

N° d'ordre Année 2015

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

Université Djillali Liabès de Sidi- Bel-Abbes
Faculté de Technologie
Département D'électronique

Laboratoire de Télécommunications et de Traitement Numérique du Signal

THESE DE DOCTORAT

Pour l'obtention du Diplôme de Doctorat en Sciences

Spécialité: Electronique
Option: Signal et Télécommunications

Présentée par

M. GARADI Ahmed

Contribution à l'étude des codes optiques ZCC : Application au système SAC-OCDMA

Soutenue le : 02/02/2015

Devant le jury composé de :

Professeur	Belbachir Mohamed Faouzi	USTO-MB	Président
Professeur	Djebbari Ali	UDL SBA	Rapporteur
Professeur	Naoum Rafah	UDL SBA	Examineur
Docteur	Borsali Ahmed Riad	UNIV-Tlemcen	Examineur
Professeur	Abdelmalik Taleb Ahmed	UNIV-Valenciennes (France)	Invité

Résumé

Le travail de cette thèse, s'inscrit dans le cadre des réseaux optique, à accès multiple par répartition de code, où la bande passante de la fibre est partagée entre plusieurs utilisateurs.

Dans ce travail, nous présentons tout d'abord, les codes à corrélation nulle que nous avons conçus par les méthodes algébrique et BIBD. Les particularités des codes que nous avons proposés sont analysées et comparées à d'autres codes existants.

Nous étudions l'encodage et le décodage spectral "tout-optique" pour l'accès multiple. En particulier nous analysons de façon précise et complète les performances, en termes de SNR et de BER, d'un système SAC-OCDMA incohérent à détection directe.

Enfin, nous simulons un système SAC-OCDMA tout en mettant en œuvre l'impact des codes proposