnelles à la bande passante et fonction de la longueur d'onde centrale sur une plage de 6nm utilisée de 1552 μm à 1558 μm. La fréquence centrale est de 1555 nm où la fibre optique offre un minimum d'atténuation et d'absorption. Les performances du système hybride NZCC/MD sont comparées aux codes 2D-PD (perfect difference), 2D-DEU (diagonal Eigen value units), 2D-MS (multi-service) et 2D-BIBD (Balanced Incomplete Block Design) et affichées dans les figures suivantes. Les paramètres utilisés en simulation

pour calculer le BER sont présentés dans le tableau suivant : (voir annexe B pour la méthode de calcul).

Symbole	Description	Valeur
w	Poids du code NZCC	3
L'	Longueur du code MD	2
K	Nombre d'utilisateurs	4
BP	Bande passante de systèmes	6 nm (1552-1558)
v	La fréquence centrale	194 THz (1555 nm)
P _{sr}	Puissance d'émission	-10 dBm (10^{-4} W)
B	Bande passante électrique à la réception	466.5 MHz pour 622M
$\mathcal{R}$	Rendement quantique	0.6
T _n	Température de bruit au niveau du récepteur	300 K
R _L	Résistance de charge	1030 Ω
e	La charge d'électron	1.6×10^{-19} C
K _B	Constante de Boltzmann	$1.3806503 \times 10^{-23}$ J.K ⁻¹
h	Constante de Plank	6.62×10^{-34} m ² kg /s

Tab II.2 : Paramètres utilisés pour le calcul numérique du SNR, BER

Selon la figure II.10 qui montre la variation de la valeur du BER en fonction du nombre d'utilisateurs simultanés pour le système 1D, on observe que la capacité en nombre d'utilisateurs du code NZCC 1D (w=2) est équitable par rapport à la capacité du code 1D code MD pour la même longueur de code a tendance à être meilleur que les codes MQC (p = 13) et MFH (q = 16).

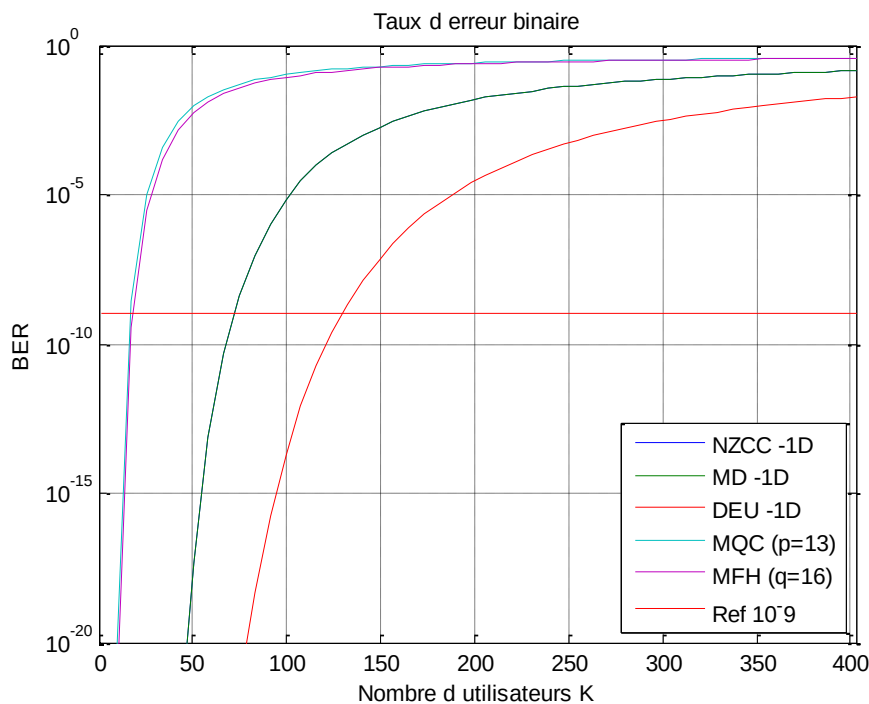


Figure II.10: le BER des nombre d'utilisateurs simultané pour différents codes.

En outre, la figure II.11 montre clairement que le code hybride NZCC/MD 2D fonctionne bien par rapport au NZCC 1D pour le même poids et la même longueur de code, ce qui améliore les performances du système en fonction du nombre de coupleurs ajoutés.

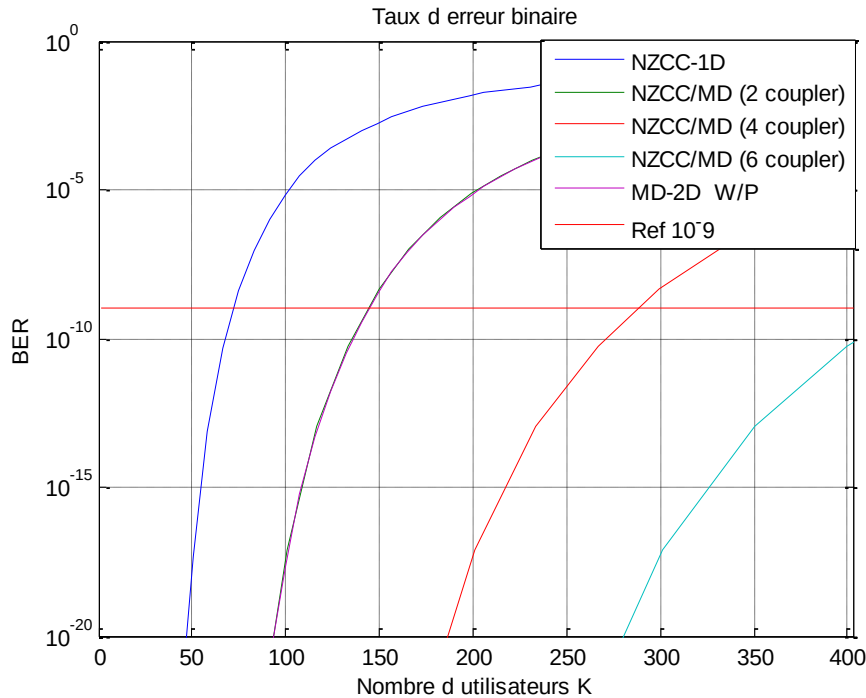


Figure II.11 : performance de systèmes 2D pour différent nombre de coupleur

Le tableau II.3 résume le nombre des utilisateurs obtenus avec BER référence 10^{-9} pour différents nombres de coupleurs ajoutés à la structure du système.

Nombre coupleur	2	4	6
BER	10^{-9}	10^{-9}	10^{-9}
Nombre des utilisateurs	145	187	430

Tab II.3 : BER et nombre d'utilisateur en fonction du nombre de coupleur ajouté

La figure II.12 illustre la variation du BER en fonction du nombre d'utilisateurs connectés simultanément pour un débit et une puissance reçue équivalent à 622 Mo/s et -10dBm respectivement. On observe clairement que lorsque le nombre d'utilisateurs est supérieur à 100, le BER du code proposé prend de bonnes valeurs par rapport aux codes précédents tels que 2D-DEU, 2D-PD et 2D-BIBD. Pour une valeur minimale de BER prend une de 10^{-9} prenant en charge 27, 90, 100, 138 et 140 utilisateurs pour les codes 2D-DEU, 2D-PD, 2D-BIBD, 2D-MS et 2D NZCC/ MD (W/S) , respectivement.

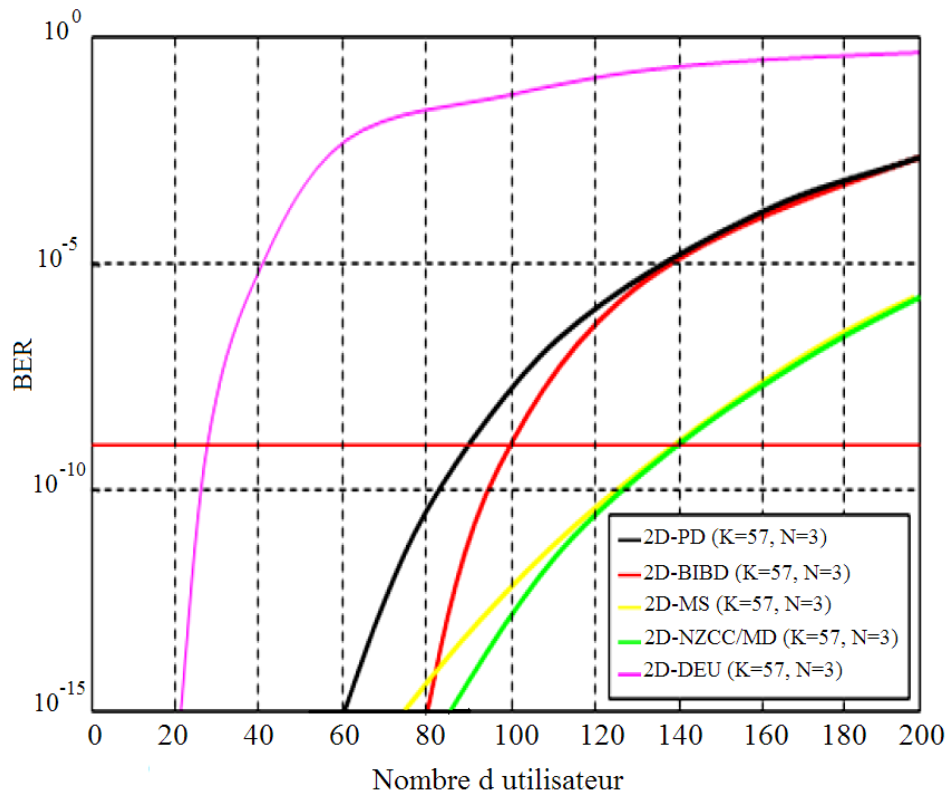


Figure II.12 : BER en fonction du nombre d'utilisateur pour différents code en 2D

Selon le diagramme de l'œil représenté sur la figure II.13, une grande ouverture de l'œil est représentée qui exprime un taux d'erreur très faible (-19dBm) et de bonnes performances favorisant la mise en œuvre aisée du code dans les systèmes SAC-OCDMA.

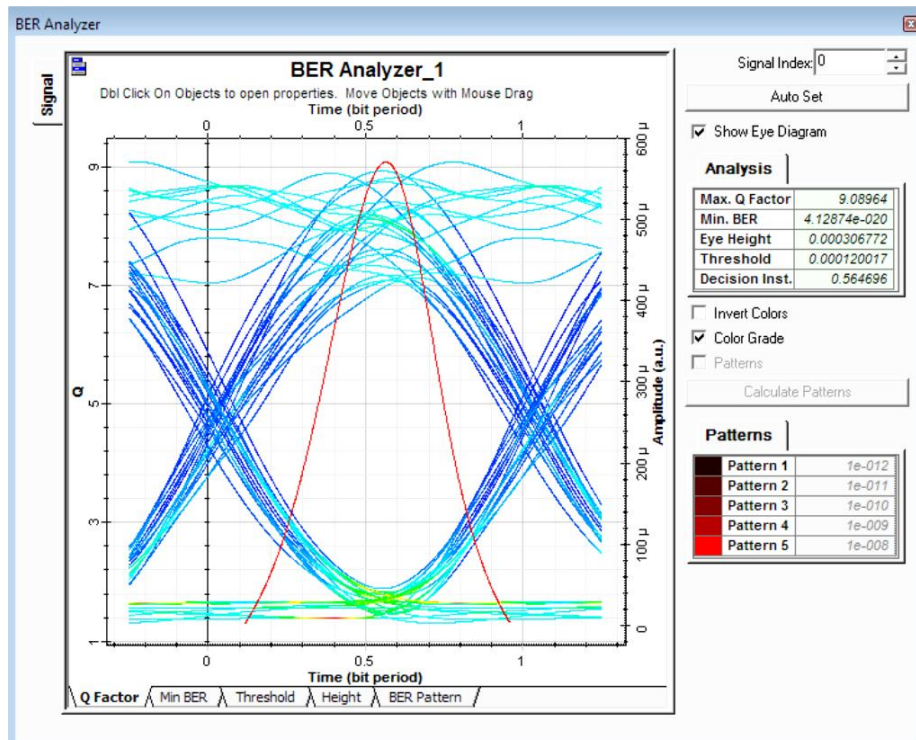


Figure II.13 : diagramme de l'œil pour le 2eme utilisateur avec un débit de 622Mbps et une longueur de fibre SMF de 25 KM

L'efficacité de l'introduction de coupleurs à la fois sur les utilisateurs autorisés et sur le débit global du système est clairement observée. Plus on ajoute de coupleurs à la transmission, plus on partage de services à haut débit. Chaque client peut recevoir du big data sans aucune interférence avec les autres clients. Le débit de chaque utilisateur est par conséquent augmenté et la transmission est plus optimisée

9. Conclusion

Une présentation est réalisée dans ce chapitre pour un système SAC-OCDMA à savoir la technique d'encodage, les différents types de codes et le choix de la technologie pour effectuer l'encodage et le décodage. Comme nous l'avons vu précédemment, il y a trois conditions nécessaires qu'une famille de code doit respecter pour pouvoir être utilisée dans un système SACOCDMA :

- avoir une longueur L constante pour tous les codes de la famille,
- avoir un poids w constant pour tous les codes de la famille,
- avoir une corrélation croisée L constante pour tous les codes de la famille.

Sachant que tous les codes présentés dans cette session respectent ces trois conditions essentielles.

Nous savions que l'utilisation d'un code ayant une corrélation croisée nulle permet d'éliminer le bruit d'intensité. Nous avons choisi deux codes présentant cette caractéristique : les NZCC et les MD, car ils correspondaient mieux à nos besoins et nos contraintes, abordé l'importance de faire un choix judicieux afin de maintenir des niveaux de performance homogène entre les différents utilisateurs.

Notre choix c'est porté sur les systèmes SAC OCDMA à deux degrés de dimensions (espace / longueur d'onde). De ce fait l'utilisation de codes à deux dimensions sera nécessaire.

A partir du calcul et de la simulation, le code bidimensionnel NZCC/MD spectral/spatial se montre efficace sur un système SAC-OCDMA utilisant la détection SDD. Les résultats obtenus montrent que le système basé sur le code hybride 2D NZCC/MD surpasse les performances des autres systèmes utilisant les codes 1D NZCC, 2D-PD, 2D-DEU, 2D-BIBD et 2D MD (W/P). Ceci est démontré par de bonnes valeurs de BER liées au nombre d'utilisateurs simultanément connecté.

De plus, les procédures de construction de ce code hybride réduisent la complexité de la structure du système. En bref, le code proposé conduit à une élimination totale du bruit MAI et PIIN et fournit une grande cardinalité, il peut être fortement recommandé pour être utilisé dans les prochaines générations de systèmes de réseau passif-actif ainsi qu'à partager plusieurs services pour les clients connectés sur le système qui se compose une perspective très intéressante pour les futurs axes de recherche.

Chapitre 3 :

*Introduction à l'OFDM
et optimisation par la technique de water-filling*

1. Introduction :

Les systèmes de communication avancée exige des technologies large bande, des communications de type machine massive, des communications ultra fiable et des délais de latence court. Les systèmes mono-porteuses, contrairement à l'OFDM, ne remplissaient pas les conditions de résistance aux trajets multiples et de débit élevé pour un taux d'erreur binaire faible requis par cette nouvelle application,

Actuellement, la technologie OFDM est utilisée aux communications radio sans fil 4G, en raison de sa grande résistance aux interférences et des caractéristiques de la technique de transformation de Fourier discret (DFT).

L'OFDM est un format de modulation attrayant qui a récemment reçu beaucoup d'attention dans la communauté de la fibre optique. Le principal avantage de l'OFDM optique est qu'il peut faire face à des interférences inter symboles (ISI : Inter Symbole Interférence en anglais). Où ces derniers sont des problèmes sérieux dans les systèmes longs distance.

Dans ce chapitre, nous présentons le principe de l'OFDM, la structure de l'émetteur/récepteur, technique de modulation (mappage), l'importance de : l'intervalle de garde, et la conversion N/A et A/N. ajoutant par la suite une description de l'OFDM optique suivi par une petit comparaison entre les deux systèmes OFDM optique et radio sans fil.

2. Description du système OFDM :

Les premières études sur les modulations multi porteuses ont vu le jour à la fin des années 50 [47],[48]. Quelques années plus tard R.W.Chang et R.A. Gibby [49] introduisirent les signaux orthogonaux à bande limitée ce qui sera appelé « OFDM ». La réalisation analogique d'un modulateur OFDM est très complexe car il faut utiliser un banc de modulateurs/démodulateurs synchronisés et un banc de filtres de mise en forme/filtres adaptés avec un grand nombre de voies, Ce moyen de transmission fut ignoré pendant de nombreuses années, pour des raisons de complexité de mise en œuvre.

Au cours des années 80, l'attention s'est portée sur les systèmes OFDM radiofréquence (RF) et les communications filaires basées sur OFDM ont été mises sur le marché. L'OFDM RF est utilisé à la fois dans les communications mobiles et la radiodiffusion. Sur les communications filaires, une implémentation de l'OFDM connue sous le nom de Discrete Multi-Tone (DMT) est un élément fondamental de la technologie de la ligne d'abonné numérique.

C'est qu'avec les progrès dans les domaines du traitement numérique du signal, l'usage d'algorithmes rapides de type (IFFT/FFT), permet des réductions très significatives en complexité conduisant à une explosion de l'utilisation de cette technique. Peled et Ruiz [50] proposeront une version modifiée (CP-OFDM) consistant à allonger la durée du symbole OFDM par l'insertion d'un intervalle de garde (cyclique). Au cours des décennies suivantes, de nombreuses normes ont vu le jour qui utilisent les techniques de modulation OFDM ; parmi eux Wi-Fi (IEEE 802.3 a/g), WiMAX (IEEE 802.16e) et Asymmetric Digital Subscriber Line – ADSL (ITU G.992.1).

La figure III.1 ci-dessous montre le résumé du développement historique de la théorie OFDM et de son application pratique dans une gamme de systèmes de communication [51].

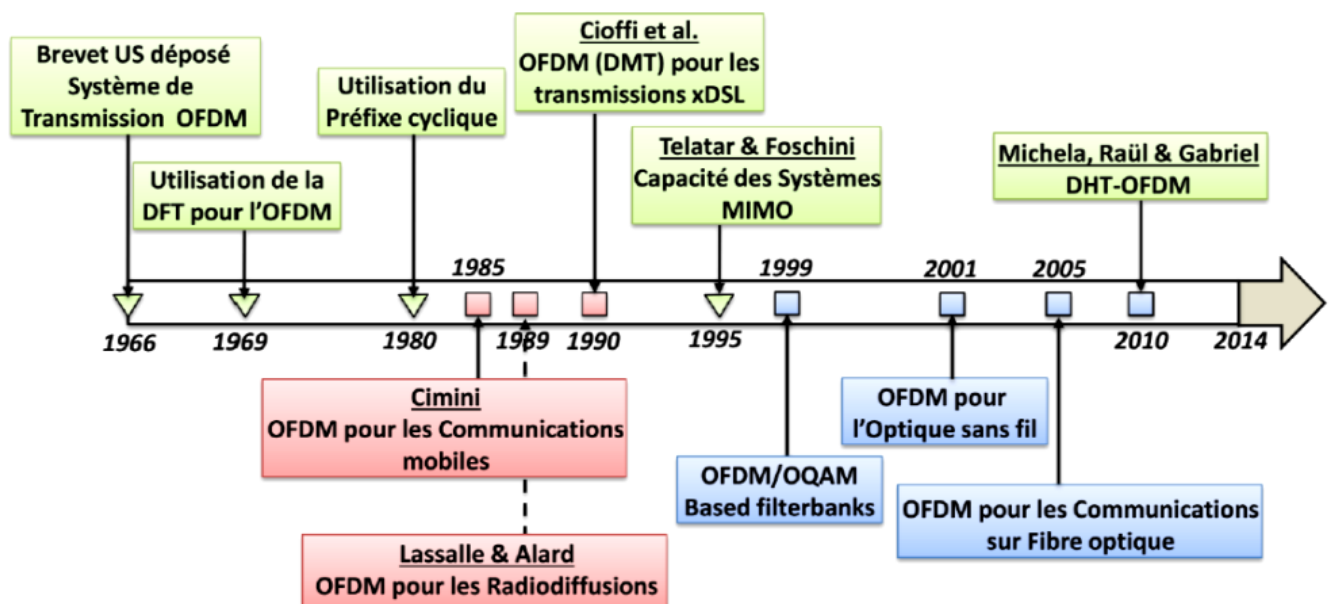


Figure III.1 : Développement historique de l'OFDM et sa mise en œuvre pratique [9].

En effet, le principe de l'OFDM est de convertir les flux de données série en flux de données parallèles et effectue la modulation des données dans différentes sous-porteuses. L'OFDM consiste à diviser sur un grand nombre de sous-porteuses le signal numérique à transmettre. Comme si l'on combinait le signal à transmettre sur un grand nombre de systèmes de transmission indépendants, de fréquences porteuses différentes. La figure III.2 montre comment les sous-porteuses sont multiplexées par la FDM (*Frequency Division Multiplexing*) [52].

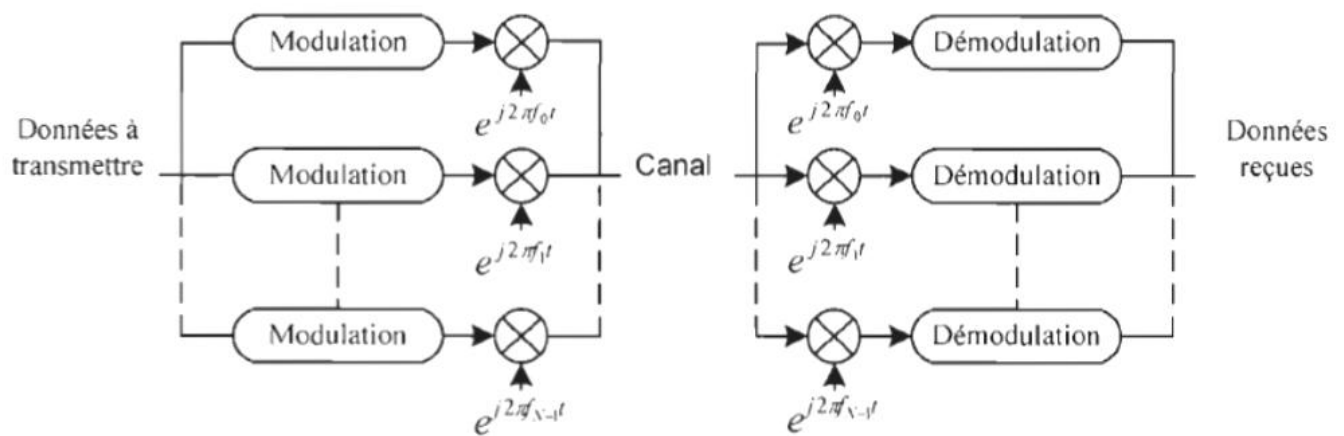
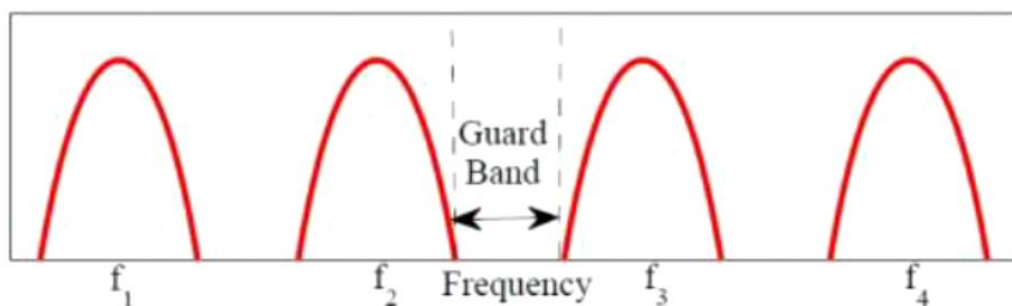
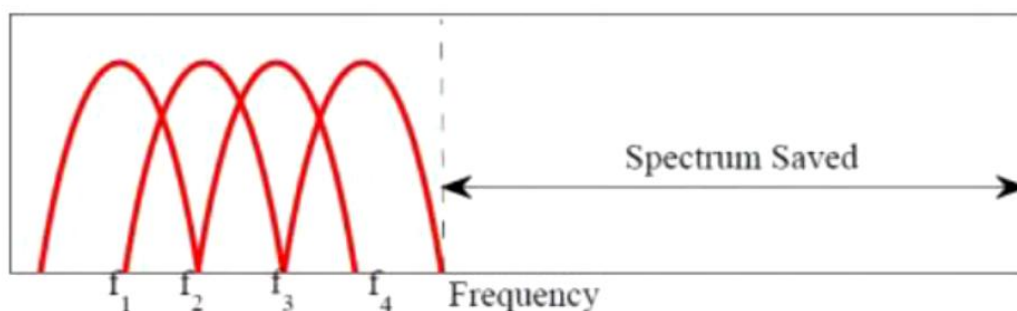


Figure III.2 : Modulation multi porteuse [53]

Les sous-porteuses doivent être espacées de manière à ne causer aucune interférence entre porteuses d'une façon de les garder séparés, imposant des bandes de garde parmi eux. En faisant cela nous gaspillons beaucoup de spectre, il est donc nécessaire d'espacer les sous-porteuses d'une tel manière qu'ils ne se chevauchent pas, tout en maintenant l'orthogonalité. Ceci est illustré dans figure III.3. L'OFDM utilise des fréquences porteuses orthogonales



a) conventionnel FDM



b) Orthogonal FDM (OFDM)

Figure 3.3: OFDM vs FDM [54]

L'amélioration de l'efficacité spectrale s'effectue est obtenue grâce à l'orthogonalisation des sous porteuses, ce qui permet d'implémenter la modulation et la démodulation à l'aide de circuits basés sur l'algorithme de la transformée de Fourier rapide (FFT)

2.1. Notions d'orthogonalité :

On définit l'orthogonalité de deux fonctions f et g sur un intervalle $[a,b]$ par la relation suivante :

$$\int_a^b f(t).g(t)dt = 0 \quad [3.]$$

Cela signifie que (f) et (g) sont disjointes sur le segment $[a,b]$.

On peut percevoir la notion d'orthogonalité du signal OFDM dans le domaine fréquentiel. Chaque sous-porteuse OFDM a une réponse en fréquence sinus cardinal. La forme sinus cardinal a lobe principal étroit, avec de nombreux lobes latéraux [55].

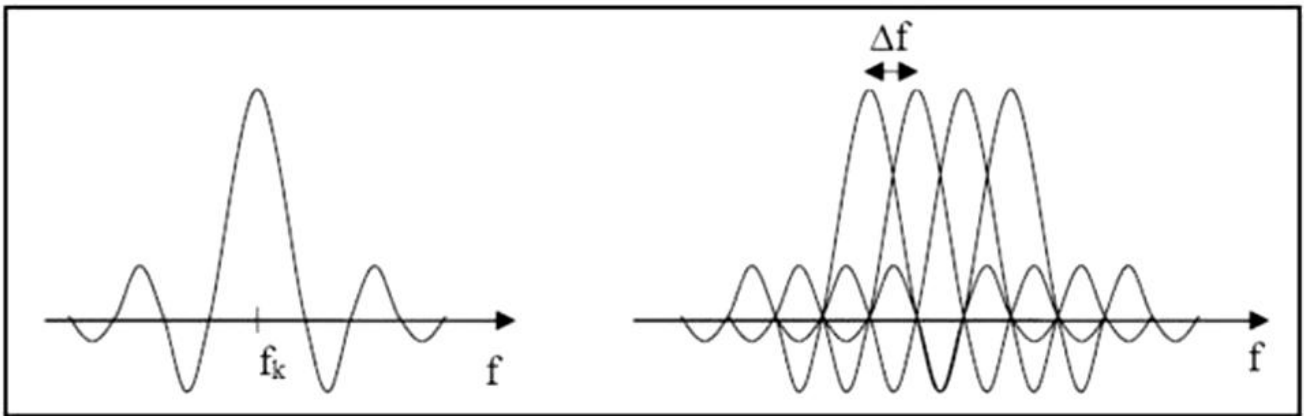


Figure III.4 : Enveloppes spectrales de sous porteuses [55]

Dans un système OFDM avec N sous-porteuses et un symbole de durée T , les fréquences de sous-porteuses, f_n , sont choisis tel que [52]:

$$f_n = f_0 + \frac{n}{T} \quad 0 \leq n \leq N - 1 \quad [3.1]$$

Et la fonction de base est choisie tel que:

$$g_n(t) = \begin{cases} e^{j2\pi f_n t} & 0 \leq t \leq T \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases} \quad [3.2]$$

L'orthogonalité dans le domaine fréquentiel est réalisée lorsque le maximum de chaque sous-porteuse correspond à un "zéro" des autres. Cette condition permet ainsi d'avoir une occupation spectrale idéale et d'éviter les interférences entre sous-porteuses. Le spectre total du signal OFDM est la somme des spectres individuels des différentes porteuses (voir figure III.4). Si les fréquences de sous-porteuses et les fonctions de bases sont choisies selon les

équations (3.1) et (3.2), le spectre de fréquence consistera d'un chevauchement mutuel des sous-porteuses orthogonales, comme illustré à la figure III.5

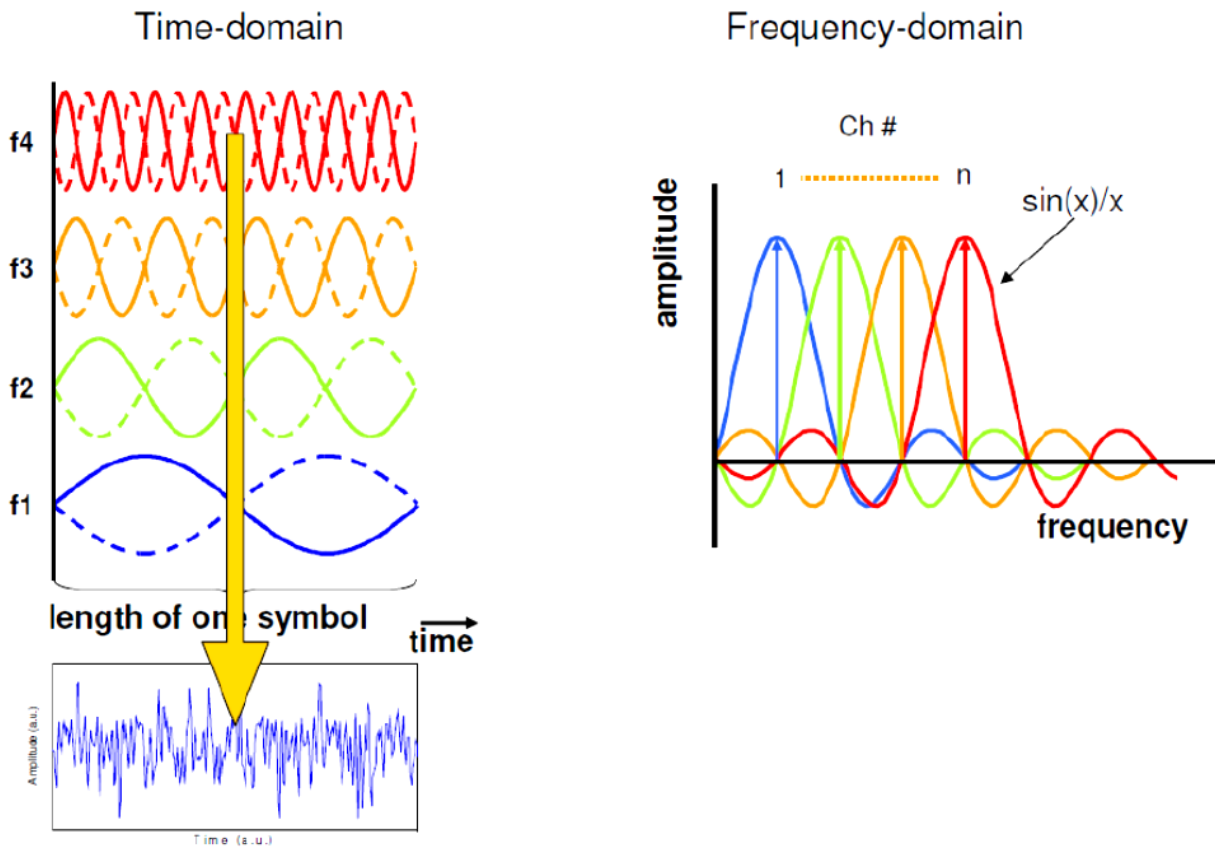


Figure III.5 : représentation graphique du signal OFDM composé de 4 sous-porteuses [56]

2.2. Émetteur-récepteur OFDM:

La réalisation analogique d'un modulateur OFDM est très complexe car il faut utiliser un banc de modulateurs/démodulateurs synchronisés et un banc de filtres de mise en forme/filtres adaptés avec un grand nombre de voies. C'est la raison pour laquelle l'OFDM a été implémenté numériquement grâce à la simplicité de mise en œuvre par l'algorithme iFFT/FFT

Comme illustré à la figure III.5, dans un émetteur OFDM, une séquence de bits de données binaires est d'abord générée et mappée en symboles de données complexes (sous-porteuses) à l'aide de la technique de modulation convenable, généralement c'est la modulation d'amplitude en quadrature dans l'ordre M (M-QAM) pour sa grande efficacité en puissance, comme utilisée dans la plus part des systèmes de télécommunication tel que : LTE, transmission par satellite,...

Ensuite, les sous-porteuses en série sont converties en sous-porteuses parallèles et un groupe constitué de N nombres de sous-porteuses produit un symbole OFDM. Chaque groupe de sous-porteuses est suréchantillonné avec un facteur L par un remplissage $(L-1)$ zéros, en appliquant une IFFT à N points, un symbole OFDM est obtenu, où $N=LN_{sub}$ est la taille IFFT / FFT.

Par conséquent, chaque symbole OFDM a un nombre N_{sub} de sous-porteuses dans le domaine fréquentiel. Le schéma numérique d'un modulateur OFDM est alors décrit par la figure III.6 :

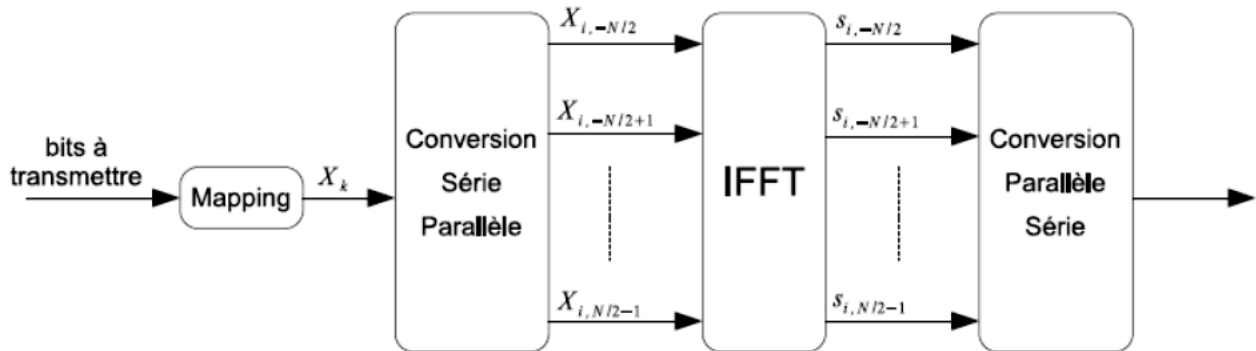


Figure III.6 : Schéma de principe du modulateur OFDM numérique [57].

Un préfixe cyclique est ajouté au symbole OFDM avant le convertisseur numérique-analogique (DAC : digital analogique converter). La sortie du DAC est un signal analogique en bande de base qui est filtré (avec un filtre passe bas) ensuite converti en fréquence et transmis (voir figure III.7 partie émetteur).

A la réception, la procédure inverse est appliquée, comme illustré à la figure III.7, le signal reçu est converti à la baisse en bande de base. Ensuite, le signal est converti de l'analogique au numérique à l'aide d'un convertisseur analogique-numérique (ADC). Après suppression de l'intervalle de garde, les échantillons sont introduits dans la transformée de Fourier discrète (DFT) pour être convertis dans le domaine fréquentiel par application de la FFT à N point. Ensuite, une estimation et une égalisation de canal dans le domaine fréquentiel sont effectuées et les symboles résultants sont démodulés dans les bits de données. Enfin, les données sont détectées. La figure III.8 décrit le schéma complet d'un système émetteur/récepteur OFDM.

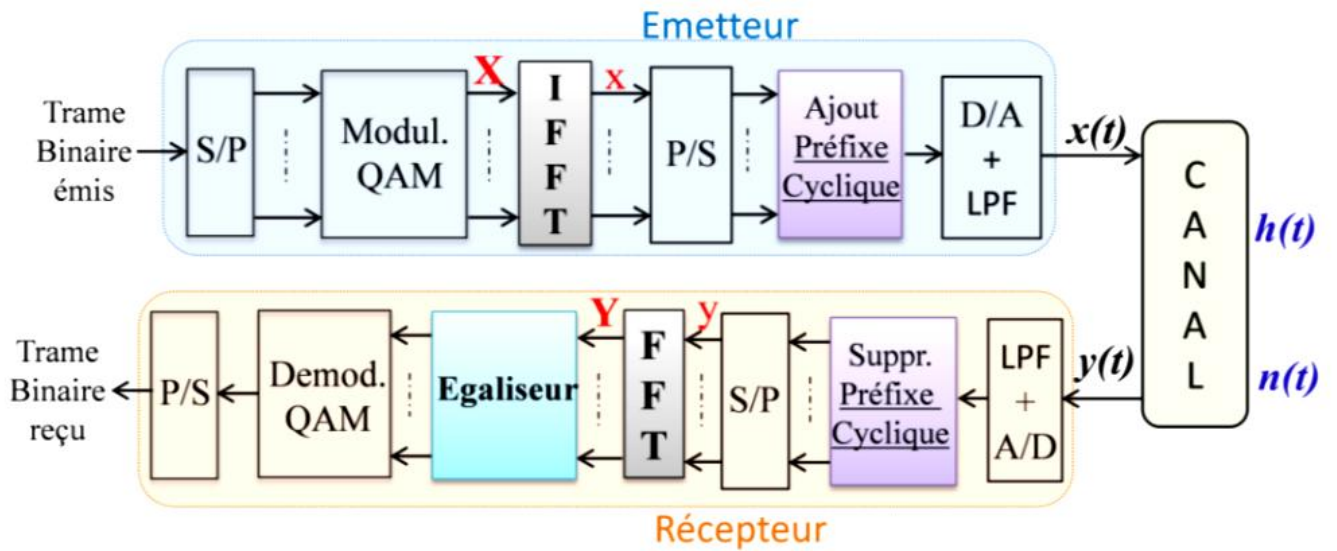


Figure 3.7 : Système de transmission OFDM en bande de base OFDM [9].

2.3 Intervalle de garde :

Dans les systèmes OFDM, la bande passante est divisée en N bandes dans le but d'éliminer complètement l'interférence inter symbole ISI, un intervalle de garde peut être ajouté au début de chaque symbole OFDM.

L'intervalle de garde, le délai introduit entre la transmission de deux symboles OFDM consécutifs, est utilisé dans les systèmes OFDM afin d'absorber l'étalement des retards dus aux multitrajets. L'intervalle de garde préserve l'orthogonalité entre les sous-porteuses en maintenant périodique le symbole OFDM sur la durée étendue du symbole, évitant ainsi les interférences inter-porteuses (ICI : inter carrier interference). A des fins de synchronisation plus simples, on place dans cet intervalle de garde une copie de la fin du symbole OFDM à transmettre. On le nomme alors le préfixe cyclique (mentionné par CP).

La longueur du préfixe cyclique doit être optimisée dans le but d'améliorer l'efficacité spectrale du système OFDM par rapport aux systèmes monoporteuses. Le préfixe cyclique est calculé en pourcentage (%) par [9]. :

$$CP_{(\%)} = \frac{N_{CP}}{N} \quad [3.4]$$

Où N_{CP} représente le nombre d'échantillons du préfixe cyclique considéré dans le symbole OFDM et N le nombre d'échantillons générés en modulant les sous-porteuses.

Une autre méthode consiste à ajouter un silence entre les symboles OFDM, l'insérer des zéros au lieu d'intervalle de garde et aucun signal est transmise pendant l'intervalle de garde, appeler zero-padding (ZP-OFDM) [58]

La figure III.8 suivante illustre l'insertion de préfixe cyclique dans le symbole OFDM

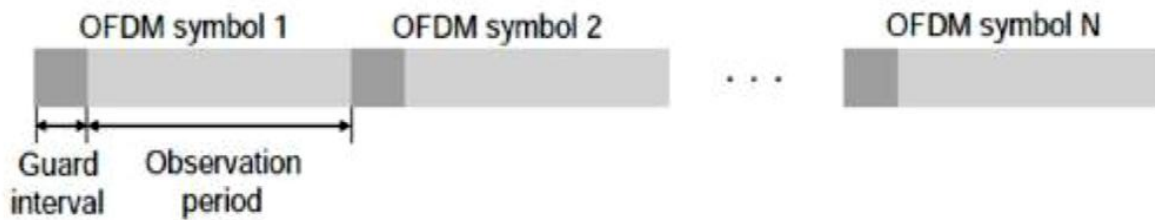


Figure III.8 : Symboles OFDM avec intervalle de garde

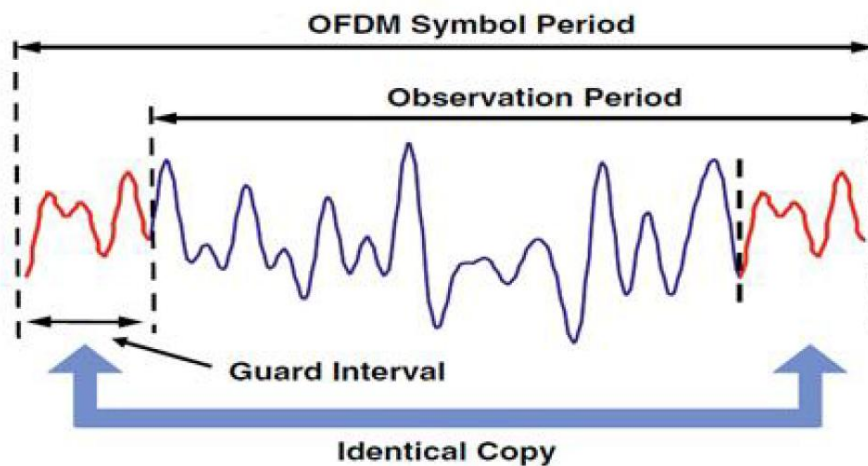


Figure III.9 : présentation de l'intervalle de garde [59]:
symbole OFDM avec le préfixe cyclique (une séquence dans le domaine temporel)

2.4 Avantages et inconvénients de l'OFDM:

L'OFDM présente plusieurs avantages, tels que :

- ✓ Un débit de données élevé dans le canal sans fil mobile
- ✓ Peut facilement s'adapter à des conditions de canal sévères sans égalisation complexe.
- ✓ Robuste contre les interférences du canal à bande étroite, contre les interférences inter symboles (ISI) et les évanouissements causés par les trajets multiples propagation.
- ✓ Faible sensibilité aux erreurs de synchronisation horaire.
- ✓ La simplicité d'utilisation et mise en œuvre efficace, car exploite les transformées et transformées inverses de Fourier rapide (IFFT et FFT) pour répartir l'information entre un nombre important de sous porteuses orthogonales aussi proche que possible les uns des autres.
- ✓ Favorise une exploitation optimale de la bande passante disponible et une haute efficacité spectrale.
- ✓ Grande résistance à la sélectivité fréquentielle.

En revanche, l'OFDM présente certains inconvénients. L'inconvénient le plus tonnas de l'OFDM est la complexité, où l'OFDM est une modulation multiporteuse qui est plus complexe que la modulation monoporteuse, l'OFDM nécessite un amplificateur de puissance plus linéaire. Les inconvénients de l'OFDM sont présentés ci-dessous :

- ❖ La bande entière doit utiliser le même espacement de sous-porteuse
- ❖ L'OFDM est sensible aux non linéarités des amplificateurs. Le signal peut présenter un PAPR (Peak to Average Power Ratio) très élevé, engendrant la saturation des blocs analogiques.
- ❖ L'OFDM est également très vulnérable aux problèmes de décalage en fréquence (décalage doppler) et de synchronisation.

3. OFDM optique :

Suite à son succès dans les réseaux d'accès sans fil et à large bande, l'OFDM a connu son implémentation dans le domaine optique que récemment, Avec la demande de vitesses plus élevées des systèmes de communication, les chercheurs se sont tournés vers l'OFDM comme solution possible pourrait être utile pour la compensation de la dispersion.. En 2002, un système de transmission par fibre optique basé sur OFDM a été signalé, mais il a été rejeté à l'époque. En 2006, Lowery et Armstrong ont proposé une méthode économe en énergie pour la compensation de dispersion basée sur une implémentation numériquement de l'OFDM [59].

L'OFDM optique est adopté dans nombreux systèmes de communications optiques dont le canal peut être : une fibre monomode (SMF), une fibre multimode (MMF), ou plastique. Il est aussi présent dans le PON et l'optique sans fil (OWC : Optical Wireless Communications) [9]. Dès lors, des réseaux optiques tels que le réseau d'accès, le réseau métropolitain et le réseau cœur utilisant l'OFDM ont été proposés [60],[61]. En fonction de l'application et de la technique employée, différentes architectures optiques ont vu le jour. La plus simple d'entre elles, est celle dite à modulation directe et à détection directe (IM/DD) [62]..

Dans les systèmes de transmission optique à haut débit, l'ISI (interférence inter symbole) est causé par exemple par la dispersion chromatique et la dispersion du mode de polarisation (PMD), qui sont des problèmes sérieux dans les systèmes longue distance dont le débit binaire est supérieur à 40 Gbit/s, le tableau III.1 montre la comparaison entre l'OFDM sans fil et l'OFDM optique. [59].

	OFDM RF	OFDM optique
Modèle mathématique	Évanouissements discrets multiples de Rayleigh dans le domaine temporel	Dispersion continue dans le domaine fréquentiel
Non-linéarité	Aucun	significatif
La vitesse	Peut être rapide pour un environnement mobile	Moyen
Détection	Réception cohérente	Détection directe
Informations portées	Sur champ électrique	Sur l'intensité optique
Oscillateur local	Au récepteur	Au récepteur
polarité	bipolaire	unipolaire

Tab III.1: Comparaison entre OFDM sans fil et optique [59].

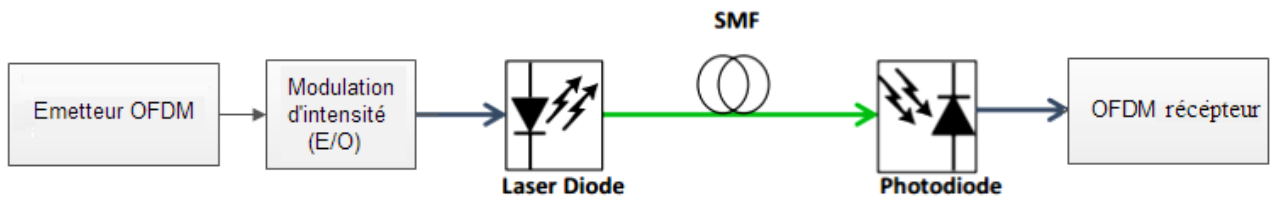
Dans ces systèmes, l'estimation de canal est réalisée en insérant périodiquement des symboles d'apprentissage (une séquence d'apprentissage envoyée périodiquement). Dans les systèmes de transmission à fibre optique, les systèmes OFDM où les sous-porteuses sont générées dans le domaine optique sont également proposés.

Trois grandes architectures OFDM optiques sont généralement présentes dans la littérature. Il s'agit des systèmes optoélectriques (ou IM/DD : intensity modulation /direct detection), des systèmes optiques cohérents et des systèmes tout-optique que nous allons décrire ci-dessous. [9]

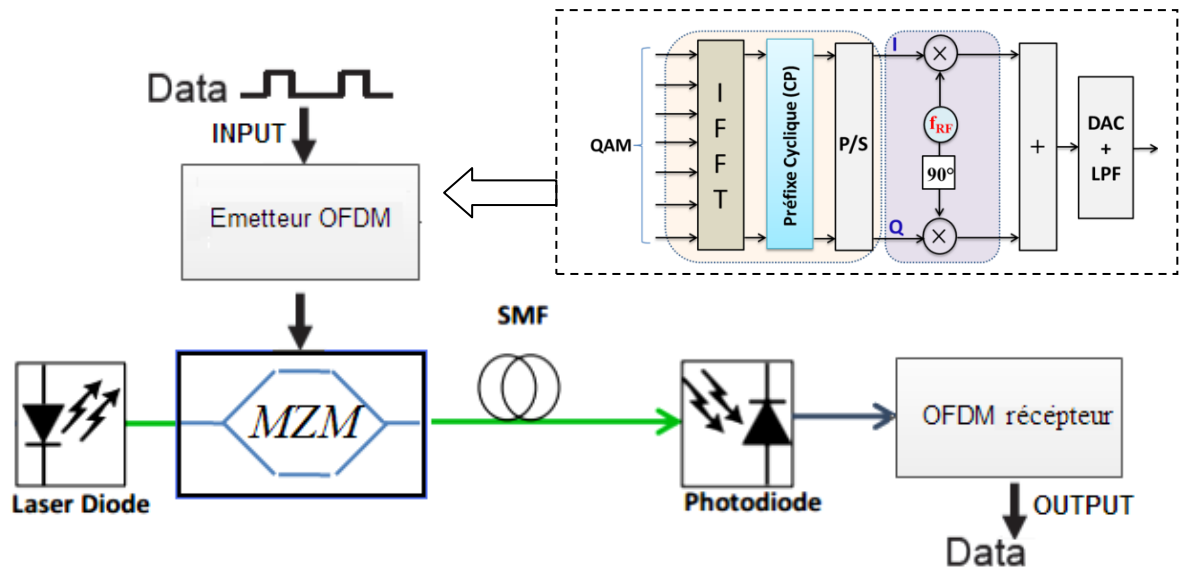
3.1 Systèmes OFDM optoélectriques ou IM/DD :

Dans cette modulation, la phase de la porteuse optique n'est pas modulée et la détection directe est utilisée à la réception, la liaison OFDM optique utilise, soit une symétrie hermitienne (signal réel en bande de base) ou une porteuse RF (modulateur I/Q). L'envoi d'un signal réel sur une source optique est réalisable par modulation directe d'un laser optique, par modulation d'un bras de modulateur externe Mach-Zehnder (MZM) ou par modulation des deux bras d'un DD-MZM (Dual-Drive MZM) en utilisant le signal OFDM et son conjugué. En raison de leur faible complexité et l'utilisation de la détection directe en réception, les systèmes OFDM optoélectriques sont généralement proposés pour un déploiement dans les réseaux d'accès [63], ou à longues distances [64]-[65]

C'est ce type d'architecture, qui a retenu notre attention et que nous proposons de développer. La différence avec les autres architectures optiques sera illustrée pour permettre au lecteur de mieux se situer. Une présentation des éléments de base pour la compréhension des deux autres architectures est illustrée dans ce qui suit.



(a)



(b) schema du moduleur I/Q

Figure III.10: Schéma de principe d'une liaison OFDM optoélectrique : (a) modulation direct de l'intensité de la diode laser, (b) Emetteur I/Q optoélectrique.

3.2 Systèmes OFDM cohérents :

Dans l'architecture « systèmes optiques cohérents » [66], les parties réelles et imaginaires du signal OFDM complexe sont utilisées pour moduler à la fois l'amplitude et la phase d'une porteuse optique. La différence avec la modulation I/Q de l'architecture optoélectrique réside essentiellement au niveau de la modulation du signal qui cette fois, inclut la modulation de phase par l'utilisation d'un modulateur externe en I/Q comme illustré à la Figure III.11.

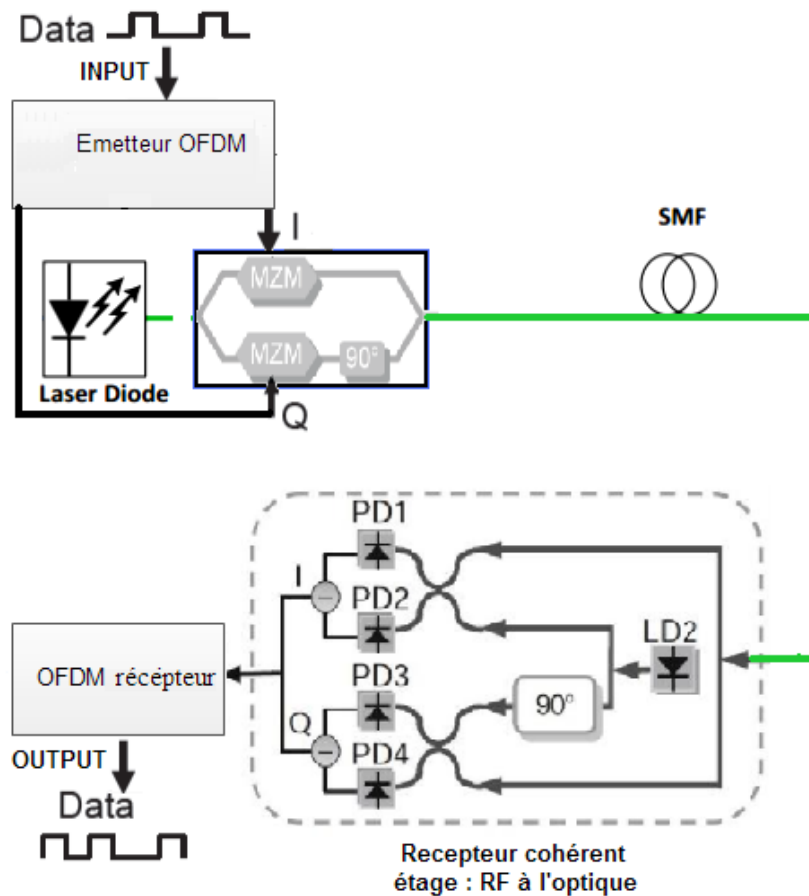


Figure III.11 : schéma de principe d'une liaison OFDM cohérent [9],

A la réception, un récepteur cohérent est utilisé pour démoduler en amplitude et en phase le signal reçu. un oscillateur local (LD2) et de deux paires de récepteurs optiques sont présent pour la démodulation en I et Q. En raison du nombre accru des composants optiques et la complexité associée au traitement (calibrage/verrouillage) de la phase optique du bloc récepteur [67], malgré le débits est assez élevés pour les systèmes OFDM cohérents[68], ils ne sont proposés que pour les réseaux métropolitains [69].

3.3 Systèmes OFDM tout-optique :

Dans le but de remédier au problème de limitation en termes de bande passante électronique, , une architecture OFDM tout-optique est proposé [70]. Contrairement aux deux précédentes, l'OFDM optique n'utilise aucune implémentation numérique, la naissance des systèmes optiques réalisant la fonction de transformée de Fourier et de son inverse (FFT/IFFT) ont permet à plusieurs systèmes OFDM tout-optique voir le jour [70] [71],... La Figure III.12 présente un exemple d'architecture tout-optique où des signaux électriques complexes modulent chacun, une source laser en phase et en amplitude.

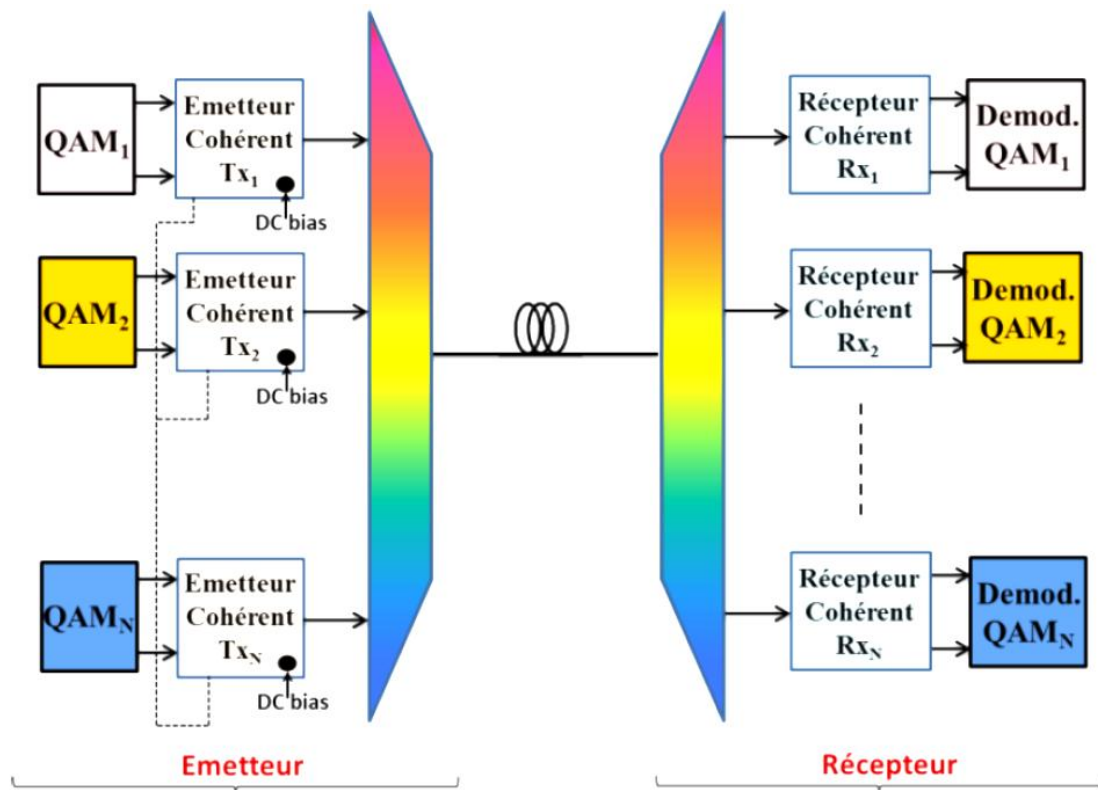


Figure III.12 : Architecture d'une liaison OFDM tout-optique.

Chacune des sources optiques est utilisée en tant que « sous-porteuse OFDM ». Pour garantir la condition d'orthogonalité entre sous-porteuses (optiques), le débit symbole de chacune des sous-porteuses est fixé égal à l'espacement entre sous-porteuses [9]. De même, le nombre de sous-porteuses peut affecter directement les performances du système CO-OFDM. Si le nombre est trop grand, cela provoquera des interférences entre les canaux. Si le nombre est trop petit, l'utilisation du spectre sera réduite. Le coût de tous ces composants optiques, conjugué à la complexité associée à la génération et réception des sous-porteuses optiques cohérentes, font des systèmes OFDM tout-optique, une option qui ne peut être retenue que pour des communications optiques longues distances ultra-haut débit (super-canaux) [72]. Cependant, on retrouve dans la littérature, des solutions hybrides OFDM tout-optique proposées pour le haut-débit de réseaux d'accès [71].

L'OFDM est devenu la principale technique de modulation dans le domaine RF. Un émetteur et un récepteur OFDM sont décrits et les rôles des principaux blocs de traitement du signal expliqués, les principaux avantages de l'OFDM tels que le débit de données élevé, une efficacité spectrale élevée, implémenté de manière pratique à l'aide des opérations IFFT et FFT et a une bonne tolérance aux interférences de symboles (ISI) et les interférences de porteuse (ICI) et compenser la dispersion des liaisons de communication optique longue distance. En raison de ces avantages, l'OFDM peut être appliqué au réseau étendu (WAN), au réseau métropolitain (MAN), au LAN, au réseau intérieur et aux systèmes de communication optique en espace libre.

Enfin, l'OFDM est une technologie très prometteuse surtout pour les communications optiques, mais de nombreux problèmes doivent encore être étudiés plus avant, l'inconvénient le plus important de l'OFDM est son PAPR élevé et sa sensibilité au bruit de phase, à la déviation de fréquence et au déséquilibre I/Q dans la communication sans fil. De plus, le coût de mise en œuvre de l'émetteur et du récepteur dans le système OFDM est supérieur à celui des autres modes de modulation. Les contraintes très différentes introduites ouvrent de nombreuses nouvelles voies de recherche intéressantes.

4. Capacité du canal :

Pour toutes les transmissions, l'étude des propriétés du canal utilisé est d'une importance énorme pour savoir comment acheminer l'information dans de bonnes conditions. La puissance du bruit de transmission et les propriétés du canal de propagation, sont des paramètres dont la connaissance a priori est primordiale pour un choix efficace de la forme d'onde à donner. Cette connaissance permet ensuite d'évaluer la capacité du canal et de tenter de s'en rapprocher.

La capacité du canal représente une mesure de la quantité maximale d'information qui peut être transmise sur un canal puis reçue avec une probabilité d'erreur négligeable.

Si l'on représente l'entrée et la sortie d'un canal par les variables aléatoires X et Y respectivement, la capacité d'un canal est définie comme le maximum de l'information mutuelle entre X et Y [73]:

$$C = \max_{P(x)} I(X, Y) \quad [3. 4]$$

$P(x)$: Probabilité d'erreur.

La notion de capacité est utilisée souvent pour évaluer les performances théoriques d'un système de communication sans prendre en considération les limitations liées à la complexité des algorithmes qu'il faut mettre en œuvre pour atteindre ces performances.

Dans ce chapitre on va s'appuyer sur la théorie de l'information introduite par Claude Shannon. Toutefois dans ses travaux en 1948, Shannon [74] a évalué la capacité d'un canal de propagation gaussien en fonction du rapport signal sur bruit et de sa largeur de bande. La capacité (exprimée en bit/s) peut se définir par le débit d'information maximale que peut supporter le canal tout en assurant une transmission avec une probabilité d'erreur arbitrairement petite. la formule connue de Shannon sur la capacité d'un canal à bruit blanc additif gaussien, montre que la capacité croît d'une façon monotone avec le SNR.

La formule classique de la capacité de Shannon est obtenue pour les canaux ayant des réponses fréquentielles plates. Pour les canaux sélectifs en fréquence, il faut s'appuyer

sur le principe de la modulation OFDM pour avoir plusieurs sous-canaux non sélectifs et appliquer la formule de Shannon. Nous devons donc diviser la bande de fréquences en un nombre très grand (théoriquement infini) de petites bandes, considérées comme des sous-canaux à réponse plates dans le domaine fréquentiel. Ensuite, on cherche à allouer la puissance optimale maximisant la capacité pour une puissance d'émission totale limitée. Ce principe est achevé avec l'algorithme connu sous le nom de « **Water-Filling** ».

5. Algorithme de Water-Filling :

Quand un canal de communication est endommagé par de graves évanouissements, ou par de fortes interférences entre symboles, l'adaptation du signal de transmission à l'état de canal peut généralement apporter une grande amélioration à la vitesse de transmission. Le problème est de trouver une stratégie d'adaptation optimale c'est pour cela qu'il a été trouvé une solution à ce problème sous contrainte de la puissance totale disponible grâce au Water-Filling. Il a été montré dans [74], que la densité spectrale optimale (f) maximisant la capacité, peut être obtenue à l'aide de l'algorithme « Water-Filling ».

Le débit de transmission peut être adaptatif et variant avec la variation du canal. On prend un exemple particulier de l'adaptation dans le domaine temporelle c'est la technique AMC (Adaptive modulation and coding). Cette dernière a été adoptée pour les systèmes de données par paquets citant par exemple : EDGE, CDMA2000, 1x EVDO, Wimax). Elle permet l'adaptation du taux de codage canal et les modulations numériques utilisés en fonction de la qualité du signal et de manière opportuniste afin d'augmenter le débit du système. Dans le domaine fréquentiel et notamment avec les systèmes OFDM, l'AMC peut être utilisée grâce à l'algorithme du « Water-Filling » [75],[76].

Cet algorithme de Water-Filling est réalisé seulement si l'émetteur possède des informations concernant le canal de transmission. Autrement dit, il faut connaître le SNR de chaque sous-bande. La méthode consiste à allouer plus ou moins de bits et de puissance à certaines sous-bandes avec un rapport signal sur bruit plus grand ou plus petit ,dans cet ordre, de façon à maximiser la capacité pour un certain taux d'erreurs binaires.

L'algorithme de remplissage d'eau connu sous le nom de « water-filling » est une méthode générique pour allouer la puissance de transmission sur les canaux de communication (stratégies d'égalisation) en l'absence d'interférence inter-canaux (ICI). Les canaux sont supposés être (au sens technique) orthogonaux. En termes simples, cela signifie une transmission parallèle simultanée sans aucune interférence entre les deux. Ainsi, nous pouvons augmenter la puissance de transmission dans une transmission sans compromettre le débit dans les autres. Cela peut signifier OFDMA ou tout autre moyen de supprimer l'ICI par conception [77].

Comme son nom l'indique, tout comme l'eau trouve son niveau même lorsqu'elle est remplie dans une partie d'un récipient à plusieurs ouvertures, les systèmes d'amplification des répéteurs de réseau de communication ou des récepteurs amplifient chaque canal jusqu'au niveau de puissance requis afin de compenser les dégradations du canal. Comme par exemple, l'allocation de puissance de canal dans les systèmes MIMO (Multi Input Multi Output) [78].

L'utilisation optimale du canal de transmission exige le recours aux méthodes, dites d'allocation d'information (bit-loading), qui examine les propriétés de canal de transmission en termes de sous-canaux. Dès lors le problème algorithmique à résoudre, consiste à allouer de manière optimale chaque fragment Δp , de puissance de l'émetteur afin de transmettre le plus de bits possible. Ces méthodes se basent sur les principes de l'algorithme de Water-filling qui examine le SNR des sous-canaux et le résultat selon le nombre de bits par sous-canal ainsi que les niveaux d'énergie qui devraient être employé de façon optimale [79],[80].

Il existe cependant deux types d'algorithmes de « bit-loading » qui obéissent au principe de Waterfilling. Le premier est le critère du taux-Adaptifs (Rate-Adaptive Waterfilling) qui maximise (ou approximativement) le nombre de bits par symbole sujet à une contrainte fixe d'énergie. Le second critère qui essaye de maximiser la marge d'exécution à un débit binaire fixe donné, est appelé « Margin-Adaptive Waterfilling ».

5.1 Optimisation par la Technique de Water-Filling :

La capacité obtenue par l'algorithme du *Water-Filling* est la capacité optimale théorique qui ne tient pas compte de certains aspects pratiques et de certaines contraintes comme la probabilité d'erreur, la puissance maximale et la puissance totale, les constellations réalisables. Pratiquement il est impossible d'atteindre cette capacité théorique.

S'il faut tenir compte de la probabilité d'erreur qu'on peut atteindre en plus de maximiser la capacité et maximiser le débit binaire, sous une certaine énergie totale d'entrée, exige la maximisation du réalisable « $b = \sum_n b_n$ », où b_n fini, et il faut rajouter un terme qu'on appelle SNR gap et l'expression de la capacité, spécifiquement, le nombre de bits assignés au n^{iem} sous-canal devient [81]:

$$b_n = \log_2 \left(1 + \frac{\varepsilon_n g_n}{\Gamma} \right) \quad [3.5]$$

Avec : Γ : le SNR gap.

ε_n : la puissance allouée au *kième* sous-canal,

g_n : le rapport signal sur bruit du *kième* sous-canal avec une puissance unitaire

Où $g_n = |H_n|^2 / 2\sigma_n^2$ représente le rapport signal sur bruit du sous-canal quand l'émetteur applique une énergie d'unité à ce sous-canal, $|H_n|^2$ et σ_n^2 , sont les densités spectrales de puissance du canal et du bruit respectivement. Le rapport g_n est une fonction fixe du canal, mais ε_n indiquant l'énergie du symbole répartie sur le n^{iem} sous-canal, peut être optimisée pour maximiser b , sujet à une contrainte d'énergie totale transmise selon l'équation suivante :

$$\sum_{n=1}^N \varepsilon_n \leq \varepsilon_x \quad [3.6]$$

Lorsque la fonction $\log(1+x)$ est strictement croissante, toute la contrainte d'énergie de l'inéquation (3.6) liera, c'est-à-dire, l'égalité est atteinte. En utilisant les équations de Lagrange, la relation (3.5) devient :

$$\frac{1}{\ln 2} \sum_n \ln\left(1 + \frac{\varepsilon_n g_n}{\Gamma}\right) + \lambda(\varepsilon_n - \sum_{n=1}^N \varepsilon_n) \quad [3.7]$$

En annulant la dérivée par rapport à ε_n de la relation précédente selon le principe de Lagrange, on obtient :

$$\frac{1}{\ln 2} \frac{1}{\varepsilon_n + \frac{\Gamma}{g_n}} = \frac{\lambda \Gamma}{g_n} \quad [3.8]$$

Ainsi le débit binaire global b est maximisé lorsque le sous canal optimum transmet les énergies satisfaisant l'équation suivante :

$$\varepsilon_n + \frac{\Gamma}{g_n} = K = \text{constante} \quad [3.9]$$

Et K est choisi tels que toute la contrainte d'énergie de l'inéquation (3.6) est atteinte.

Lorsque $\Gamma = 1$ (0 dB), le débit ou la capacité maximum de l'ensemble parallèle des canaux est réalisé. La figure III.13, illustre le principe de « Waterfilling » pour un système de transmissions multi porteuses avec 6 sous canaux [82].

Le terme « Waterfilling » surgit de l'analogie de la courbe de Γ/g_n dans une cuvette, dans laquelle l'eau (l'énergie) est versée, remplissant la cuvette jusqu'à ce qu'il n'y ait plus d'énergie à employer. L'eau lèvera à un niveau plat constant dans la cuvette, comme le montre la région ombragée (en couleur bleu) sur la figure III.13. La quantité d'eau (énergie) dans n'importe quel sous-canal est la profondeur de l'eau au point correspondant dans la cuvette. Quand $\Gamma \neq 1$, la forme de l'optimisation de « water filling » reste la même aussi longtemps que Γ est constant au-dessus de tous les sous-canaux [82].

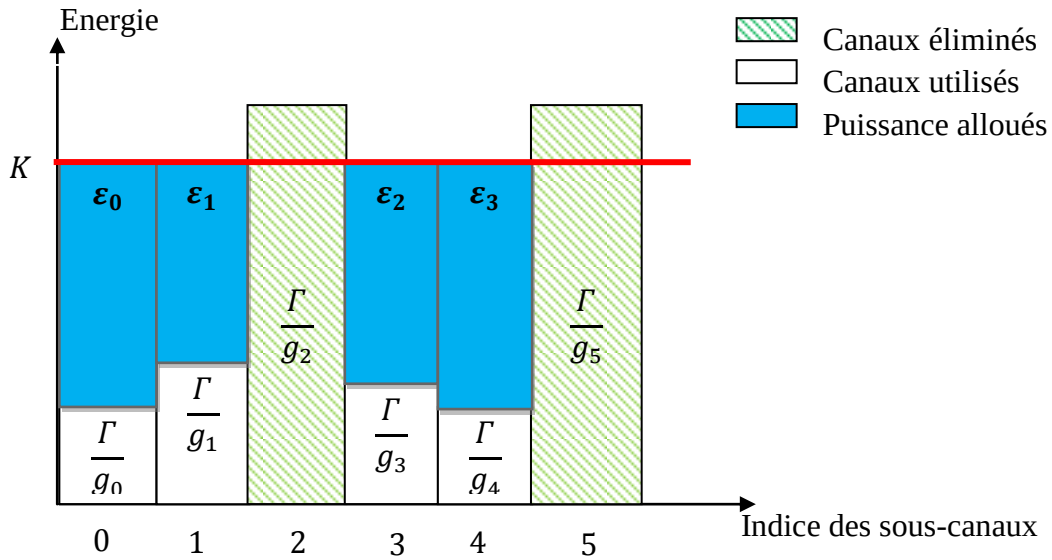


Figure III.13 : illustration de « water filling » discrete pour 6 sous-canaux [82].

L'équation (3.9) est résolue sous les conditions que $\sum_n \varepsilon_n$ et $\varepsilon_n \geq 0$. Notons que sur la figure III.13, quatre '4' des six '6' sous-canaux ont des énergies positives (coloré en bleu), alors qu'on élimine deux '2' (coloré en vert) puisqu'ils ont des énergies négatives, ou d'une manière équivalente puisqu'ils ont des puissances de bruit normalisées qui exèdent la ligne constante de « water filling » (ligne rouge) . Les quatre sous-canaux utilisés ont des énergies qui font la somme des puissances de bruit normalisées et transmettent des énergies constantes pour tous les sous-canaux.

Ainsi, la solution de « water filling » ou bien l'algorithme attribut une puissance de transmission plus grande aux canaux avec un SNR élevé et une puissance nulle aux canaux avec un SNR très faible [82].

5.2. Maximisation de Marge :

Pour beaucoup de systemes de transmission, un débit variable n'est pas souhaitable. Dans ce cas, le concepteur peut au lieu de cela maximiser la marge d'exécution à un débit fixe donné. Le maximum de la marge de taux fixe est équivalent à reduire au minimum toute l'énergie assignée.

$$\sum_{n=1}^N \varepsilon_n , \quad [3.10]$$

Sujet au débit fixe selon que:

$$\sum_{n=1}^N \log_2(1 + \frac{\varepsilon_n g_n}{r}) \geq b \quad (bits/dimension) \quad [3.11]$$

Encore cette contrainte de taux fixe devient l'égalité puisque $\log(1+x)$ est une fonction strictement croissante de x . la marge maximum est alors :

$$\gamma_m = \frac{\varepsilon_x}{\sum_{n=1}^N \varepsilon_n} \quad [3.12]$$

Utilisant les multiplicateurs de Lagrange la solution au problème de minimisation de l'énergie est encore la solution de « water-filling » donnée par :

$$\varepsilon_n + \frac{\Gamma}{g_n} = K_{ma} = \text{constante} \quad [3.13]$$

Cependant, dans ce cas l'eau (énergie) est versée seulement jusqu'au nombre de bits par symbole qui est calculé par l'addition des bits assignés par chaque sous-canal selon l'équation (3.5), est égale au taux fixe donné " b " dans l'équation (3.11). En d'autres termes l'équation (3.13) est résolue pour la constante sous la contrainte que $\sum_n b_n = b$ et $\varepsilon_n \geq 0$.

Cette solution est unique parce que la fonction d'énergie étant réduite au minimum est convexe. Puis la marge maximum est calculée selon l'équation (3.12). $\gamma_m > 1$ implique que toute l'énergie assignée est plus que suffisamment pour fournir le débit binaire " b " indiqué. $\gamma_m < 1$ indique que le meilleur calage ou plus d'énergie transmise est nécessaire pour transmettre à un taux fixe de " b " bits par symbole pour une probabilité d'erreur donnée sur le canal. La graduation des énergies ε_n des sous-canaux utilisés par γ_m dans l'équation (3.12) change toute l'énergie réduite au minimum pour la limite de ε_x transmise correctement. Par conséquent chaque sous-canal utilisé a la même marge maximum de γ_m .

6. Classification d'Algorithme d'Allocation de Bits :

Il y a deux types d'algorithmes d'allocation de bits ou « bit-loading algorithms » ; ceux qui maximisent le débit et ceux qui maximisent la marge d'exécution à un débit fixe donné. Les algorithmes d'allocation de bits calculent des valeurs pour b_n et ε_n pour chaque sous-canal dans un ensemble parallèle des sous-canaux. Nous verrons par la suite des exemples des algorithmes d'allocation qui sont les algorithmes optimaux de « water-filling ». Ces algorithmes de « water filling » peuvent produire des b_n qui ont des pièces partielles ou qui peuvent être très petits. De tels petits ou partiels b_n peuvent compliquer l'exécution d'encodeur et de décodeur. Dans ce qui suit, on décrit l'optimale et le suboptimal algorithmes d'allocation qui contraignent des b_n aux unités discrètes d'information.

6.1 RA-Waterfilling (Rate Adaptive waterfilling)

De la section I, l'ensemble des équations linéaires dont la solution donne la distribution de water-filling sont :

$$\varepsilon_1 + \Gamma/g_1 + \varepsilon_2 + \Gamma/g_2 + \dots + \varepsilon_N + \Gamma/g_N = K \quad [3.16]$$

$$\text{Avec} \quad \varepsilon_1 + \varepsilon_2 + \dots + \varepsilon_N = \varepsilon_x \quad [3.17]$$

Il ya $N + 1$ équations dans $N + 1$ inconnus à savoir, ε_n , $n = 1, \dots, N$ et K . En ignorant la contrainte d'énergie non négative de ε_n pour maintenant, les premières N équations sont additionnées pour obtenir la constante K de water-filling.

$$K = \frac{1}{N} \left[\varepsilon_x + \Gamma \sum_{n=1}^N \frac{1}{g_n} \right] \quad [3.18]$$

Puis, les énergies des sous-canaux sont calculées par l'intermédiaire de :

$$\varepsilon_n = K - \frac{\Gamma}{g_n}, \quad \forall n = 1, \dots, N \quad [3.19]$$

Il est clair que le premier sous-canal pour avoir violer la contrainte d'énergie non négative ; $\varepsilon_n < 0$, est celui qui a le plus petit g_n . Si c'est vrai, on élimine le sous-canal avec le plus petit g_n , de l'ensemble des sous-canaux et son énergie ε_n correspondante devrait être mise à zéro. Puis les équations (3.18) et (3.19) sont résolues encore pour les sous-canaux restants avec $N \leftarrow (N - 1)$. ce processus d'itération continue jusqu'à ce que la première solution sans des énergies négatives se produise. Les étapes de RA-water-filling sont récapitulées dans le tableau ci-après.

Algorithme de RA Waterfilling	Algorithme de MA Waterfilling
1. rangement des valeurs de g_n dans l'ordre décroissant tels que $g_1 = \max_n g_n$ et $g_N = \min_n g_n$	
2. ensemble de sous-canaux utilisés $N^* = N$	
3. Initialisation $\mathcal{G} = \sum_{n=1}^N \frac{1}{g_n}$ $K = \frac{1}{N} (\varepsilon_x + \Gamma \mathcal{G})$	3. Initialisation $\mathcal{G} = \sum_{n=1}^N \log_2 g_n$ $K = K = \Gamma 2^{(b-\mathcal{G})/N}$

4. While $(\varepsilon_{N^*} = K - \frac{\Gamma}{g_{N^*}}) < 0$ $\mathcal{G} \leftarrow \mathcal{G} - \frac{1}{g_{N^*}}$ $N^* \leftarrow N^* - 1$ $K = \frac{1}{N^*}(\varepsilon_x + \Gamma \mathcal{G})$	4. While $(\varepsilon_{N^*} = K - \frac{\Gamma}{g_{N^*}}) < 0$ $\mathcal{G} \leftarrow \mathcal{G} - \frac{1}{g_{N^*}}$ $N^* \leftarrow N^* - 1$ $K = \Gamma 2^{(b-\mathcal{G})/N^*}$
5. Calcule $\varepsilon_n = \begin{cases} K - \frac{\Gamma}{g_n} & n = 1, \dots, N^* \\ 0 & n = N^*, \dots, N \end{cases}$ $b_n = \log_2(1 + \frac{\varepsilon_n g_n}{\Gamma})$ $= \log_2(1 + \frac{K g_n}{\Gamma})$	5. Calcule $\varepsilon_n = \begin{cases} K - \frac{\Gamma}{g_n} & n = 1, \dots, N^* \\ 0 & n = N^*, \dots, N \end{cases}$ $b_n = \log_2(1 + \frac{\varepsilon_n g_n}{\Gamma})$ $= \log_2(1 + \frac{K g_n}{\Gamma})$

Tab III.2 : Algorithmes RA et MA Waterfilling

6.1.1 Exemple d'illustration de calcul par waterfilling :

Supposons que le canal complexe bande de base équivalent est modélisé par la réponse en temps discret telle que $H(D) = 1 + (3 + j)D^{-1}$. En outre on suppose que ce canal est orthogonalement subdivisé en 4 sous-canaux (équivalent à 8 dimensions), où chaque sous-canal est centré sur une fréquence telle que $f = n/4$, $n = 0, 1, 2, 3$. l'énergie totale transmise disponible est $\varepsilon_n = 8$, qui est translatée à une unité d'énergie par dimension, et la puissance totale de bruit par sous-canal est $2\sigma^2 = 0.4$, ce qui équivaut à une puissance de bruit par dimension de 0.2.

n	$ H_n $	$ H_n ^2$	$g_n = \frac{ H_n ^2}{2\sigma^2}$
0	1.64	2.69	6.725
1	2.02	4.09	10.225
2	1.22	1.49	3.725
3	0.3	0.09	0.225

Tab III.3 : Calcul de g_n pour 4 sous-canaux avec $\varepsilon_n = 8$, $\sigma^2 = 0.2$,

Les démarches suivantes donnent un aperçu de calcul par la solution de Waterfilling avec $\Gamma = 1$ pour ce canal. Suivant les étapes du tableau III.2 on a :

Etape 1 : rangement de g_n dans l'ordre décroissant.

$$g_n = [10.225 \ 6.725 \ 3.725 \ 0.225].$$

Etape 2 : choix du nombre de sous porteuses utilisées ($N^* = N$)

Pour tous les sous-canaux utilisés on a $N = 4$

Etape 3 : initialisation

Le niveau K de Waterfilling (le seuil qui permet de choisir les sous-canaux de manière à respecter la contrainte (3.6)) est calculé en utilisant les équations suivantes :

$$\mathcal{G} = \sum_{n=1}^N \frac{1}{g_n} \quad \text{et} \quad K = \frac{1}{N} (\varepsilon_x + \Gamma \mathcal{G}) \quad [3.20]$$

On trouve :

$$K = \frac{1}{4} \left(8 + \frac{1}{6.725} + \frac{1}{10.225} + \frac{1}{3.725} + \frac{1}{0.225} \right) = 3.2398. \quad [3.21]$$

Etape 4 : élimination des sous canaux ayant l'énergie négative

Puisqu'il résulte du dernier sous-canal, la plus petite valeur de g_n , en raison de son énergie négative ; $\varepsilon_3 = 3.2398 - 1/0.225 = -1.205 < 0$, le sous-canal N°3 doit être éliminé du processus d'optimisation. En utilisant seulement les trois premiers sous-canaux, c'est-à-dire suivant la condition suivante :

$$\begin{aligned} \text{Tant que } \left(\varepsilon_{N^*} = K - \frac{\Gamma}{g_{N^*}} \right) < 0 \text{ Alors,} \quad & \mathcal{G} \leftarrow \mathcal{G} - \frac{1}{g_{N^*}} \\ & N^* \leftarrow N^* - 1 \\ & K = \frac{1}{N^*} (\varepsilon_x + \Gamma \mathcal{G}) \end{aligned}$$

On trouve :

$$K = \frac{1}{3} \left(8 + \frac{1}{6.725} + \frac{1}{10.225} + \frac{1}{3.725} \right) = 2.8383. \quad [3.22]$$

Etape 5 : calcul de l'énergie et du nombre de bits assignés à chaque sous-canal

En appliquant les équations du tableau III.2 :

$$\varepsilon_n = \begin{cases} K - \frac{\Gamma}{g_n} & n = 1, \dots, N^* \\ 0 & n = N^*, \dots, N \end{cases} \quad [3.23]$$

$$b_n = \log_2 \left(1 + \frac{\varepsilon_n g_n}{\Gamma} \right) = \log_2 \left(1 + \frac{K g_n}{\Gamma} \right), \quad [3.24]$$

Les énergies, ε_n , pour les sous-canaux classés de 0 à 2 sont 2.6896, 2.7405, 2.5699, qui sont toutes positives, indiquant que la solution de Waterfilling a été trouvée. Le nombre

de bits correspondant porté par chaque sous-canal, qui est calculé selon $b_n = \log_2(Kg_n)$, sont 4.25, 4.86, 3.40 bits respectivement. Ceci donne un nombre de 1.56 bits par dimension. L'exactitude du calcul de la capacité peut être augmentée un nombre N plus grand davantage. On calcule le SNR multi canal pour cet exemple de 4 sous-canaux en utilisant les équations suivantes :

$$\bar{b} = \frac{1}{2} \log_2 \left(1 + \frac{SNR_{m,u}}{\Gamma} \right). \quad [3.25]$$

$$\Leftrightarrow SNR_{m,u} = 2^{2\bar{b}} - 1$$

$$SNR_{m,u} = 2^{2(1.56)} - 1 = 7.74 \text{ dB}.$$

6.2 MA-Waterfilling (Margin-Adaptive waterfilling):

Comme décrit précédemment, la solution de water-filling aura également la constante K_{ma} qui satisfait :

$$\varepsilon_n = K_{ma} - \frac{\Gamma}{g_n} \quad [3.26]$$

Pour chaque sous-canal utilisé. La contrainte de débit binaire devient alors :

$$b = \sum_{n=1}^N \log_2 \left(1 + \frac{\varepsilon_n g_n}{\Gamma} \right) \quad [3.27]$$

$$= \sum_{n=1}^N \log_2 \left(\frac{K_{ma} g_n}{\Gamma} \right) \quad [3.28]$$

$$= \log_2 \left(\prod_{n=1}^N \frac{K_{ma} g_n}{\Gamma} \right) \quad [3.28]$$

$$2^b = \left(\frac{K_{ma}}{\Gamma} \right)^N \prod_{n=1}^N g_n \quad [3.30]$$

Ainsi, la constante de water-filling pour l'allocation de la marge adaptative (MA) est :

$$K_{ma} = \Gamma \left(\frac{2^b}{\prod_{n=1}^N g_n} \right)^{\frac{1}{N}} = \Gamma 2^{(b - \sum_{n=1}^N \log_2 g_n)/N} \quad [3.31]$$

Et les énergies des sous-canaux sont calculées par l'intermédiaire de :

$$\varepsilon_n = K - \frac{\Gamma}{g_n}, \forall n = 1, \dots, N \quad [3.32]$$

Le même argument de l'énergie non négative vu précédemment, s'applique ici aussi bien. Le tableau III.2 récapitule l'algorithme de MA-water-filling. Notons que la somme dans l'expression de K du tableau III.2, est toujours au-dessus des sous-canaux utilisés. Avec N^* qui représente le nombre des sous-canaux utilisés, le débit binaire globale en bits par dimension est :

$$\bar{b} = \frac{1}{2N} \sum_{n=1}^{N^*} b_n = \frac{1}{2} \log_2 \left(\frac{K^{\frac{N^*}{N}} (\prod_{n=1}^{N^*} g_n)^{\frac{1}{N}}}{\Gamma^{\frac{N^*}{N}}} \right) \quad [3.33]$$

$$= \frac{1}{2} \log_2 \left(1 + \frac{SNR_{m,u}}{\Gamma} \right). \quad [3.34]$$

Et le SNR pour l'ensemble des canaux parallèles est donc :

$$SNR_{m,u} = \Gamma \left\{ \left(\frac{K}{\Gamma} \right)^{\frac{N^*}{N}} \prod_{n=1}^{N^*} g_n^{\frac{1}{N}} - 1 \right\}. \quad [3.35]$$

Les algorithmes RA et MA présenté dans le tableau III.2, commence par une commande du rapport signal/bruit g_n de sous-canal. Les complexités de ces algorithmes peuvent être encore reduites par la reconnaissance du fait qu'une commande absolue n'est pas nécessaire.

6.3 Allocation avec les Unités Discrètes d'Information

Les algorithmes de water-filling produisent des distributions où b_n peut être n'importe quel nombre réel. La réalisation des distributions des bits avec des valeurs non entières peut être difficile. Les algorithmes discrets d'allocation (loaging algorithms) permettent de calculer les distributions des bits qui sont plus favorables à l'exécution avec un nombre fini de granularité β . La granularité β d'un système de transmission multicanal, est la plus petite unité d'incrément d'information pouvant être transmise. Le nombre de bits sur n'importe quel sous-canal est ainsi :

$$b_n = B_n \beta, \quad \forall n = 1, \dots, N \quad [3.36]$$

Typiquement, β , prend des valeurs telles que l'ensemble des bits : 25, 5, 75, 1 ou 2. Il ya deux approches de chargement discrets (granularité finie). La première approche, qui est basée sur des méthodes avides dans les mathématiques, était la première suggérée par Hughes-Hartog-Hartog [51]. Récemment; Campello de Souza [52] et Levin [53] ont développé indépendamment un encadrement complet et vérifiable mathématiquement, et c'est ce qui sont connus comme algorithmes-LC (Levin-Campello Algorithms) qui offrent des améliorations significatives et qui évitent aussi bien des inconvénients dans les méthodes originales de Hartog-Hartog. La deuxième approche est celle qui calcule la distribution des bits par arrondissement des résultats approximatifs de water-filling, connue sous le nom d'algorithme de Chow.

6.4 Algorithmes de chargement Discret Optimal

Les algorithmes d'allocation discrets optima identifient le problème discret d'allocation comme par exemple ce qui est connu en tant que « optimisation a vide » dans les mathematiques. Le concept de base est que chaque incrément d'information additionnelle à transporter par un système multicanal de transmission est placé sur le sous-canal qui exige la moindre énergie de surplus pour son transport. Les algorithmes sont optima pour l'allocation quand la granularité β de l'information est la même pour tous les sous-canaux, ce qui est habituellement le cas, C'est-à-dire avec une granularité β , du sous-canal, un sous-canal à DC (PAM : Pulse Amplitude Modulation) a une granularité de β bits par dimension tandis que les autres sous-canaux (QAM), chacun a une granularité de β bits par deux dimensions ou d'une manière équivalente $\beta/2$ bits par dimension. Cette anomalie se produit rarement dans la pratique parce que DC n'est presque jamais passée dans les canaux de transmission et les bande passantes des canaux ont des sous-canaux à modulation d'amplitude en quadrature (QAM) à deux dimensions à l'équivalent de DC en bande de base.

Plusieurs définitions sont nécessaires pour formaliser le chargement discret

- Le vecteur de distribution de bits pour un ensemble de sous-canaux parallèles en un aggregat b des bits totaux d'information portés donné par :

$$b = [b_1 b_2 \dots \dots b_N]. \quad (3.37)$$

Les algorithmes d'allocation discrets peuvent employer n'importe quelle relation monotoniquement croissante entre l'énergie du symbole transmise et le nombre de bits transmis sur un sous-canal quelconque. En générale le concept d'augmentation de l'énergie est important pour l'allocation discrete.

- L'énergie du symbole ε_n pour un nombre entier d'unité d'informations $b_n = B_n \beta$ peut notamment être généralisée par la fonction d'énergie

$$\varepsilon_n \leftarrow \varepsilon_n(b_n), \quad (3.38)$$

Où la dépendance de l'énergie du symbole à l'égard du nombre d'unités d'information transmise, b_n , est explicitement montrée. Le surplus d'énergie dont on a besoin pour transmettre b_n unités d'information sur un sous-canal est la quantité d'énergie additionnelle exigée pour envoyer B_n^{iem} unité d'information qui respecte $(B_n - 1)^{iem}$ unité d'information c'est-à-dire une unité de plus par rapport à β . l'énergie augmentée est ainsi définie par :

$$e_n(b_n) \triangleq \varepsilon_n(b_n) - \varepsilon_n(b_n - \beta). \quad (3.39)$$

7. Description de l'architecture du system proposé :

nous avons vu dans le chapitre précédent l'application et l'évaluation de codage bidimensionnel hybrid sur les performances du système SACOCDMA en terme de débit élevé, l'élimination des bruits PIIN et le nombre des utilisateur simultanément connecté, en tenant compte des affaiblissements et dispersions existant dans la liaison fibre optique et à la forte demande des utilisateurs , une nouvelle technique qui fait intervenir les avantages de l'OFDM pour surmonter les problèmes des anciens systèmes SAC. Cette nouvelle technique est le système hybride OFDM/SAC-OCDMA.

L'architecture de ce système OFDM SAC-OCDMA proposée est illustrée à la figure III.14. Les données OFDM sont modulées avec un modulateur I/Q , le signal OFDM est modulé optiquement sur une séquence de code à l'aide d'un modulateur optique externe le Mach Zehnder, chaque séquence de code est généré à base de code applique dans le système SAC. Ensuite, les m séquences de code modulées sont combinées via un combineur optique (coupleur) et transmises à travers la fibre optique.

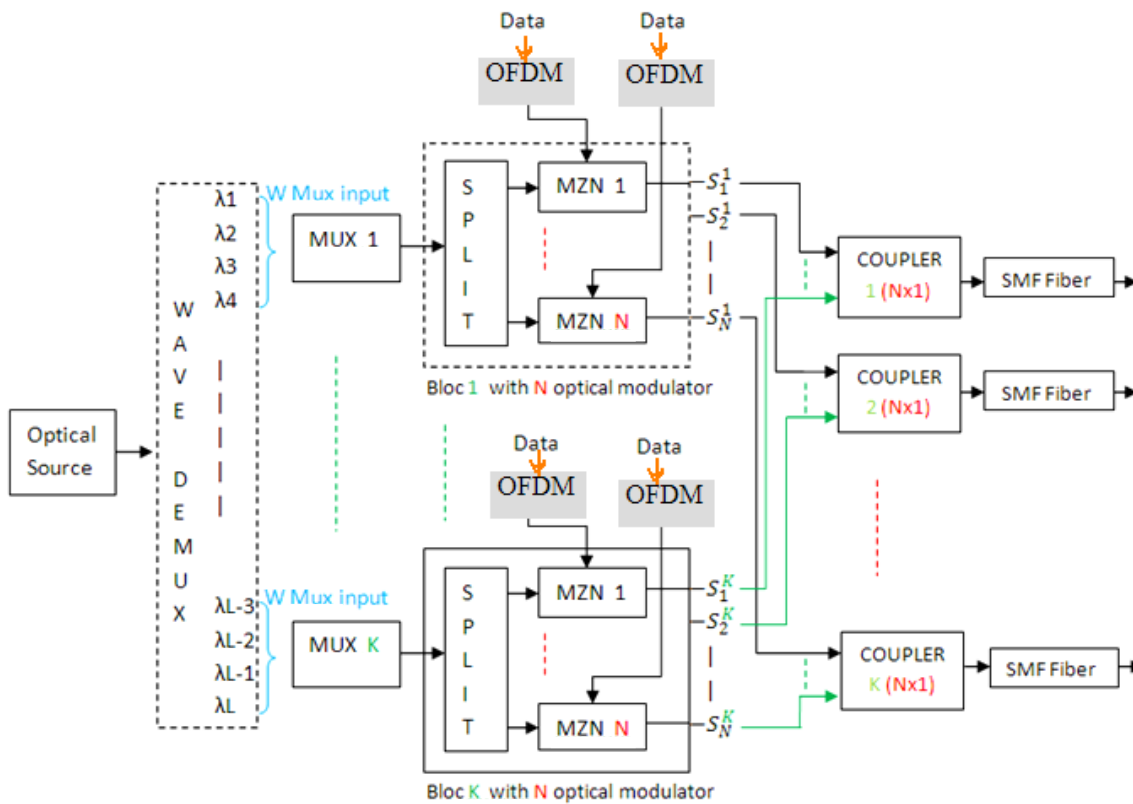


Figure III.14 : Schéma d'émission pour le système hybride OFDM-SACOCDMA utilise le code W/S NZCC/MD

Au niveau du récepteur, un détecteur optique est utilisé pour extraire le signal OFDM, grâce au décodeur OFDM, le signal électrique détecté est décodé sachant que seulement les séquences de code correspondantes sont décodées tandis que les séquences de code sans correspondance seront filtrées. l'interférence MAI seront annulé. Chaque canal se voit attribuer une séquence de code particulière.

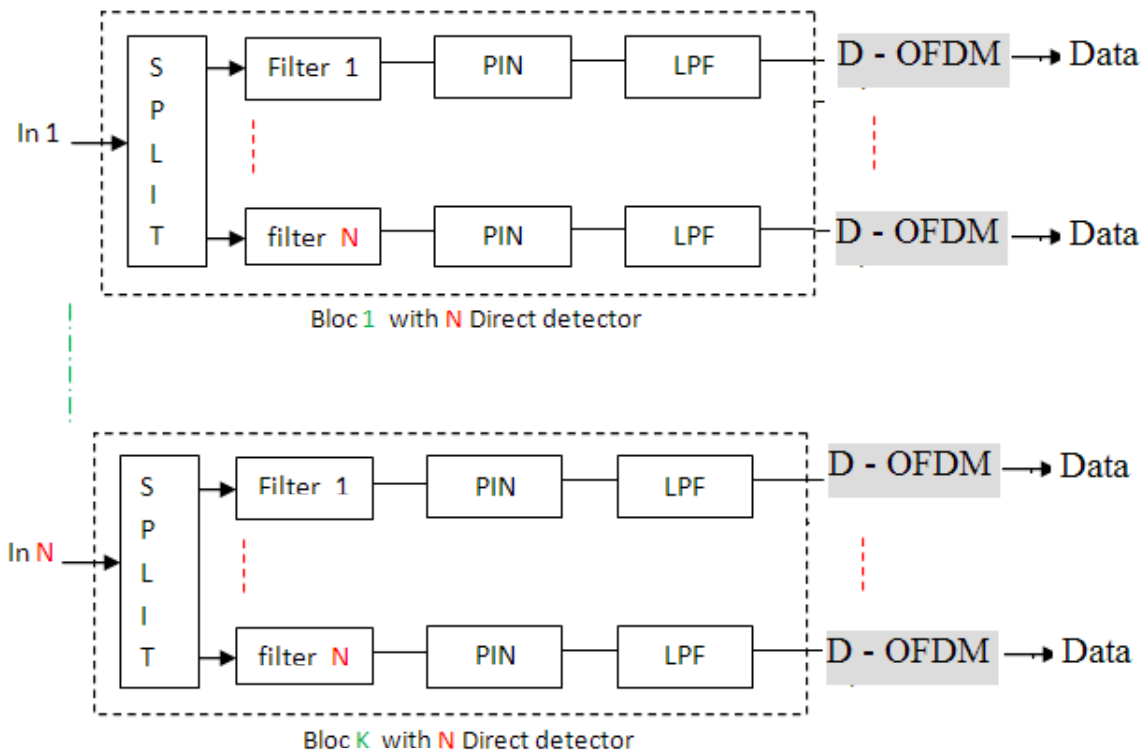


Figure III.15 : schéma de récepteur du système hybride OFDM-SACOCDMA utilise le code W/S NZCC/MD

6.1 Calcul de la puissance et des bits à allouer :

Le terme de la relation (3.5) représente l'écart entre SNR qu'il faut pour atteindre une probabilité d'erreur donnée et le SNR qu'il faut pour atteindre la capacité théorique maximale. Le SNR gap (Γ) est donc choisi de manière à atteindre une probabilité d'erreur symbole désirée. Dans le cas d'une modulation M-QAM, le SNR gap est fixe pour une probabilité d'erreur donnée.

Par exemple : $\Gamma=8.8$ pour une probabilité d'erreur $Pe=10^{-6}$ quelque soit la taille de la constellation. Ceci n'est pas le cas pour une modulation de type M-PSK ou Γ n'est plus fixe pour une probabilité d'erreur donnée mais dépend aussi de la taille de la constellation M .

Le SNR Gap est le rapport entre le SNR idéal pour lequel le système peut transmettre à la capacité 'c' (capacité optimale) et le SNR pratique pour lequel le système peut transmettre à la capacité 'b' (capacité pratique). Le SNR gap, est une approximation introduite par Forney [82]. On définit Γ pour une probabilité d'erreur symbole donnée Pe par :

$$\Gamma = \frac{2^c - 1}{2^b - 1} = \frac{SNR}{SNR_{ideal}} \quad [3.]$$

La figure (III.16), illustre la capacité en fonction du rapport signal sur bruit pour différentes valeurs de Γ .

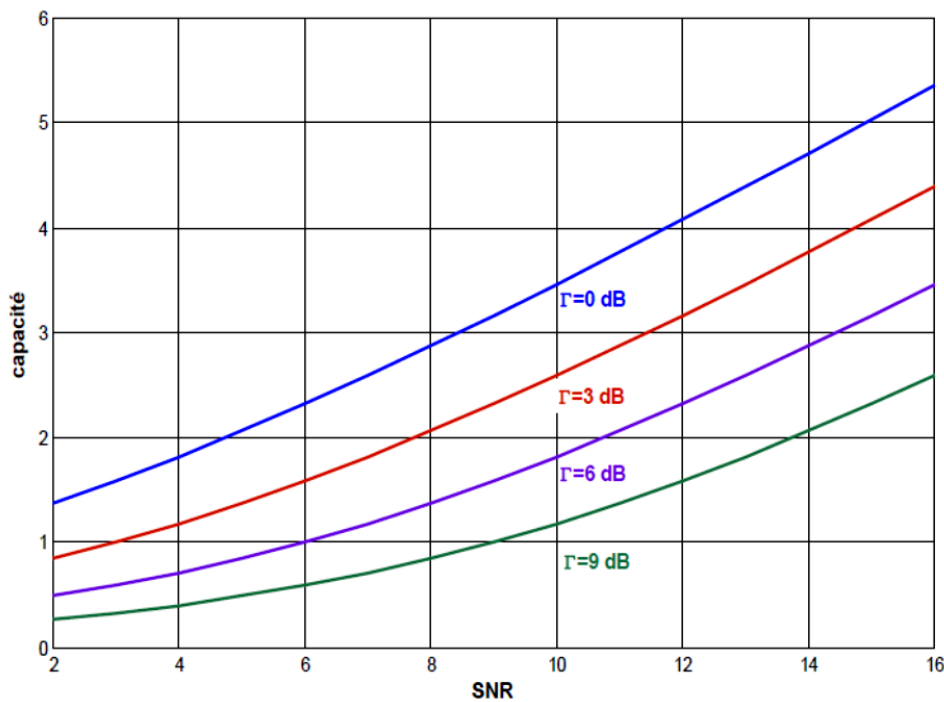


Figure III.16: Capacité en fonction du rapport signal sur bruit pour différentes valeurs de Γ .

On peut remarquer aisément, que plus le Γ est grand (par exemple $\Gamma = 9$ dB) plus on s'éloigne de la valeur de la capacité théorique ($\Gamma = 0$ dB). Mais d'un autre côté Γ est choisi de manière à atteindre une probabilité d'erreur symbole désirée. On remarque aussi que la capacité croît proportionnellement au rapport SNR,

Le système proposé dans notre thèse est évalué sur la base d'un code hybride (NZCC/MD), les performances du système hybride OFDM SACOCDMA étudié sont évaluées par simulation via MATLAB et optisystem, basée sur le BER par rapport au débit de données et à la distance. Le type de détection est DD-OFDM (détection directe)

Le modèle de conception est illustré à la figure III.14. Un générateur de bits PRBS est utilisé pour produire des bits à un débit de 10 Gbps (les Données), Un sous-système est utilisé pour simuler OFDM sous MATLAB, ce dernier va appliquer un codeur de séquence

QAM qui mappe les bits à des symboles particuliers. La modulation utilisée est type d'amplitude en quadrature (4QAM). Ensuite, les symboles mappés sont donnés à un modulateur OFDM (application de la IFFT) où ils sont convertis de l'ordre série à l'ordre parallèle puis le préfixe cyclique est ajouté.

Le modulateur en quadrature module alors séparément les composantes I et Q. Un schéma de modulation dans lequel deux porteuses sinusoïdales, l'une exactement déphasée à 90 degrés par rapport à l'autre, sont utilisées pour transmettre des données sur un canal physique. Étant donné que les porteuses orthogonales occupent la même bande de fréquences et diffèrent par un déphasage de 90 degrés, chacune peut être modulée indépendamment, transmise sur la même bande de fréquences et séparée par démodulation au niveau du récepteur.

La section récepteur est constituée d'un photodétecteur accordé à la longueur d'onde désiré de manière à détecter le signal émis sur la même fréquence. Le signal électrique converti est ensuite envoyé à un amplificateur électrique puis à un démodulateur en quadrature de fréquence 7,5 GHz. Il est ensuite transmis à un démodulateur OFDM avec les mêmes spécifications que celle du modulateur OFDM. La sortie ensuite obtenue à partir d'un décodeur de séquence QAM mappe les symboles en bits et est utilisée pour l'analyse BER.

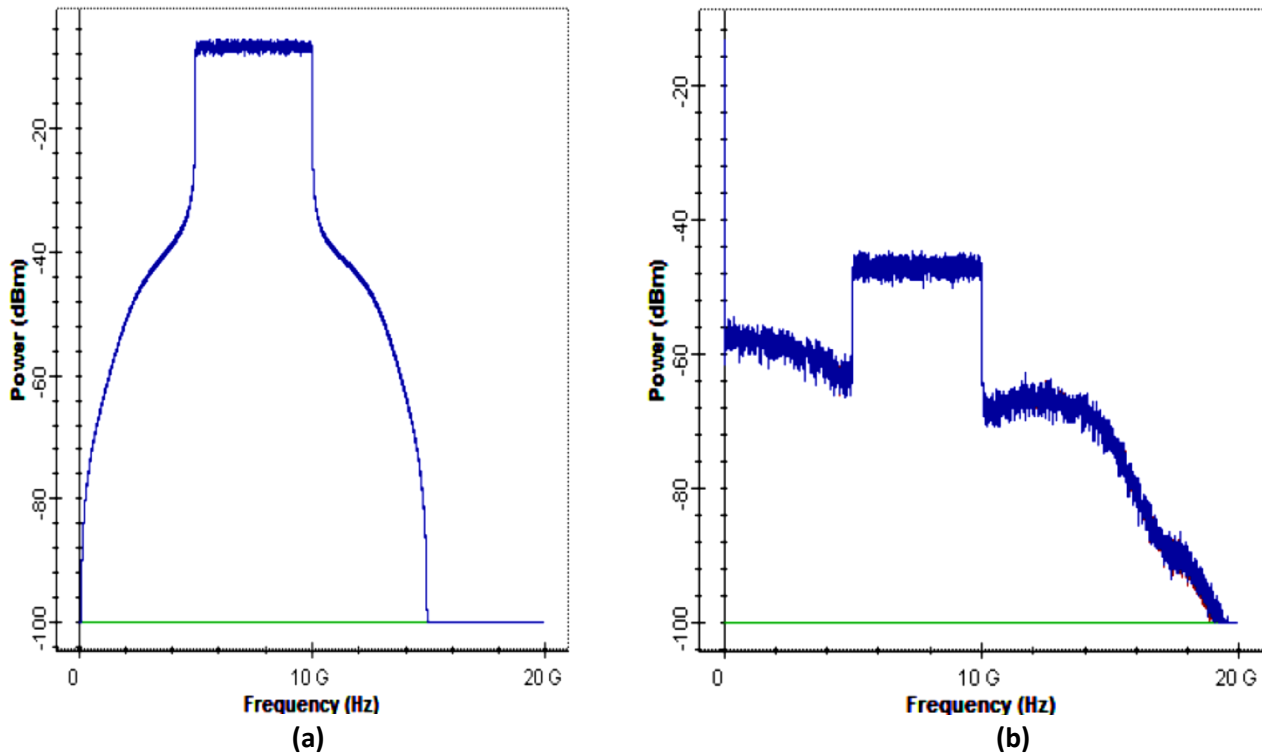


Figure III.17 : représentation du spectre électrique de signal OFDM
à l'émetteur (a) et au récepteur (b)

Dans la figure III.17, les spectres électriques de l'OFDM qui transportaient respectivement le code SACOCDMA optique à l'émetteur et au récepteur, on peut voir le signal au récepteur similaire au signal à l'émetteur en raison d'une conception précise en utilisant un filtre optique pour attribuer à part de spectre optique pour chaque utilisateur basé sur la séquence de code, même si du bruit apparaît encore en raison de la dispersion.

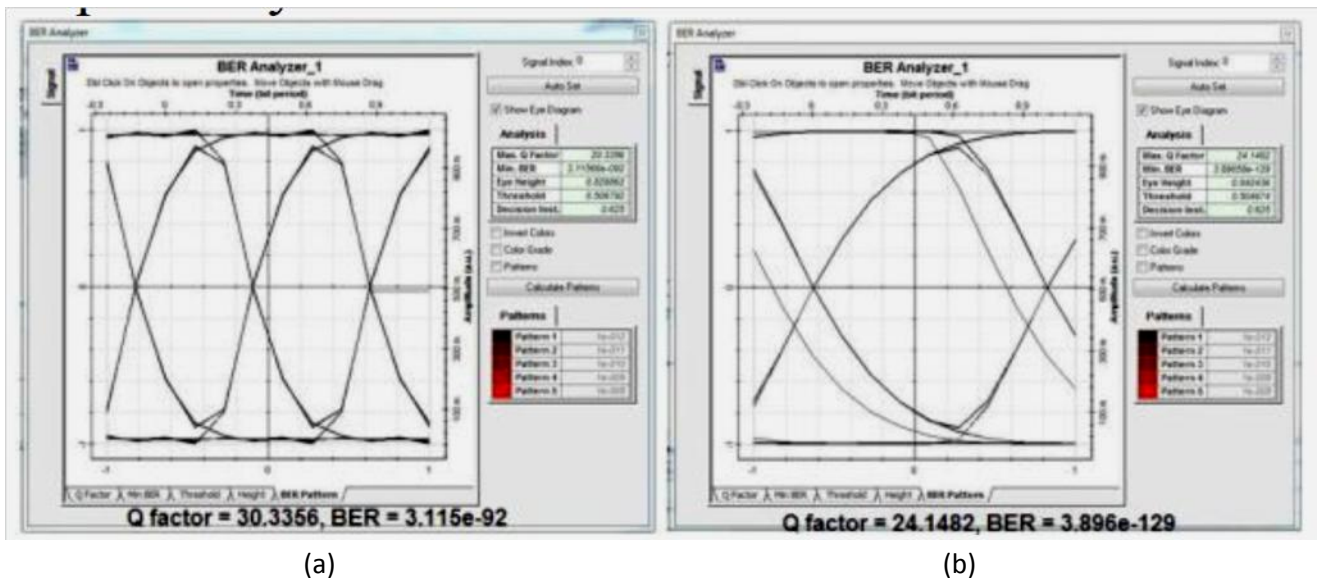


Figure III.18 : diagramme de l'œil pour (a) 4 canaux et (b) un canal avec la détection direct

La figure III.18 montre le diagramme de l'œil pour les systèmes de détection directe à 4 canaux et à 1 canal. On voit que le facteur Q est de 24,14 pour un canal et de 30,33 pour les 4 canaux. Ce la, dire que le BER pour 4 canaux est élevé par rapport à 1 canal. Ce qui explique que l'augmentation de nombre des porteuses transmet plus de débit avec un minimum de perturbation.

Nous réalisons des simulations numériques d'Inter Symbol Interference (ISI). L'évolution de l'ISI en fonction du nombre d'itérations permet de savoir comment évaluer et comparer les performances des systèmes en fonction de leur vitesse de convergence. L'ISI est obtenu en faisant varier le nombre d'itérations (le nombre de symboles) qui est égal à 1000. La figure III.19 montre un tracé de l'ISI en fonction du nombre d'itérations. Il montre les résultats de simulation utilisant Water-Filling et un canal standard. La taille FFT était de 512, la longueur CP était de 32, le TEQ avait 16 prises et le rapport signal sur bruit était de 40 dB.

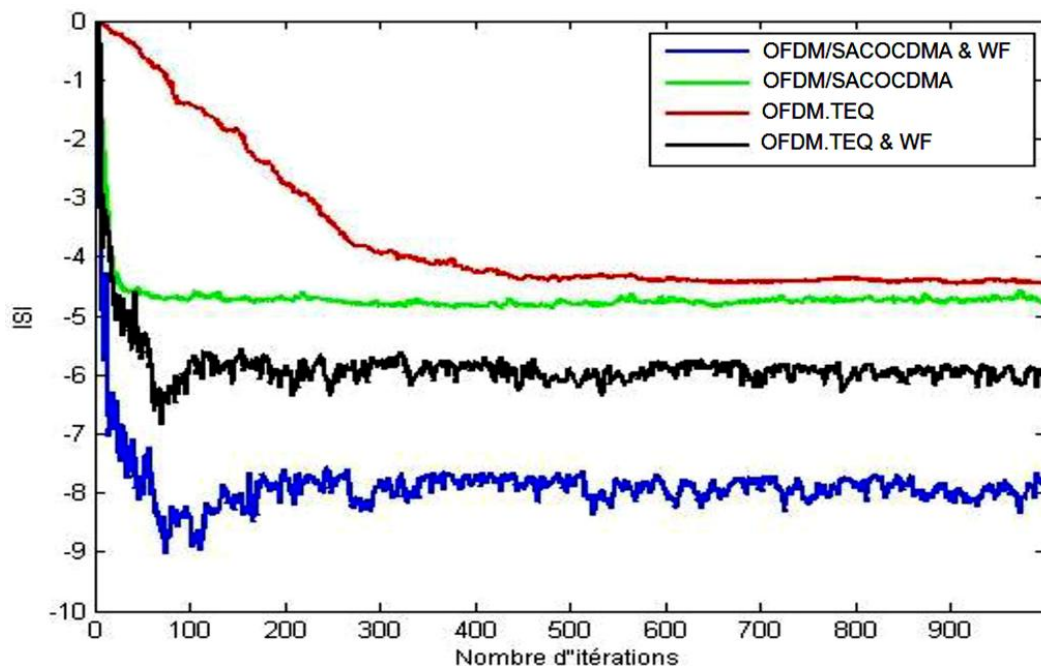


Figure III.19: performance de système OFDM hybride avec et sans water filling

Ici, nous comparons que le systèmes de transmission OFDM réalisé pour la technique d'égalisation TEQ. A noter que les deux courbes sont bien améliorées grâce à l'utilisation de la technique du Water-Filling. On constate également que le OFDM/SACOCDMA se rapproche de l'optimum en terme d'ISI et converge vers une réalisation d'un système plus performant que celui de l'OFDM. Les courbes représentatives des quatre test en termes d'ISI sont présenté dans les Figures III.19. Nous avons remarqué que les courbes du système hybride sont bien meilleures que celle de l'OFDM, et l'utilisation de l'algorithme Water-filling améliore les résultats de manière significative.

8. CONCLUSION

Nous avons présenté dans ce chapitre, le principe de Waterfilling, via deux algorithmes d'allocation de l'information ou « bit loading ». l'information est alors distribuée sur les sous porteuses du signal OFDM, en fonction de la valeur du rapport entre la puissance du signal et celle du bruit. En procedant de la sorte,on arrive finalement à des débits très importants car on a utilisé efficacement le canal de propagation en « chargeant » les sous bandes pour lesquelles on obtient un bon rapport signal sur bruit et en transmettant des débits plus faibles sur les sous porteuses défavorables. A la fin de la procedure de water fillign on dispose des puissances et des types de modulations pour chaque sous bande tout en restant assuré que la puissance maximale de l'émission n'est pas dépassée.

Conclusion Générale

Conclusion Générale

Le sujet de la thèse porte sur l'application de la technique water-filling dans la transmission optique. Ce travail constitue donc une initiative à intégrer l'OFDM dans un système SAC-OCDMA utilisant un code hybride à base de code à corrélation croisée nulle, puis appliquer l'algorithme d'allocation afin de transmettre le plus de bits possible afin optimisé la liaison et maximiser le débit binaire.

Dans le premier chapitre, nous avons abordé les notions de base sur une chaîne de communication par fibre optique, nous avons présenté les différents types de sources optiques ; les techniques de modulations appliqués, une classification des fibres optiques, et les différentes sources de dégradation du signal ainsi que les techniques de détection appliqué dans la liaison optique.

Il est également nécessaire de s'intéresser aux différentes techniques d'accès multiples exploitées dans les domaines radiofréquence et optique. Dans le second chapitre, Nous avons mis en évidence les différentes techniques d'accès multiples, nous nous sommes concentrés d'abord sur l'étude architecturale des différents blocs constituant un système SAC-OCDMA. Les méthodes de construction des codes ZCC existant sont complexes et non flexibles, pour cela nous avons proposé une nouvelle technique de construction simple et flexible des codes NZCC. En deuxième partie, nous avons proposé une architecture d'un système SAC-OCDMA bidimensionnel afin d'augmenter la cardinalité du système tout en éliminant les interférences MAI. En suite ; nous avons illustré les performances théoriques du système SAC-OCDMA 1D comparées aux performances du SAC-OCDMA 2D, avec MATLAB, et par une simulation avec le logiciel optisystem.

Dans le troisième chapitre, une description de L'OFDM est présentée, suivi par une illustration de la technique d'optimisation water-filling. Notre étude se focalise sur analyse et évaluation d'un système hybride, nous avons proposé l'architecture OFDM/SAC-OCDMA afin d'augmenter la capacité de multiplexage en nombre d'utilisateurs. Le système hybride OFDM/OCDMA basé sur un nouveau codes 2D (NZCC/MD), nous permet

d'augmenté le nombre d'utilisateurs, amélioré la capacité de multiplexage et de réduire l'impact des interférences d'accès multiple (MAI). Ensuite, l'intégration de la méthode d'optimisation water-filling au système hybride OCDMA/OFDM, permettent de surmonter de nombreuses restrictions de fibre optique et d'avoir des débits de données importants et une efficacité spectrale élevée.

Quelques suggestions pour les futurs travaux.

- ✓ Recherche d'autres codes possibles (1D ,2D voir 3D) présentant un compromis en termes de taille, de capacité de multiplexage et critère de corrélation.
- ✓ Recherche de système hybride, utilisant le décodage itératif
- ✓ Recherche de nouvelle application de la technique water-filling dans les réseaux PON

Bibliographie

Bibliographie

- [1] G. Raybon et P. J. Winzer, "100 Gb/s Challenges and Solutions," Conference on Optical Fiber Communication, 2008.
- [2] D. C. Lee, "100G and DWDM : Application Climate, Network and Service Architecture," European Conference on Optical Communication, 2008.
- [3] P. Magill, "100 Gigabit Ethernet from a Carrier's Perspective," Lasers and Electro-Optics Society Annual Meeting, pp. 360–361, 2007.
- [4] P. R. Prucnal, *Optical Code Division Multiple Access : Fundamentals and Applications*. : CRC ; Har/Cdr 2006.
- [5] J. Kahn and K. Ho, "Spectral efficiency limits and modulation/detection techniques for DWDM Systems," J. Sel. Top. Quantum Electron, 2004, 10(2): 259-272.
- [6] P. Winzer, and R. Essiambre, "Advanced Optical Modulation Formats," Proceedings of the IEEE , 2006, 94(5): 952-984.
- [7] Gonzalez, O., Perez-Jimenez, R., Rodriguez, S., Rabadan, J. & Ayala, A. "Adaptive OFDM system for communications over the indoor wireless optical channel." IEE proceedings. Optoelectronics, 2006, 153(4): 139-144.
- [8] Hanan. Ali, Modeling and Simulation of High Speed Optical Fiber Communication System with OFDM, Doctorat, Central China Normal University, May 2015
- [9] Max Fréjus, Déploiement De Réseaux Optiques D'accès NGPON Dans Les Métropoles De Pays En Développement : Proposition De Nouvelles Techniques D'implémentation De L'ofdm, Thèse De Doctorat. Université Limoges, 2015
- [10] O. Ringar, Utilisation Des Techniques Avancées D'émission/Réception Multi-Antennes Pour Une Transmission Optique Large Bande, Thèse De Doctorat. Université De Limoges, 2015.
- [11] M. Al Naboulsi, Contribution A L'étude Des Liaisons Optiques Atmosphériques: Propagation, Disponibilité Et Fiabilité, Thèse De Doctorat. Université De Bourgogne, 2005.
- [12] Union International Telecommunication, "Report Itu-R F.2106-1: Fixed Service Applications Using Free Space Optical Links," 2010.

- [13] Gnanagumnathan,G, F.A. Rahman And F.A.Rahman.2006. "Comparing Fbg And Dcf As Dispersion In The Long Haul Narrowband Wdm Systems Comparing Fbg And Dcf As Dispersion In The Long Haul Narrowband Wdm Systems". In Wireless And Optical Communications Networks, 2006 Ifip International Conference On.
- [14] Elgala, Hany & Mesleh, Raed & Haas, Harald. (2010). An LED Model for Intensity-Modulated Optical Communication Systems. Photonics Technology Letters, IEEE. 22. 835 - 837. 10.1109/LPT.2010.2046157.
- [15] Carencio A. "Composants Actifs, Systemes Optiques", Institut D'etudes Scientifiques De Cargese, Ecole D'ete, Juillet 1991.
- [16] K. Kawanishi, Y. Yamauchi, N. Mineo, Y. Shibuya, H. Murai, K. Yamada, H. Wada, "Eam-Integrated Dfb Laser Modules With More Than 40 Ghz Bandwidth", IEEE Photonics Technology Letters, Vol. 13, No. 9, September 2001.
- [17] Cassan E., "Une Introduction Aux Telecommunications Optiques Par La Simulation De Systemes Simples". Journal Sur L'enseignement Des Sciences Et Technologies De L'information Et Des Systemes, Edp Sciences, 2002, Vol. 3.
- [18] E. Bigan," Etude Des Effets D'electroabsorption En Mode Guidee Pour La Modulation D'intensite Lumineuse A 1,5 |Im ". Universite De Paris-Sud Centre D'orsay Decembre 1991.
- [19] G. P. Agrawal, "Fiber-Optic Communication Systems", Wiley Series In Microwave And Optical Engineering, Wiley-Interscience, 2010, Isbn: 047-05505117.
- [20] W. S. C. Chang, "Nonlinear Fiber Optics", Academic Press, Optics And Photonics, 4th Ed., 2006, Isbn: 0123695163.
- [21] W. S. C. Chang, "Principles Of Lasers And Optics", Cambridge University Press, 2005, Isbn: 978-0521642293.
- [22] J. C. Campbell, "Recent Advances In Telecommunications Avalanche Photodiodes", Journal Of Lightwave Technology, Vol.25, No.1, Pp.109-121, Jan. 2007.
- [23] Mudavath, Raju & Kumar, Naresh.. Impact of RIN on Optical CDMA Transmission System. International Journal of Computer Applications. (2014), DOI 88. 10.5120/15353-3805.
- [24] E. Rubiola, Kirill Volyanskiy, Laurent Larger, "Measurement of the laser relative intensity noise" Conference: Frequency Control Symposium, 2009 Joint with the 22nd

European Frequency and Time forum. IEEE International April 2009,
DOI:10.1109/FREQ.2009.5168140

- [25] Le Nguyen Binh, "Noises in Optical Communications and Photonic Systems", CRC Press, Boca Raton, October 2016, DOI:10.1201/9781315372747, ISBN: 9781482246957
- [26] I.D.Garber, D.P.Michal, "Performance of shot-noise limited optical communications in presence of intersymbol interference", Electronics Letters 24 (16):1008 - 1010, September 1988, DOI:10.1049/el:19880686
- [27] Tiegeng Liu, Kun Liu, Shuang Wang, "Optical Fiber and Optical Devices", Optical Fiber Sensing Technologies (pp.1-29), October 2021, DOI:10.1002/9783527822454.ch1
- [28] Kasap, S.O. 2001. Optoelectronics And Photonics : 'Principles And Practices'. Upper Saddle River, Nj : Prentice Hall, Xii.
- [29] M. Arumugam, "Optical Fiber Communication - An Overview", Journal Of Physics, Vol. 57, No. 5&6, Nov.&Dec. 2001.
- [30] K. Y. S. Kim, and N. Park, "A new family of space/wavelength/time spread three dimensional optical code for OCDMA networks," J. Lightwave Technol., vol. vol. 18 pp. pp. 502-511, 2000.
- [31] Somaya Abd El Mottaleb, Heba Fayed, Ahmed Abd El Aziz, "SAC- OCDMA System Using Different Detection Techniques", Journal of Electronics and Communication Engineering, January 2014, DOI:10.9790/2834-09235560
- [32] M. Haji, "Optical Code Division Multiple Access Systems in AlGaInAs/InP" ; Thèse de Doctorat , Université de Glasgow 2012.
- [33] Fabio Durand, Felipe Rudge Barbosa, Marcelo Abbade, Edson Moschim, "Effects of multiple access interference and PMD on optical code lightpaths", Conference: Sarnoff Symposium, IEEE, April 2007, DOI:10.1109/SARNOF.2007.4567381
- [34] Xiang Li and ALL, "Development and performance improvement of a novel zero cross-correlation code for SAC-OCDMA systems", Journal of Optical Communications, September 2020
- [35] Julien Penon, Réduction Du Bruit D'intensité Dans Les Systèmes Sac-Ocdma Incohérents Utilisant Des Réseaux De Bragg , Thèse De Doctorat, Université Laval, Québec, 2009

- [36] T. Giallorenzi, J. Bucaro, A. Dandridge, G. Sigel, J. Cole, S. Rashleigh Et R. Priest, "Optical Fiber Sensor Technology," Journal Of Quantum Electronics, Vol. 18, Pp. 626–665, 1982.
- [37] I. Joindot Et M. Joindot, "Les Télécommunications Par Fibres Optiques," Dunod Et Cnet-Enst, Paris, 1996.
- [38] M.S. Anuar, S.A. Aljunid, N.M. Saad, S.M. Hamzah, "New Design Of Spectral Amplitude Coding In Ocdma With Zero Cross-Correlation", Optic. Commun, Vol. 282, Pp. 2659–2664, 2009.
- [39] Kandouci Chahinaz, Contribution A L'étude Des Codes Optiques 2d : Application Au Cdma Optique, Thèse De Doctorat. Université Djillali Liabes, Sidi Bel Abbes, 2017.
- [40] A. Djebbari, A. Garadi, I. Dayoub Et A. Taleb-Ahmed, «A New Code Construction With Zero Cross Correlation Based On Bibd,» Optik - International Journal For Light And Electron Optics, Vol. 24, P. 3419–3421, 2013.
- [41] Teena Sharma, Abdellah Chehri, Paul Fortier, Hassan Yousif, "Optical Code Construction of 2D Spectral/Spatial BIBD Codes for SAC-OCDMA Systems", Applied Sciences 11(783):783, January 2021
- [42] Nisar, K.S.: Construction Of Zero Cross Correlation Code Using A Type Of Anti-Diagonal-Identity-Column Block Matrices. Optik 125, 6586---6588 (2014).
- [43] G. Yang, J. Huang Et I. Chiu, «Performance Analysis On Hybrid MQC/M-Sequence Coding Over Frequency/Spatial Optical Cdma System,» Ieee Transactions On Communications , Vol. 1, Pp. 40-43, 2005.
- [44] A.Bouarfa, M.kandouci, F.Bouasria, R.Berber and A.Garadi "Enhancement Cardinality of SAC-OCDMA system using wavelength/polarization coding based on MD code", International Conference on Wireless Technologies, Embedded and Intelligent Systems (WITS), Avril 23, 2019.
- [45] Nisar, Kottakkaran & Sarangal, Himali & Thapar, Simrandeep.. Performance Evaluation Of Newly Constructed Nzcc For Sac-Ocdma Using Direct Detection Technique. Photonic Network Communication. 37. 75–82. 10.1007/S11107-018-0794-4. (2019)
- [46] Berber Redouane, Bouasia Fatima, Chetioui Mohamed, Damou Mehdi Et Boudkhil Abdelhakim, A High Performance Hybrid Two Dimensional Spectral/Spatial

NZCC/MD Code For Sac-Ocdma Systems With Sdd Detection, Ijcnc International Journal Of Computer Networks & Communication, Vol.14,No.2,March 2022

- [47] Haitham J. Taha, Mohd Fadzli Mohd Salleh, "Performance of OFDM-FFT system in various wireless channels", RF and Microwave Conference, December 2008. RFM 2008. IEEE International
- [48] 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.
- [49] R. Chang And R. Gibby, "Synthesis Of Band-Limited Orthogonal Signals For Multichannel data Transmission," Bell System Technical Journal, Vol. 45, Dec. 1966.
- [50] A. Peled And A. Ruiz, "Frequency Domain Data Transmission Using Reduced Computational Complexity Algorithms," In International Conference On Acoustics, Speech, And Signal Processing, Vol. 5, 2008.
- [51] Armstrong, J. (2008, February). OFDM: From Copper And Wireless To Optical. In Optical Fiber Communication Conference. Optical Society Of America.
- [52] T. Widhe, "Efficient Implementation of FFT Processing Elements," Linköping Studies In Science And Technology, Thesis No. 619, Linköping University, Sweden, June 1997.
- [53] Sami Agrebi, "Implémentation FPGA D'une FFT A Base D'arithmétique Logarithmique Pour Les Systèmes OFDM, Doctorat, Université Du Québec, Août 2012
- [54] Oltjon Kodheli, "OFDM-Based Schemes For Next Generation Wireless Systems", These De Master, School Of Engineering And Architecture Department Of Electrical, Electronic, And Information Engineering "Guglielmo Marconi", 2015/2016.
- [55] Hamamreh J.M&Hajar, Abdulwahab & abewa, Mohamedou, "Orthogonal Frequency Multiplexing with subcarrier power modulation for doubling the spectral efficiency of 6G and beyond networks", February 2020
- [56] Sander lars Jansen, "Optical OFDM For Long-Haul Transport Networks", Leos Annual Meeting, 2008.
- [57] Application Des Techniques Multiporteuses De Type OFDM Pour Les Futurs Systèmes De Télécommunications Par Satellite, Thèse De Doctorat, Université De Toulouse, Mars 2009

- [58] Xiaodong Ren, Shidong Zhou, Zucheng Zhou, "Performance of zero-padded OFDM-CDMA signals", Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, PIMRC 2003. 14th IEEE Proceedings, Vol 3, October 2003
- [59] Ahmed Said Al Shantti, Optical Orthogonal Frequency Division Multiplexing Direct Detection For Improving Capacity Of Radio Over Fiber Transmission System, Master Theses, The Islamic University Of Gaza, 2012
- [60] D. Qian, Et Al., "Optical Ofdm Transmission In Metro/Access Networks", Conference On Optical Fiber Communication (Ofc) - Includes Post Deadline Papers, Vol., No., Pp.1-3, Mar. 2009.
- [61] A. J. Lowery, Et Al., "Performance of Optical OFDM In Ultralong-Haul WDM Lightwave Systems", Journal Of Lightwave Technology, Vol.25, No.1, Pp.131-138, Jan. 2007.
- [62] W. Sieh, I. Djordjevic, "Ofdm For Optical Communications", Academic Press, Ed.1, 2009, Isbn: 978-0123748799.
- [63] J. Zhang, Et Al., "Ofdm-Pon Based On Orthogonal Band Multiplexing For Upstream Transmissions", Optik - International Journal For Light And Electron Optics, Volume 125, Issue 3, Feb. 2014, Pages 1380-1384, Issn 0030-4026
- [64] N. Sarkhosh, Et Al., "Carrier Frequency Independent Rf Photonic Qpsk Modulator", Ieee Transactions On Microwave Theory And Techniques, Vol.62, No.2, Pp.373-379, Feb. 2014.
- [65] I. Djordjevic, B. Vasic, "Orthogonal Frequency Division Multiplexing For High-Speed Optical Transmission", Optics Express, Vol.14, No.9, Pp.3767-3775, May 2006.
- [66] T. Yan, W. Shieh, "Coherent Optical Ofdm Transmission Up To 1 Tb/S Per Channel", Journal Of Lightwave Technology, Vol.27, No.16, Pp.3511-3517, Aug. 2009.
- [67] W. Shieh, Et Al., "Coherent Optical Ofdm: Theory And Design", Optics Express, Vol.16, No.2, Pp.841-859, 2008.
- [68] M. Sung, Et Al., "Dft-Precoded Coherent Optical Ofdm With Hermitian Symmetry For Fiber Nonlinearity Mitigation", Journal Of Lightwave Technology, Vol.30, No.17, Pp.2757-2763, Sept. 2012.
- [69] P. Winzer, "Beyond 100g Ethernet", IEEE Communications Magazine, Vol.48, No.7, Pp.26-30, 2010.

- [70] A. J. Lowery, "Generation And Transmission Of All-Optical Ofdm", Conference On Optical Fibre Technology, Vol., No., Pp.622-624, July 2014.
- [71] P. Boffi, Et Al., "High-Capacity Access Networks Based On Hybrid All-Optical Ofdm Pon", European Conference On Networks And Optical Communications - (Noc), Vol., No., Pp.51-56, Jun. 2014.
- [72] K. Lee, Et Al., "All Optical Discrete Fourier Transform Processor For 100gb/s Ofdm Transmission", Optics Express, Vol.16, No.6, Pp.4023–4028, Mar. 2008.
- [73] Olivier Berder, « Optimisation et stratégies d'allocation de puissance des systèmes de transmission multi-antennes », thèse de doctorat, Université de Bretagne Occidentale, décembre 2002.
- [74] F.Zheng, T. Kaiser: « On the Evaluation of Channel Capacity of UWB Indoor Wireless Systems», VOL. 56. NO. 12, DECEMBER 2008.
- [75] A. Peled and A. Ruiz. "Frequency domain data transmission using reduced computational complexity algorithms »,IEEE international conference on ICASSP, vol 5,pp 964–967, 1980 .
- [76] R.F.H. Fischer and J.B. Huber. «A new loading algorithm for discrete multitone transmission», In Globecom Communications: The Key to Global Prosperity, vol.1, 724 – 728, nov 1996.
- [77] Amandeep Kaur, Gurpreet Singh, Kanwaljeet sing,"Zero padded conjugate transmission to cancel ICI in OFDM system", Indian journal of science and technology 9(48), December 2016
- [78].Soko Divanovic, Ugljesa Urosevic, Zoran veljovic,"Power allocation scemes in MIMO and OFDM systems", Telecommunication forum (TELFOR) 2013 21st,November 2013
- [79] G. Munz, S Pfletschinger, J. Speidel, "An efficient waterfilling algorithm for multiple access OFDM", Global Telecommunications Conference, GLOBECOM '02. IEEE , vol. 1 , pp. 681 –685, 2002.
- [80] Terré, M., Féty, L., Zanatta Filho, D., Hicheri, N. (2004). OFDM et CDMA, approche unifiée et méthode de conception de séquences d'étalement adaptées au canal - OFDM and CDMA, unified approach and channel-matched spreading codes generation algorithm. Traitement du signal, Vol. 21, No. 4, pp. 261-276, 2004

- [81] Fatima Bouasria, Redouane Berber and Saliha Yousfi “ADSL Shortening channel for MC-CDMA system with a water-filling”, International Conference on Wireless Technologies, Embedded and Intelligent Systems (WITS), Avril 28, 2019.
- [82] F.Bouasria, R.Berber, S.Yousfi, A.Mekkaoui and F.Belhorma “MERRY algorithm and Water-filling Optimization for MC-CDMA system” International Conference of Innovation and New Trends in Information Systems (INTIS2018), Marrakech, Morocco, Dec 21-22,2018.

Annexes

Annexe A :

Les systèmes optiques à Accès multiple par répartition de code : Etat de l'art

Introduction :

En télécommunications, les techniques de multiplexage représentent l'une des fonctions essentielles des réseaux d'accès où plusieurs signaux sont combinés en un signal sur un seul support de transport comme exemple la fibre optique. Pour profiter de sa largeur de bande passante, des nombreuses techniques de multiplexage adaptées aux transmissions optiques ont été développées.

Il existe plusieurs techniques de multiplexage appliquées aux systèmes optiques qui sont :

- Accès Multiple par répartition dans les longueurs d'onde (WDMA),
- Accès multiple par répartition dans le temps optiques (OTDMA)
- Accès multiple par répartition de codes optiques (OCDMA).

Nous présentons dans cette annexe les différentes techniques d'accès multiple appliquées aux systèmes optiques qui permettent d'augmenter le débit par l'utilisation de N signaux de débit D au départ à atteindre un signal à très haut débit $N \times D$ sur la sortie de la fibre optique.

Accès multiple par répartition dans les longueurs d'onde (WDMA) :

Cette technique de multiplexage à répartition en longueur d'onde OWDMA est développée dont le principe que chaque utilisateur lui attribuée une longueur d'onde propre émise par une source optique, ces différentes longueurs d'onde sont appliquées à l'entrée de modulateurs optiques. De cette manière, chaque utilisateur se voit attribuer une bande de fréquences distincte (Figure A.1). L'ensemble est juxtaposé et transmis sur le même canal de transmission optique. En réception, un filtre optiques adaptés est accordé sur la longueur d'onde de l'utilisateur désiré permet de détectées et récupérer les données où le traitement dans le domaine électrique est effectué par la suite

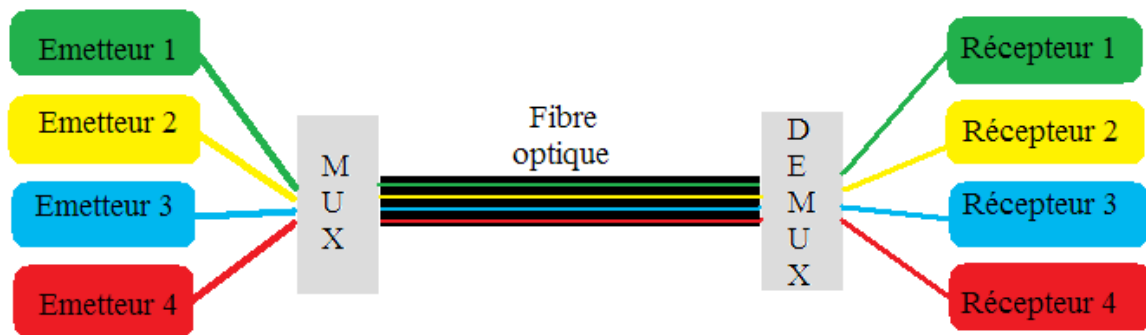


Figure A.1: Accès multiple par répartition en longueur d'onde (WDMA)

Technique TDMA (Time Division Multiple Access) en optique :

L'accès multiple par répartition dans le temps occupe le premier rang parmi les techniques employées dans les télécommunications optiques. Le TDMA fait appel au principe de division d'une période de temps en N intervalles, appelés «time slots» figure (A.2). Elle consiste à attribuer à chaque utilisateur toute la bande passante du support, non pas en permanence, mais de manière cyclique. Ainsi, la trame est constituée de la répétition cyclique d'une suite d'intervalles.

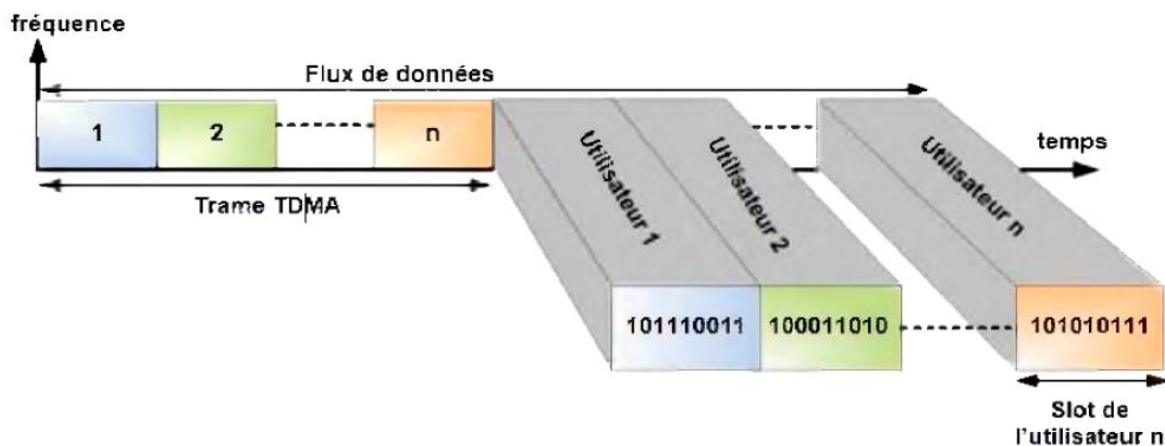


Figure A.2: Principe de l'implémentation de TDMA [23]

La technique TDMA nécessite une synchronisation entre les différents utilisateurs communiquant, elle autorise un grand nombre d'utilisateurs mais requiert une synchronisation rapide. En termes pratiques, une séquence de synchronisation est envoyée au début de chaque transmission pour permettre à l'émetteur et au récepteur d'identifier le numéro et la durée du *time slot* consacrée à l'échange d'information.

En optique, la technique TDMA est envisagée de deux façons :

En premier lieu, nous avons l'ETDMA (Electrical Time Division Multiplexing) qui repose sur un multiplexage et un démultiplexage électronique figure A.3, et en second lieu, l'OTDMA (Optical Time Division Multiplexing) dans laquelle les deux étapes sont effectuées dans le domaine optique figure A.4.

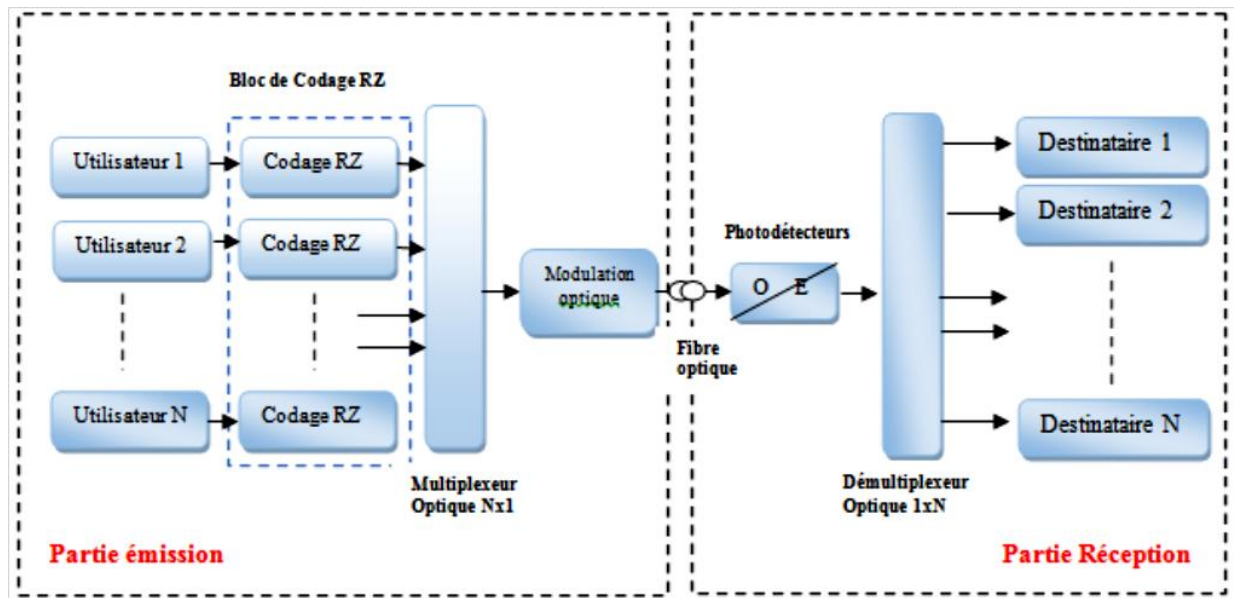


Figure A.3: Chaîne de transmission optique : technique ETDMA

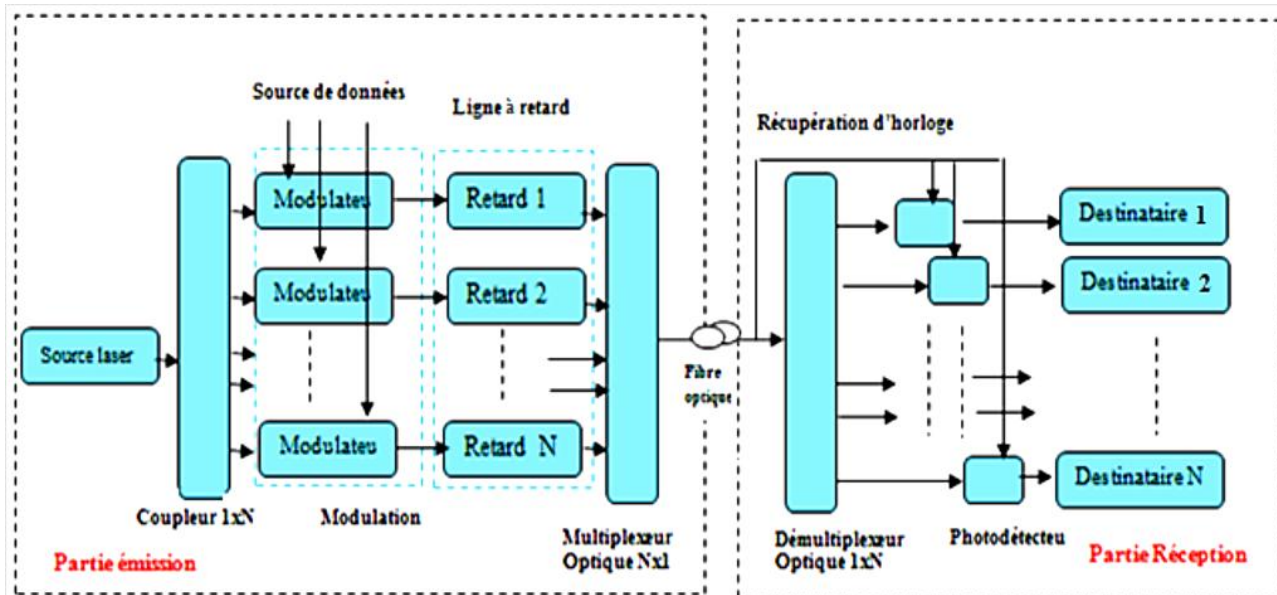


Figure A.4: Chaîne de transmission en OTDMA

Technique CDMA (Code Division Multiples Access) :

Cette technique trouve son utilisation dans les communications radiofréquences et sans fils. Mais contrairement aux techniques TDMA et FDMA, la technique d'accès multiples permet aux utilisateurs de partager le même espace fréquentiel et de transmettre

sur les mêmes intervalles temporels. Ainsi, plusieurs utilisateurs peuvent partager le même canal de transmission sans qu'une gestion de temps ou de fréquence soit nécessaire. Le CDMA attribue à chaque utilisateur un code d'étalement, appelé aussi «signature» constitué d'une suite de bits rapides (appelés «chips»).

Les recherches sur l'adaptation du CDMA à l'optique, appelée Optical Code Division Multiplexing Access: OCDMA ont commencé en 1986. L'OCDMA est fondé sur le même principe de fonctionnement du CDMA utilisé dans les communications radio, sauf que la mise en œuvre est différente en raison de la différence entre les milieux de propagation. Si le canal radio souffre de phénomènes d'atténuation et de multi-trajet, le canal optique, quant à lui est affecté par une dispersion chromatique et effet non linéaire

Donc, le OCDMA offre la possibilité de transmettre simultanément des données aux différents utilisateurs sur une même bande de fréquence et en même temps. Cette technique permet la transmission des données tout en évitant l'interférence avec les messages des autres utilisateurs (désignées interférer accès multiple (IAM). Cette réduction des IAM est conditionnée par l'utilisation exclusive des séquences de codes orthogonaux [76]. L'OCDMA permet de surmonter les limites des systèmes d'accès OTDMA et WDMA en termes de capacité de multiplexage, de débit et de flexibilité. L'architecture d'une manière générale d'une liaison OCDMA est illustrée dans la Figure A.5 où la fibre optique est utilisée comme support de transmission.

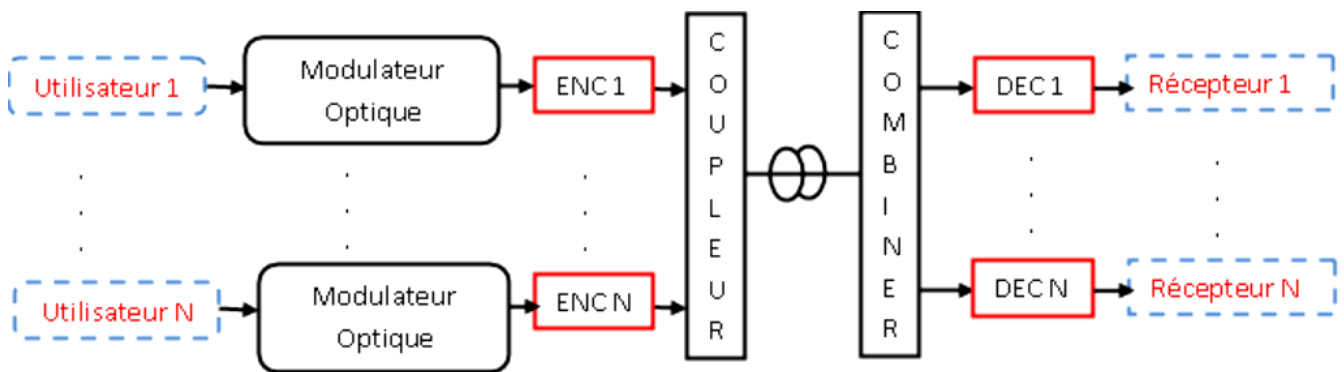


Figure A.5: Schéma général d'une liaison OCDMA

Avantages et limites de la technique OCDMA :

Comme avantage:

- ✓ La connexion entre utilisateurs se fait de manière asynchrone.
- ✓ Une bande passante flexible, permettant d'augmenter le débit (allant jusqu'aux Gb/s) et une grande vitesse de transfert des données.
- ✓ Augmentation de nombre d'utilisateurs en fonction des systèmes OCDMA considérés.

- ✓ Un haut niveau de sécurité et de confidentialité. La puissance du signal CDMA étant étalée peut être confondue avec le bruit du canal et sera difficile qu'un autre utilisateur peut détecter le signal.
- ✓ Utilisation de composants optiques passifs pour le codage et le décodage qui sont faciles à intégrer dans les réseaux PON.
- ✓ Coût réduit grâce à l'utilisation de composants passifs.
- ✓ Distribution simultanée et possibilité de l'encodage de différents services "triple play" (données, voix et vidéo) qui peuvent être multiplexés sur la même fibre optique, l'abonné récupèrera le service qu'il a choisi après démultiplexage.

En outre leurs avantages, les systèmes OCDMA souffrent de quelques limitations tels que :

- ☒ Cette technique de multiplexage est limitée par la capacité à générer le maximum de codes dont les propriétés de corrélation permettent d'engendrer le moins d'interférences d'accès multiples (MAI : Multiple Access Interference)
- ☒ Correction d'erreur

Annexe B :

Présentation du logiciel Optisystem et Calcul des paramètres de simulation

Présentation du logiciel Optisystem :

Optisystem est un outil de simulation puissant, qui évolue rapidement, permettant aux utilisateurs de concevoir, planifier, tester et de simuler chaque type de liaison optique, il offre la présentation visuelle de l'analyse des scénarios et il permet la communication avec d'autre logiciel tel MATLAB en co simulation pour personnalisé le paramétrage ou d'ajouter des fonctionnalités selon le besoin de votre analyse.

Optisystem peut minimiser les exigences de temps et de coût liés à la conception des systèmes optiques, des liens et des composants, Il satisfait les besoins des chercheurs, ingénieurs et étudiants télécoms optiques

Après le lancement de logiciel, l'interface graphique apparaîtra comme illustré dans la figure B.1 :

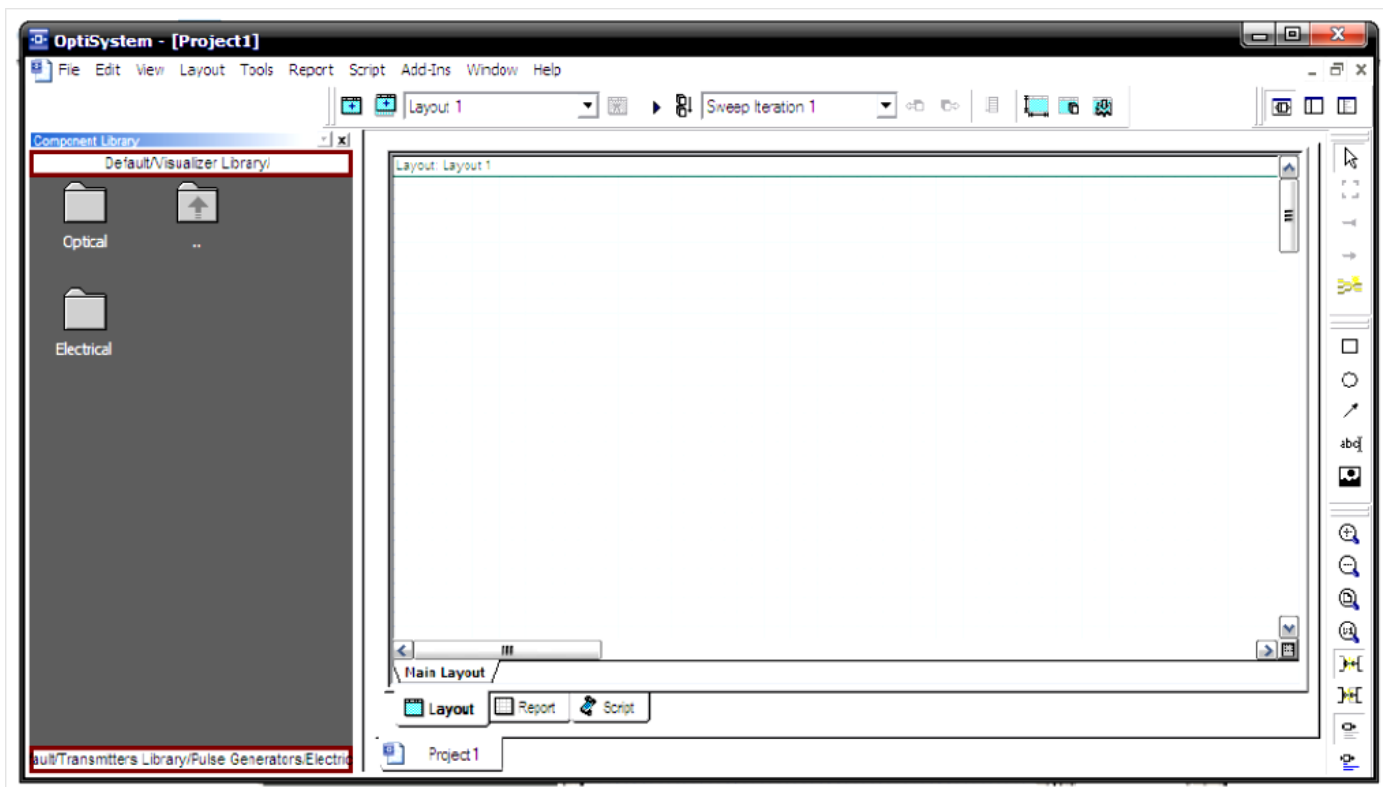


Figure B.1 : Interface graphique du logiciel

La librairie et le navigateur de projet permettant l'accès aux composants pour créer le système désiré et garder un historique afin de pouvoir y accéder plus rapidement, particulièrement dans le cas d'un projet complexe qui contient un nombre important des composants. La figure B.2 représente la librairie et le navigateur de projet.

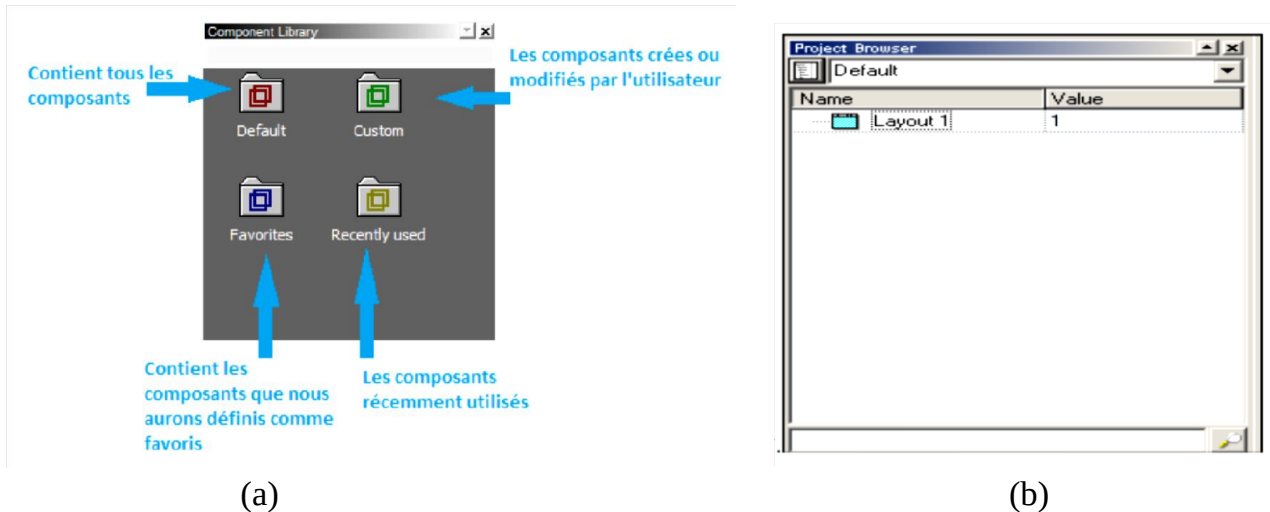


Figure B.2 : représentation de la librairie (a) et le navigateur de projet (b)

OptiSystem dispose d'une définition hiérarchique de composants et systèmes, nous permettant d'utiliser des outils spécifiques pour l'optique intégrée et permettant à la simulation d'aller aussi profond que la précision désirée l'exige. Pour rendre l'outil de simulation plus souple et plus efficace, il est essentiel qu'il fournisse des modèles à différents niveaux d'abstraction, y compris le système, sous-système, et les niveaux de composants.

Différents niveaux d'abstraction impliquent des représentations de signaux différents. La représentation du signal doit être aussi complète que possible afin de permettre une simulation efficace. Il ya cinq types de signaux dans la bibliothèque du logiciel tous régis par un code de couleur comme illustré dans la figure B.3, sachant que : le bleu désigne un signal électrique, le vert pour un signal optique, le rouge pour un signal binaire, le rouge foncé représente un signal M- aire, et pour une liaison dont le signal prend tout type la couleur vert foncé est utilisé.

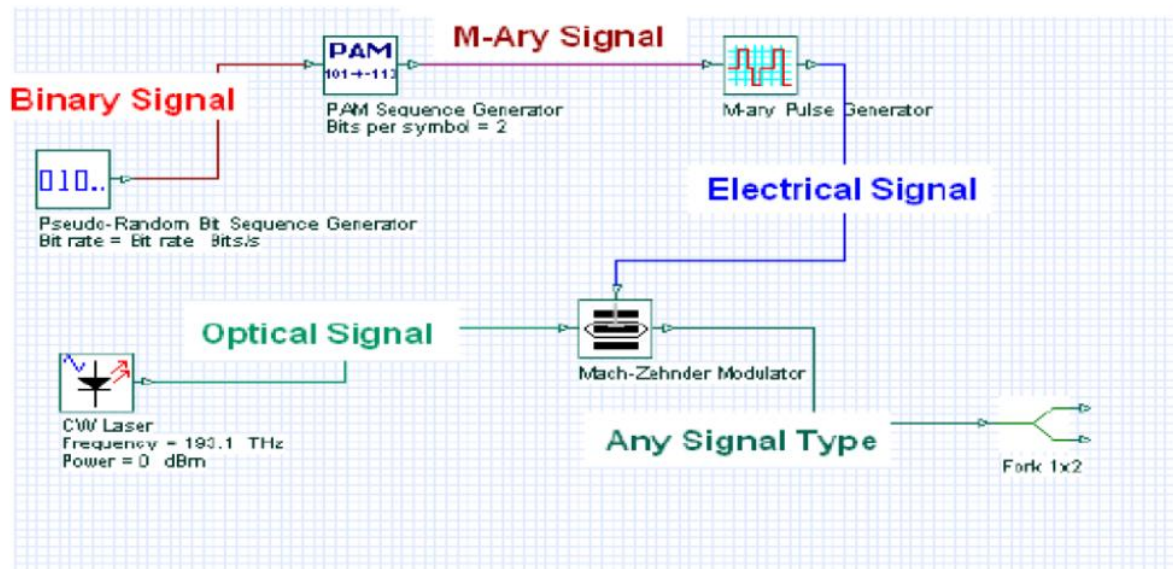


Figure B.3 : Représentation des Signaux sous Optisystem

Optisystem 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

La définition des paramètres de simulation lors de la création d'un nouveau est indispensable, ces paramètres montrent la vitesse, la précision, et les besoins en mémoire pour une simulation particulière au cours de la phase de conception du système. Il est important de comprendre ce que les paramètres globaux sont, parce qu'ils ont un impact sur tous les composants utilisés dans le projet de simulation, le paragraphe qui suit montre les étapes qui aident à la détermination de ces paramètres.

Name	Value	Units	Mode
Simulation window	Set bit rate		Normal
Reference bit rate	☒		Normal
Bit rate	10e+009	Bits/s	Normal
Time window	0.1024e-006	s	Normal
Sample rate	640e+009	Hz	Normal
Sequence length	1024	Bits	Normal
Samples per bit	64		Normal
Number of samples	65536		Normal

Figure B.4 : aperçu sur les paramètres de simulation.

Calcul des paramètres de simulation

Par exemple : Pour une longueur de séquence de 2048 bits, où chaque bit est représenté par 64 échantillons, le nombre d'échantillons total est 131072 échantillons. Pour la bande $BL = 1.142$ THz (égale à la fréquence d'échantillonnage), on peut calculer:

- Le débit global de simulation (bit rate) : $Dg = 1.142 \times 10^{12}/64 = 17.843750000$ Gbits/s

- L'espaceur fréquentiel Fs (Frequency spacing) de BL :

$$Fs = BL/\text{le nombre d'échantillons total} = 1.142 \times 10^{12}/131072 = 8712768,5546875 \text{ Hz}$$

- Le temps de visualisation de séquence de bits Tw (Time window) :

$$Tw = 1/Fs = 1/8712768,5546875 = 114,7740805604 \text{ ns}$$

- Calcul du nombre de bits affichés (N_{bits}) sur Tw :

Le débit adopté est de 622 Mbit/s, ce qui donne :

$$1s \rightarrow 622 \text{ Mbits}$$

$$Tw \rightarrow N_{bits}$$

$$\Rightarrow N_{bits} = 622.106 \times 114.7740805604 \cdot 10^{-9} = 71,389 \text{ (soit 71 bits visualisés)}$$

C.2 Estimation du BER par l'intermédiaire du facteur Q

Le facteur de qualité est obtenu à partir du diagramme de l'oeil, l'estimation du BER est comme suit :

$$BER = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\frac{Q}{\sqrt{2}} \right)$$

Où le facteur Q est donné par

$$Q = |\mu_1 - \mu_0| / \sigma_0 + \sigma_1$$

Avec : μ_0 et μ_1 représente les valeurs moyennes, et σ_0 et σ_1 représente les écarts-types des niveaux "1" et "0" déterminées par le logiciel optisystem.

Liste des Publications

I. Articles Internationales :

1. **Berber Redouane**, Bouasria Fatima, Chetoui Mohammed, Damou Mehdi and Boudkhil Abdelhakim, “A High Performance Hybrid Two Dimensional Spectral/Spatial NZCC/MD Code for SAC-OCDMA Systems with SDD Detection”, International Journal of Computer Networks and Communication (IJCNC), Vol. 14, No. 2, pp. 61-75, March 2022.
2. Mehdi Damou, Yassine Benallou, Mohammed Chetoui, Abdelhakim Boudkhil and **Redouane Berber**, “Ka Band-pass Filter Based on SIW Technology for Wireless Communications,” Journal of Telecommunications and Information Technology (JTIT), Vol. 2, No.1 pp. 49-56, May 2021.
3. Fatima Bouasria, **Redouane Berber** and Saliha Yousfi “The channel shortening comparison between OFDM and MC-CDMA System over an ADSL channel using a water-filling,” International Journal of Electrical and Computer Engineering (IJECE), Vol. 9, No. 5, pp. 3695-3700, October 2019.
4. Fatiha Lakdja, Fatima Zohra Gherbi, **Redouane Berber** and Houari Boudjella, “Optimal TCSC Placement For Optimal Power Flow,” Journal of Electrical Engineering (JEE) , Vol. 63, No. 5, pp.316–321.

II. Communications Internationales :

1. Damou Mehdi, Chetoui Mohammed, Yassine Benallou, Boudkhil Abdelhakim, **Redouane Berber** and Nasreddine Benahmed, “Planar Transmission Line Diagnosis by Schwarz-Christoffel Transformation: Application on MSL and CPW,” International Conference of Telecommunications and its Applications (ICNTA21), Ain Tmouchent, Algeria, Dec 20-21, 2021.
2. Fatima Bouasria, **Redouane Berber** and Saliha Yousfi “ADSL Shortening channel for MC-CDMA system with a water-filling”, International Conference on Wireless Technologies, Embedded and Intelligent Systems (WITS), Avril 28, 2019.
3. A.Bouarfa, M.kandouci, F.Bouasria, **R.Berber** and A.Garadi “Enhancement Cardinality of SAC-OCDMA system using wavelength/polarization coding based on

MD code”, International Conference on Wireless Technologies, Embedded and Intelligent Systems (WITS), Avril 23, 2019.

4. F.Bouasria, **R.Berber**, S.Yousfi, A.Mekkaoui and F.Belhorma “MERRY algorithm and Water-filling Optimization for MC-CDMA system” International Conference of Innovation and New Trends in Information Systems (INTIS2018), Marrakech, Morocco, Dec 21-22,2018.
5. A.Mekkaoui, F.Bouasria, F.Belhorma and **R.Berber**, “The Channel Shortening for MC-CDMA System over an ADSL channel using Water-filling”, International Conference on Image and Signal Processing and their Application (ISPA17), Mostaganem, Algeria, Dec 3-4, 2017.

A HIGH PERFORMANCE HYBRID TWO DIMENSIONAL SPECTRAL/SPATIAL NZCC/MD CODE FOR SAC-OCDMA SYSTEMS WITH SDD DETECTION

Berber Redouane¹, Bouasria Fatima², Chetioui Mohammed^{2,3},
Damou Mehdi² and Boudkhil Abdelhakim^{2, 3}

¹Department of Electronics, Dr. Moulay Tahar University of Saida, Algeria

²Laboratory of Electronics, Advanced Signal Processing and Microwave,
Dr. Moulay Tahar University of Saïda, Algeria

³Laboratory of Telecommunications, Abu-Bakr Belkaid University of Tlemcen, Algeria

ABSTRACT

This paper proposes a new technique to construct a hybrid zero cross-correlation (NZCC) based on multiple diagonal (MD) code for two-dimensional (2D) spectral amplitude coding for optical code division multiple access code division multiple access (SAC-OCDMA) systems. The proposed hybrid code eliminates totally the multiple access interference (MAI) between a large number of users and allows them to connect simultaneously via the optical communication link with a high speed to receive huge data and serve various areas such as Internet, telephony, DAB radio, digital audio broadcasting, and DVB video. Simulation results demonstrate that the performance of such a SAC-OCDA system based on novel 2D hybrid NZCC/MD code can be easily improved keeping a less complex structure using couplers for direct spectral/spatial dimension (SDD) detection and show superior bit error rate (BER) values comparing to previously developed two-dimensional codes including perfect difference (2D-PD), diagonal Eigen-value units (2D-DEU), multi-service (2D-MS) and balanced incomplete block design (2D-BIBD) codes.

KEYWORDS

Optical Link, SAC-OCDMA Systems, Two-dimensional, Hybrid Code, NZCC Code, MD Code, Spectral/Spatial Dimension (SDD) Detection.

1. INTRODUCTION

Optical communication using fibers relies in different systems for a long time for the reason it offers several advantages like fast data transmission, wide bandwidth, the possibility of data transmitting to different users on the same medium by keeping a high security level [1]. Currently, communication systems constantly increase in speed so that in order to respond such a capacity there will be a real need to widen the employed bandwidth presented by the channel that will be shared between the different users that becomes a target aim for many research studies. Several access techniques are used to meet the previous requirements; among them CDMA (optical code division multiple access) technique is widely used. The integration of CDMA technique to optical communication systems aims to overcome the limitations of TDMA (time division multiple access) and WDMA (wave length division multiple access) techniques in terms of multiplexing, data rate and flexibility in addition to minimize the high cost of implementation caused by coding and decoding functions in optical transmission through using optical

components from which it is proposed the nomination of all-optical CDMA, namely, OCDMA (optical code division multiple access) systems [2-3]. So far, OCDMA systems have been classified in terms of optical signals' superposition and divided into two main types: coherent and incoherent. Incoherent systems that in general use unipolar codes and their performances depend on the way of manipulating the optical signal amplitude. SAC-OCDMA (spectral amplitude coding for optical code division multiple access) technique is the most promising one for such type of systems [4].

Previously, 1D codes showed a limited performance for OCDMA systems in terms of cardinality and interferences causing restricted bandwidths. Efficient ways to overcome weakness in one-dimensional OCDMA systems consist to use a two-dimensional code structure. Many 2D codes have been developed to enhance the system's cardinality and remove multiple access interference and phase-induced intensity noise (PIIN) attenuation. 2D spectral/temporal (W/T), spectral/spatial (W/S) and temporal/spatial (T/S) codes allow to effectively exploit the channel's bandwidth with high performance by increasing the number of users that are simultaneously connected [5]. However, 2D W/T and W/S coding techniques can allow a high transmission capacity and flexibility compared to 2D time/ space (T/S) coding [6]. Accordingly, 2D codes can be divided into two main categories made by either converting a 1D code sequence to a 2D code sequence or developing a hybrid code sequence from a specific code sequence crossed to another code sequence that consequently allows to increase the system's cardinality as well as improve its correlation properties [7,8]. From literature, Najjar et al. [9] have been presented the way of constructing a 2D diagonal Eigen value unit (DEU) code using a W/S coding technique with minimal cross-correlation. They observed that the cardinality is increased comparing to the 1D DEU code that exist previously. In addition, Kadhim et al. [10] have been developed a 2D multi diagonal (MD) from 1D MD code using ZCC properties. Abdallah et al. [11] have been proposed a 2D modified double-weight code (MDW) based on 1D MDW using W/S coding technique.

In this regard, this paper presents an efficient hybrid 2D spectral/spatial NZCC/MD code for SAC-OCDMA systems based on SDD detection. The system based on the hybrid code is characterized by a low structure complexity, a total MAI cancellation, and a high broadband performance for a large number of simultaneous users in comparison to previous two-dimensional codes such as perfect difference (2D-PD), diagonal Eigen-value units (2D-DEU), multi-service (2DMS) and balanced incomplete block design (2D-BIBD) codes. The proposed code can be integrated within next generations of passive-active networking systems [12-13] to share several services between connected clients. The paper is divided into five sections starting by describing the 1D and 2D-ZCC/MD code construction technique in Section 1 and 2, presenting the transceiver structure in Section 3, analyzing the system performance in Section 4 to end by evaluating the code yield in Section 5.

2. 1D CODE CONSTRUCTION

Figure 1 presents a fourth order coupled A new form of ZCC codes named NZCC that has been introduced by [14-15] and allows to reduce the code length compared to the existing ZCC codes offering the advantage of a simple construction procedure, good flexibility in choosing the weight and number of users that makes the encoder and decoder structures more simplified. The main technique facilitates the construction of this code that is illustrated as follows:

- Starting by the creation of a non diagonal matrix with $(K \times K)$ dimension concatenated by one or more diagonal matrices (according to the weight of the code W) the number of diagonal matrices added is $(W-1)$ matrices (which summarize a number $(W-1)$ of concatenation iterations of square diagonal matrices of dimension $(K \times K)$).

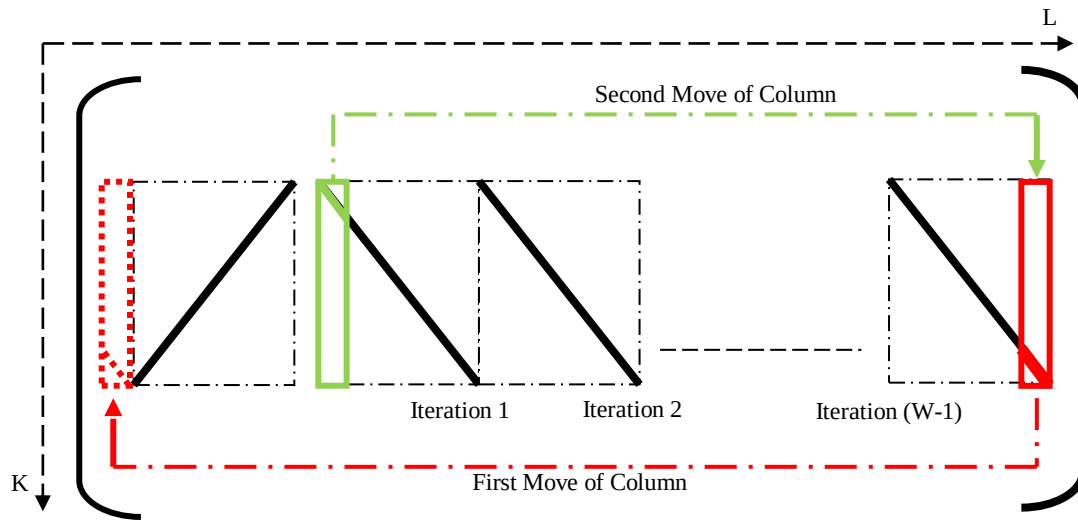


Figure 1. NZCC code matrix construction

- Ending by two displacements: The first move the last column of the total matrix to the beginning before the non diagonal matrix, then move the first column of the first diagonal matrix towards the end of the total matrix (instead of column moved previously) as shown in Figure 1.

A matrix with $(K \times L)$ dimension is created, where L is the length of the code equals to $K \times W$, where K is the number of users and W is the weight of the code. The basic NZCC code is a non diagonal matrix of a weight equals to 1.

3. 2D CODE CONSTRUCTION

The 2D ZCC/MD code is a hybrid code constructed on the basis of combining 1D NZCC code to a 1D MD code for SAC-OCMA systems. It presents a spectral/spatial coding type for which the NZCC code is used for spectral spreading and the MD code is used for spatial spreading. The (W/S) coding provides a connection between the optical fibers and the couplers with a shape of a star. This hybrid coding suggests for the same code length (NZCC) that the number of users simultaneously connected is proportional to the length of the spatial code [16]. To understand the manner of constructing the NZCC/MD code, the following example is described taking into account a NZCC code with $(K = 2, W = 2, L_w = 4)$ and MD code with (users $N = 2$, weight $W_s = 1$, length $L_s = 2$):

$$NZCC = \begin{bmatrix} 0011 \\ 1100 \end{bmatrix} \quad MD = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (1)$$

The construction of 2D NZCC/MD code on W/S system is presented by the following table:

Table 1. 2D NZCC/MD matrix construction

	User 1	User 2	
S\W	0 0 λ_4 λ_5	λ_1 λ_2 0 0	
1	0 0 λ_4 λ_5	λ_1 λ_2 0 0	Coupleur 1
0	0 000	0 000	
0	0 000	0 000	
1	0 0 λ_4 λ_5	λ_1 λ_2 0 0	Coupleur 2

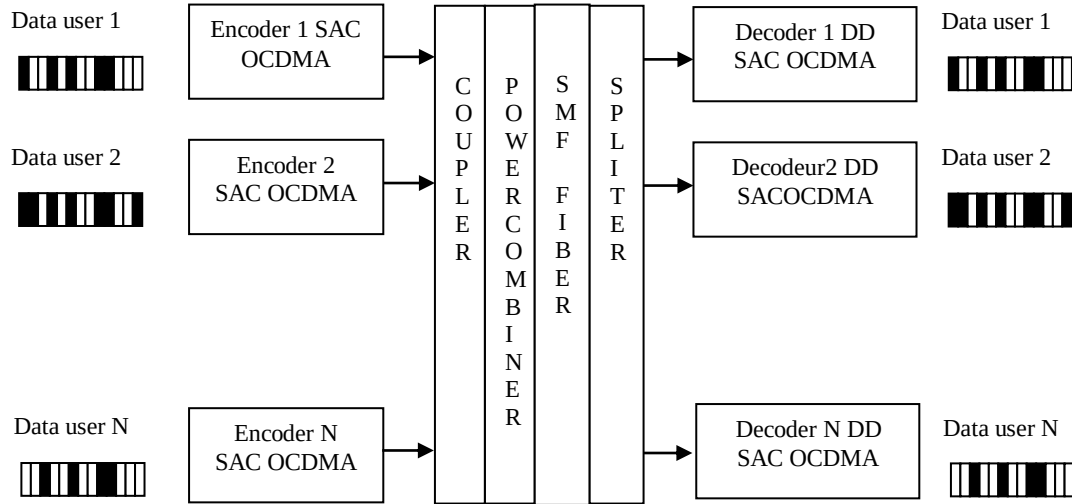


Figure 2. 2D SAC-OCDMA system with direct detection

Note that only non-zero code sequences with power are connected to the couplers. The properties of autocorrelation and cross-correlation of the 2D NZCC/MD code can be written as follows:

$$\sum_{i=1}^L c_f(i)c_x(i) = \begin{cases} W.Ws & \text{if } f \text{ equal to } x \\ 0 & \text{if not} \end{cases} \quad (2)$$

According to [17], the use of power combine at the coupler output leads to the presence of a PIIN noise that is why each coupler output must simply connect to a single photodetector via a fiber. The 2D W/S system diagram is illustrated by Figure 3:

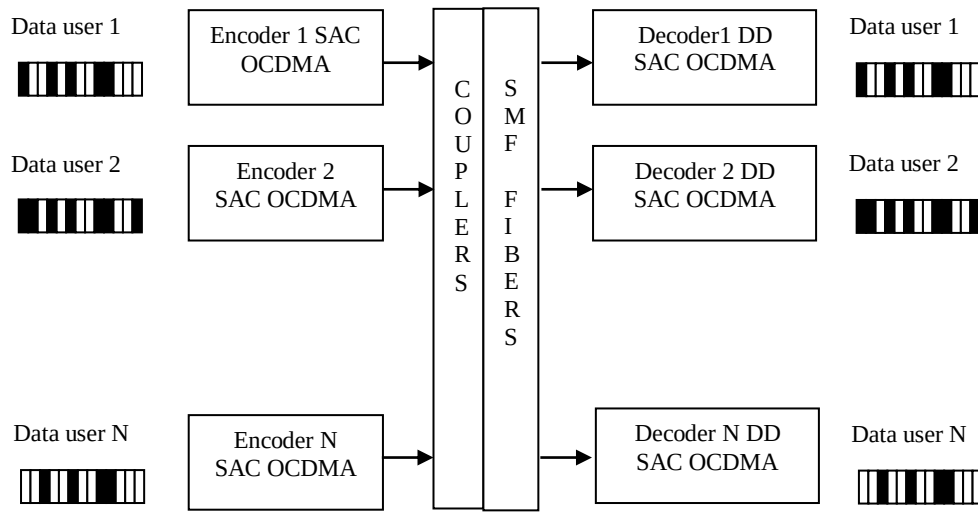


Figure 3. 2D SAC-OCDMA system with direct detection without power combine and splitter

For K users, the optical power of a LED is divided by a demultiplexer (WDMUX) in L wavelengths spaced BP/L nm. With BP is the system bandwidth and L is the length of the NZCC code. The wavelengths are multiplexed (MUX) dependent on the NZCC code sequence from which each multiplexer receives W different wavelengths, or W is the weight of the NZCC code.

The multiplexer output is sent to the optical input of the modulator MZ. The other input of the latter is connected to the PRBS and NRZ pulse generator. The weight W_1 of the spatial MD code defines the number of used couplers. The inputs of these couplers receive the SAC-OCDMA signals previously coded by the NZCC code respecting the 2D NZCC/MD code matrix. The null sequence of the MD code will be ignored and not connected to the coupler. The output signals of the couplers are emitted in optical fibers. In order to reduce the number of optical fibers, couplers of N inputs, single ($N \times 1$) output are used. This makes possible to reduce the system size and construction cost [18].

The method difficulty lies in the $N \times 1$ coupler which presents an important element for constructing the 2D W/S system. So that, in order to increase the system capacity and exploit the bandwidth in maximum, each coupler provides a specific task and can serve many users. The number of possible users is a function of the number of N inputs of the coupler to provide a greater cardinality for the system keeping the system structure as reduced as possible. The number of couplers is also a function of the customer rate in a way the more number of couplers is higher the more system shares a lot of services with high rates.

At the reception side, the optical power received from each coupler (via the fiber) is injected into detection chains made up of optical filters whose cut-off frequency depends on the wavelength (code) to be detected. Converted electrical signal using photodetectors are processed after by electrical low pass filters that are placed in series to the photodetectors. The configuration of the NZCC/MD encoder and decoder is illustrated in Figure 4 for K simulated users. The system allows transmitting a lot of multimedia data for each user (such as IPTV, RoF, and other data). Each spectral code is divided into blocks of N branches (depending on the number of data to be sent), each branch is connected to the input optics of an MZ modulator, and each type of data is sent to the electrical input of the MZ of each branch.

The number of branches is equivalent to the number of couplers used for spatial coding (See diagram in Figure 4a) each coupler receives a single signal from one branch among the N

branches of a single block for a single spectral code (a user). The end of each fiber is connected to a direct detection block consisting of a splitter and N set of optical filters, photodetectors, and electrical low-pass filters. Figure 4b illustrates the receiver structure with the detection blocks. The identification of users and user data at the output of each coupler relates to the following formula:

- Case of N branch by block :

$$cp_1 = \sum_{i=1}^K U_i^1 = \sum_{i=1}^K d_{1+(i-1)N} \quad (3)$$

- Case one branch by block :

$$cp_1 = \sum_{i=1}^{K/N} d_{1+(i-1)N} \quad (4)$$

For a code K = 6 users (6 sequence of NZCC code of length = 6), N = 3 (the number of lines of MD code).

- Case 1: only one branch per block (one spectral code per branch)

$$\circ \text{ Output coupler 1 } \Rightarrow cp_1 = \sum_{i=1}^2 d_{1+(i-1)3} = d_1 + d_4 = U_1 + U_4 \quad (5)$$

$$\circ \text{ Output coupler 2 } \Rightarrow cp_2 = \sum_{i=1}^2 d_{1+(i-1)3} = d_2 + d_5 = U_2 + U_5 \quad (6)$$

$$\circ \text{ Output coupler 3 } \Rightarrow cp_3 = \sum_{i=1}^2 d_{1+(i-1)3} = d_3 + d_6 = U_3 + U_6 \quad (7)$$

- Case 2 : a block contains N branch :

$$\circ \text{ Output coupler 1 } \Rightarrow cp_1 = \sum_{i=1}^6 d_{1+(i-1)3} = d_1 + d_4 + d_7 + d_{10} + d_{13} + d_{16} \quad (8)$$

$$\circ \text{ Output coupler 2 } \Rightarrow cp_2 = \sum_{i=1}^6 d_{1+(i-1)3} = d_2 + d_5 + d_8 + d_{11} + d_{14} + d_{17} \quad (9)$$

$$\circ \text{ Output coupler 3 } \Rightarrow cp_3 = \sum_{i=1}^6 d_{1+(i-1)3} = d_3 + d_6 + d_9 + d_{12} + d_{15} + d_{18} \quad (10)$$

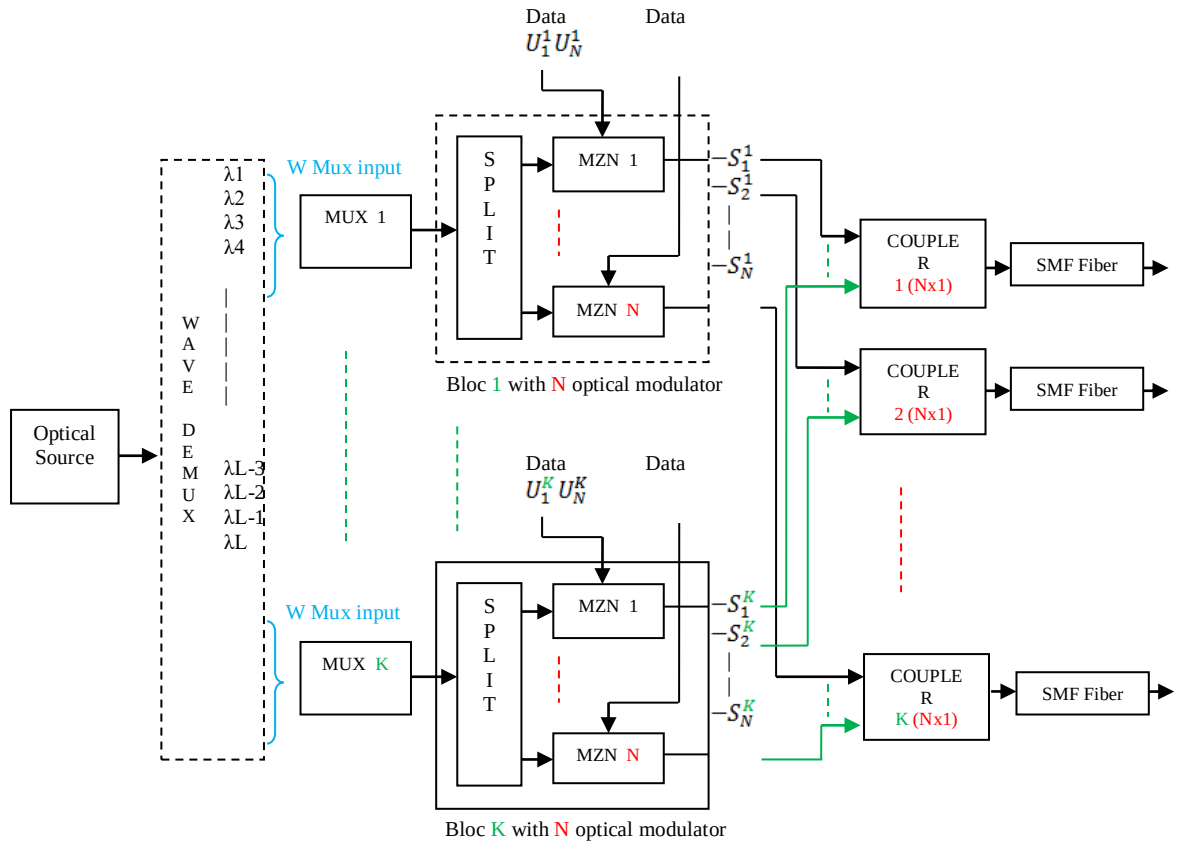


Figure 4.a. Transmitter diagram for a 2D SAC-OCDMA system with N couplers

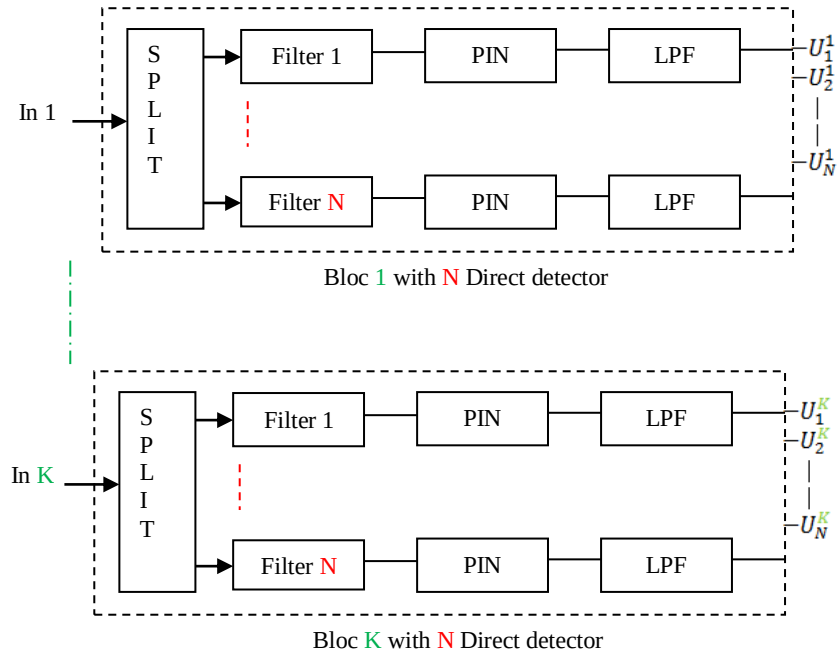


Figure 4.b. Receptor diagram for a 2D SAC-OCDMA system with N couplers

4. 2D NZCC/MD CODE PERFORMANCE

NZCC codes and MD codes allow the elimination of PIIN noise and overlap between different users (the MAI effect is ignored and only the shot noise and the thermal noise in the photodetector (PD) is envisaged) [19-20]. The Gaussian approximation is applied to the BER calculation. The total variation of the current photo noise is presented according to the equation:

$$\langle I_{\text{tot}}^2 \rangle = \langle I_{\text{sh}}^2 \rangle + \langle I_{\text{th}}^2 \rangle \quad (11)$$

Where $\langle I_{\text{tot}}^2 \rangle$ is the total noise power; $\langle I_{\text{sh}}^2 \rangle$ is the variance of the shot noise and $\langle I_{\text{th}}^2 \rangle$ is the thermal noise. According to the detection process on the photodetector:

$$\langle I_{\text{th}}^2 \rangle = \frac{4K_B T_n B}{R_L} \quad (12)$$

$$\langle I_{\text{sh}}^2 \rangle = 2eBI \quad (13)$$

$$\langle I_{\text{sh}}^2 \rangle = 2eB \left[\mathcal{R} \int_0^{+\infty} G(v) dv \right] \quad (14)$$

Where $\mathcal{R}$ is the response of the photodetector

For the optical signals received from the sixth coupler, the DSP is expressed by:

$$\int_0^{+\infty} r_x(v) dv = \frac{P_{\text{sr}}}{\Delta v} \left[\sum_{f=1}^K d_{(x-1)N+f} \sum_{i=1}^L C_f(i) \left\{ u \left[\frac{\Delta v}{L} \right] \right\} dv \right] \quad (15)$$

$$\int_0^{+\infty} G(v) dv = \int_0^{+\infty} r_x(v) dv \sum_{i=1}^L C_x(i) dv \quad (16)$$

From where:

$$\langle I_{\text{sh}}^2 \rangle = \frac{2eB\mathcal{R}P_{\text{sr}}}{L} \left[\sum_{f=1}^K d_{(x-1)N+f} \sum_{i=1}^L C_f(i) C_x(i) dv \right] \quad (17)$$

N is the line number of the MD code matrix. When all users transmit bits '1' and for a system with direct optical detection, the NZCC code property is written as:

$$\sum_{i=1}^L C_f(i) C_x(i) = \begin{cases} W_2 & \text{when } f = x \\ 0 & \text{else} \end{cases} \quad (18)$$

That $C_x(i)$ is the i th element of the x th NZCC code sequence, and W_2 is the weight of the hybrid matrix of the 2d NZCC / MD code.

$$\langle I_{sh}^2 \rangle = \frac{2eB\mathcal{R}P_{sr}}{L} \left[\sum_{f=1}^K d_{(x-1)N+1} 0 + d_{(x-1)N+2} 0 + \dots \right] \quad (19)$$

From where:

$$\langle I_{sh}^2 \rangle = \frac{2eB\mathcal{R}P_{sr}}{L} w \quad (20)$$

Overall, the system has a capacity of K_{2d} user number ($K_{2d} = K * N$) and a code length $L_{2d} = L = W * K$, hence the previous equation:

$$\langle I_{sh}^2 \rangle = \frac{2eB\mathcal{R} N P_{sr}}{K_{2d}} \quad (21)$$

The total noise power at the output of the photodetector is presented as follows:

$$\langle I_{tot}^2 \rangle = \frac{2eB\mathcal{R} N P_{sr}}{K_{2d}} + \frac{4K_B T_n B}{R_L} \quad (22)$$

Where:

- P_{sr} is the effective power of a broadband source at the receiver.
- e is the electronic load, B is the equivalent electrical receiver bandwidth in [Hz].
- K_B is Boltzmann's constant.
- T_n the absolute temperature of the receiver.
- R_L is the load resistance of the receiver.
- K and N are respectively the number of lines of the spectral and spatial codes.

Using the properties of the NZCC code is necessary to obtain a pure photo-current after a direct detection process, the photo-current expression becomes then:

$$I = \frac{N \mathcal{R} P_{sr}}{K_{2d}} \quad (23)$$

The signal to noise (SNR) becomes:

$$SNR = \frac{I^2}{\langle I_{tot}^2 \rangle} = \frac{\left(\frac{N \mathcal{R} P_{sr}}{K_{2d}} \right)^2}{\frac{2e B N \mathcal{R} P_{sr}}{K_{2d}} + \frac{4K_B T_n B}{R_L}} \quad (24)$$

From the SNR, the use of the Gaussian approximation makes the bit error rate (BER) as:

$$BER = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \sqrt{SNR/8} \quad (25)$$

5. RESULT ANALYSIS

The performance of the proposed hybrid NZCC/MD code is simulated and analyzed using Optisystem software (V15). The direct detection technique is chosen to facilitate the code implementation in the system. The wavelengths used in the system are proportional to the bandwidth and a function of the central wavelength over a range of 6nm used from 1552 μm to 1558 μm . The central frequency is 1555 nm; it offers a minimum of attenuation and absorption for the optical fiber. The performance of the hybrid NZCC/MD system is compared to 2D-PD (perfect difference), 2D-DEU (diagonal Eigen value units), 2D-MS (multi-service) and 2D-BIBD codes and displayed in the following Figures. The parameters used in simulation to calculate the BER are presented in the table 2.

Table 2. Parameters used for the numerical calculation of BER

Symbol	Description	Value
w	Weight of NZCC code	3
L'	length of the MD code	2
K	Number of users	4
BP	Bandwidth of 6 nm systems	6 nm (1552-1558)
v	The central frequency	194THz (1555 nm)
Psr	Transmitting power	-10 dBm (10^{-4} W)
B	Electrical Receiver Bandwidth	466.5 MHz for 622Mbps
$\mathcal{R}$	Quantum yield	0.6
T_n	Thermal noise at the receiver	300 K
R_L	Load resistance	1030 Ω
e	The electron charge	1.6×10^{-19} C
K_B	Constant of Boltzmann	$1.3806503 \times 10^{-23}$ J.K $^{-1}$
h	Constant Plank	6.62×10^{-34} m 2 kg/s

According to Figure 5 which shows the variation of BER value as a function of the number of simultaneous users for 1D system, it is observed that the user number capacity of the 1D NZCC code (w=2) is fair to the capacity of the 1D code. MD for the same code length tends to be better than the MQC (p=13) and MFH (q = 16) codes.

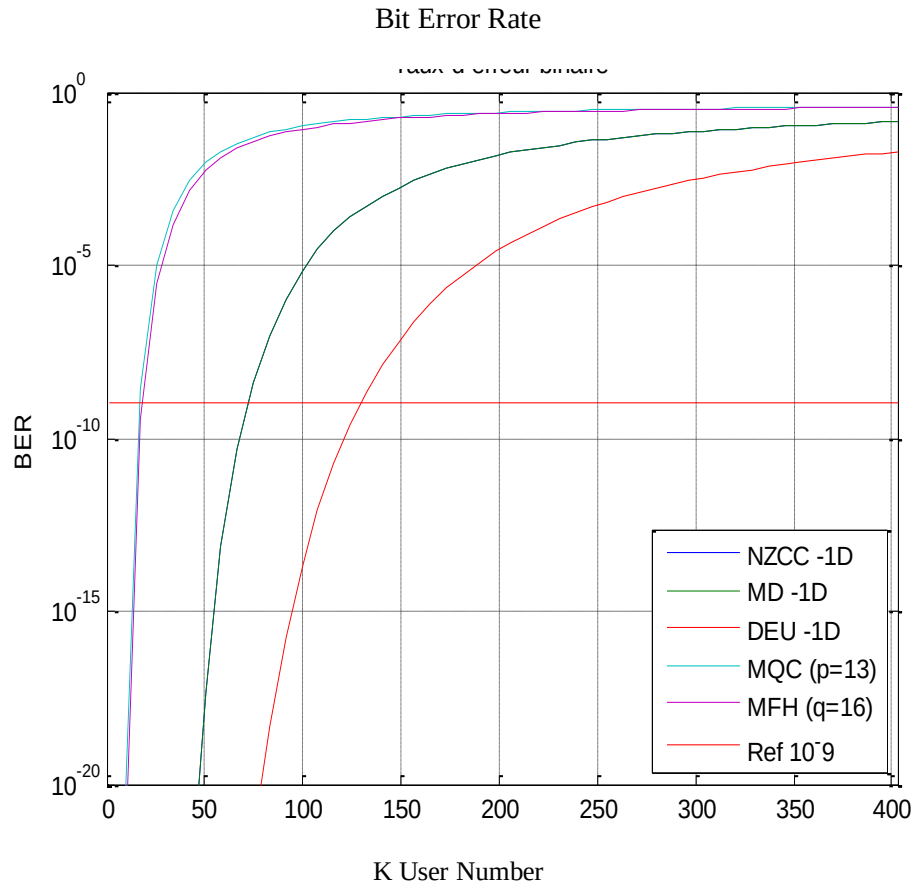


Figure 5. BER graph for simultaneous users for different codes

Figure 6 illustrates the variation of the BER as a function of the number of simultaneous connected users for -10dBm of received power and 622 MB/s of data rate. It is clearly observed that when the number of users is greater than 100, the quality of the BER of the proposed code takes good values comparing to the previous codes such as 2D-DEU, 2D-PD, and 2D-BIBD. The BER takes a minimum value is of 10^{-9} supporting 27, 90, 100, 138, and 140 users for 2D-DEU, 2D-PD, 2D-BIBD, 2D-MS and 2D NZCC/ MD (W / S) codes, respectively.

Also, it is clearly shown in Figure 7 that the hybrid 2D NZCC/MD code functions well comparing to 1D NZCC for the same code weight and length that improves the system performance based on the number of the added couplers.

Table 3 summarizes the achieved BER values for different numbers of couplers added to the system structure.

Table 3. BER/user number related to the number of coupler

Number of couplers	2	4	6
BER	10^{-9}	10^{-9}	10^{-9}
Number of users	145	187	430

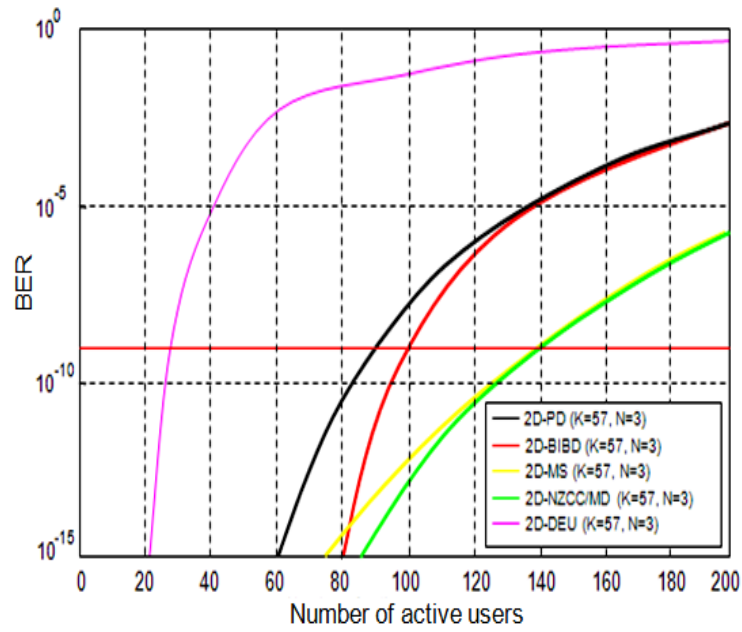


Figure 6. Dependence of BER on number of simultaneous users for different 2D-codes with $K=57$ and $N=3$.

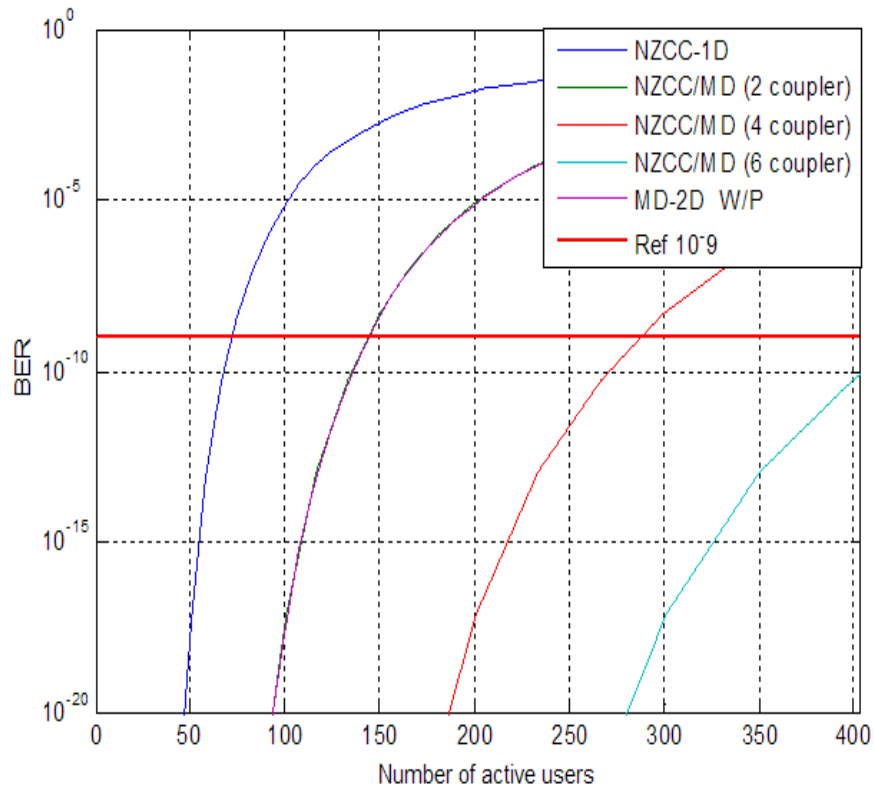


Figure 7. Performance of 2D system for different number of couplers

Figure 8 shows the BER values of the hybrid system for an optical power range received from -30 dBm to 0 dBm. It is shown that for the same BER, adding the couplers allows the detection of low optical power and leads to realize a good transmission for a great distance. According to the

eye diagram represented in Figure 9, a large eye opening is shown that expresses a very low error rate (-19dBm) and good performance favoring the easy implementation of the code in SAC-OCDMA systems.

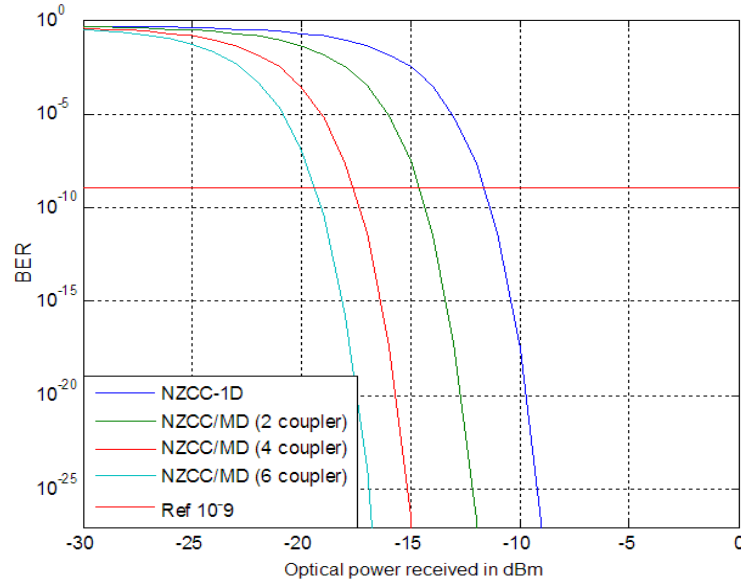
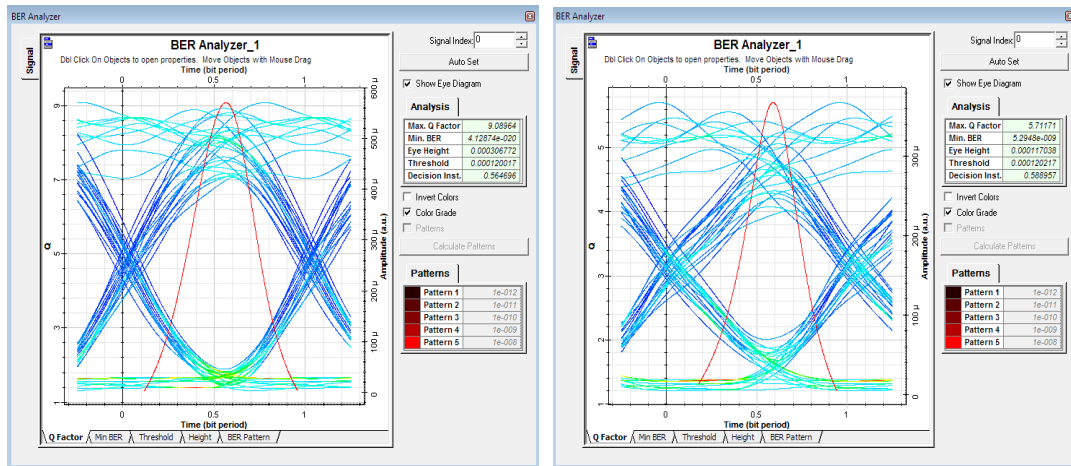


Figure 8. BER versus Psr



20 Km of SMF fiber

25 Km of SMF fiber

Figure 9. Eye diagram of the second user for a data rate equals to 622Mbps.

6. CONCLUSION

This paper presents a new efficient two-dimensional spectral/spatial NZCC/MD code based on non diagonal matrix for SAC-OCDMA systems using SDD detection. Results obtained from calculation and simulation indicate that the developed code leads to a total elimination of the MAI and PIIN noise and provides a large number of simultaneous users. In this context, the system based on hybrid 2D NZCC/MD system outperforms the other systems' performance using 1D NZCC, 2D-PD, 2D-DEU, 2D-BIBD and 2D MD (W/P) codes. This is demonstrated by good BER values related to the number of simultaneous users achieved by the system based on the proposed code. In addition, the hybrid code construction procedures reduce the system structure

complexity for a high number of simultaneous users. The system based on the developed code provides a big data rate and good broadband performance and stills robust for high debit and high simultaneous number of users using couplers and direct detection.

Efficiency of introducing couplers on both permitted users and overall system debit is clearly observed. The more couplers added to the transmission, the more services with high data rates are shared. Each client can receive big data without any interference with the others clients. Each user debit is consequently increased and transmission is more optimized. In short, the proposed code can be highly recommended to be employed within for next generations of passive-active networking systems aiming to provide a two-way communication (up and down) as well as share several services for clients connected over the system that consists a very interesting perspective for the future research axes.

CONFLICT OF INTEREST

The authors declare no conflict of interest.

REFERENCES

- [1] Agarwal, G.P.: Fiber Optic Communication Systems, 3rd edn, pp. 15---19. Wiley, New York (2007).
- [2] Karafolas, Nikos: Optical fiber code division multiple access networks: a review. *Opt. Fiber Technol.* 2, 149---168 (1996).
- [3] Yin, H., Richardson, D.J.: Optical Code Division Multiple Access Communication Networks. Theory and Applications. Springer, Berlin (2009).
- [4] Sarangal, H., Singh, A., Malhotra, J.: Construction and analysis of a novel SAC-OCDMA system with EDW coding using direct detection technique. *J. Opt. Commun.* (2017).
- [5] Ahmed, H.Y.; Zeghid, M.; Imtiaz, W.A.; Sghaier, A. Two-dimensional Fixed Right Shift (FRS) code for SAC-OCDMA systems. *Opt. Fiber Technol.* 2019, 47, 73–87.
- [6] Chang, Y.T.; Huang, J.F.; Yen, C.T.; Wang, C.C.; Cheng, H.C.; Hsu, K.C. A new shared AWG-based OCDMA scheme implemented with time-spreading and wavelength-group-hopping embedded M-sequence code. *Opt. Fiber Technol.* 2010, 16, 114–123.
- [7] Kandouci, C.; Djebbari, A. Design of new hybrid wavelength hopping/time spreading codes for optical CDMA by combining OCC and BIBD ZCC codes. *Optik* 2017, 133, 73–79.
- [8] Aishah, H.; Anuar, M.S.; Aljunid, S.A.; Arief, A.R. Performance evaluation of 2D hybrid code vs 2D M-matrices code in SAC-OCDMA systems. In *Proceedings of the 2013 IEEE 4th International Conference on Photonics (ICP)*, Melaka, Malaysia, 28–30 October 2013; pp. 224–226.
- [9] Najjar, M.; Jellali, N.; Ferchichi, M.; Rezig, H. Spectral/spatial optical CDMA code based on diagonal eigenvalue unity. *Opt. Fiber Technol.* 2017, 38, 61–69.
- [10] Kadhim, R.A.; Fadhil, H.A.; Aljunid, S.A.; Razalli, M.S. A new two dimensional spectral/spatial multi-diagonal code for non coherent optical code division multiple access (OCDMA) Systems. *Opt. Commun.* 2014, 329, 28–33.
- [11] Abdullah, A.R.; Aljunid, S.A.; Safar, A.M.; Nordin, J.M.; Ahmad, R.B. Mitigation of multiple access interference using twodimensional modified double weight codes for optical code division multiple access systems. *Opt. Eng.* 2012, 51, 065007.
- [12] Yazeed A. Al-Sbou.: Wireless Networks Performance Monitoring Based on Passive-active Quality of Service Measurements. *International Journal of Computer Networks & Communications (IJCNC)*, Vol.12, No.6, pp. 15-32, Nov 2020.
- [13] Wataru U., Yasuhiro F. and Takato H.: About Digital Communication Methods For Visible Light Communication. *International Journal of Computer Networks & Communications (IJCNC)*, Vol.13, No.3, pp. 1-13, May 2021.
- [14] Lin, C., Wu, J., Yang, C.: Noncoherent Spatial / Spectral Optical CDMA System With Two-Dimensional Perfect Difference Codes. *Journal Of Light wave technology.* Vol.23, 3966–3980 (2005).

- [15] Jellali, N., Najjar, M., Ferchichi, M., Rezig, H.: Optical Fiber Technology Development of new two-dimensional spectral / spatial code based on dynamic cyclic shift code for OCDMA system. Optical Fiber Technology. 36, 26–32 (2017).
- [16] Sharma, T.; Chehri, A.; Fortier, P.; Yousif Ahmed, H.; Zeghid, M.; A. Imtiaz, W. Optical Code Construction of 2D Spectral/Spatial BIBD Codes for SAC-OCDMA Systems. Appl. Sci. 2021, 11, 783.
- [17] Nisar, Kottakkaran & Sarangal, Himali & Thapar, Simrandeep.. Performance evaluation of newly constructed NZCC for SAC-OCDMA using direct detection technique. Photonic Network Communication. 37. 75–82. 10.1007/s11107-018-0794-4. (2019)
- [18] Nisar, K.S.: Construction of zero cross correlation code using a type of anti-diagonal-identity-column block matrices. Optik 125, 6586---6588 (2014).
- [19] Bouarfa, A., Kandouci, M., Garadi, A. and Djellab, H.. "PIIN Cancellation Using a Novel Receiving Architecture for Spectral/Spatial SAC-OCDMA System" Journal of Optical Communications, vol. 41, no. 3, 2020, pp. 295-304.
- [20] Anuar, M.S., Aljunid, S.A., Saad, N.M., Andonovic, I.: Performance analysis of optical zero cross correlation in OCDMA system. J. Appl. Sci. 7(23), 3819---3822 (2007).

AUTHORS

Mr. Redouane BERBER received the second university degree (M.A) in Electronics from Dr. Tahar Moulay University of Saida, Algeria in 2008. He is an assistant professor and a deputy head of Electronics department at Dr. Tahar Moulay University of Saida, Algeria. His research interests focus especially on electronic components and systems, optical communication, and Networking. He is working on investigating different multiple access techniques.



Pr. Fatima BOUASRIA received the doctor of ES-science degree in Signal Processing And Telecommunications from Djilali Liabès University of Sidi-Bel-Abbès, Alegria in 2009. Currently, she works as a Professor and head of Laboratory of Electronics, Advanced Signal Processing and Microwave at Dr. Tahar Moulay University of Saïda, Algeria. Her research interests include wireless networks, signal processing for telecommunications, multi-carrier code division multi-access (CDMA), channel encoding, and optical communications.



Dr. Mohammed CHETIOUI received the doctorate of ES-science degree in Telecommunications from Abu Bakr Belkaid University of Tlemcen, Algeria in 2018. He is a lecturer at Electronics department of Dr. Tahar Moulay University of Saida, Algeria. His research interests include digital communications, signal processing, microwave circuits and RF systems. He is working on designing passive/active microwave filters based on microstrip technology and accurate optimizations.



Dr. Mehdi Damou received the doctorate of ES-science degree in Telecommunications from Abu Bakr Belkaid University of Tlemcen, Algeria in 2017. He is a lecturer and the Head of Electronics department at Dr. Tahar Moulay University of Saida, Algeria. His research interests include microwave and RF devices and components. He is working on developing antennas designs and microwave filters based on SIW technologies and efficient EM modeling techniques.



Dr. Abdelhakim BOUDKHIL received the doctorate of ES-science degree in Electronics from Abu Bakr Belkaid University of Tlemcen, Algeria in 2018. He is an assistant professor in Electronics department at Dr. Tahar Moulay University of Saida, Algeria. His research experience concerns several fields including digital, optical, microwave, and RF communication systems. His research focuses more on optimizing and developing antennas based on integrated technology and advanced techniques.

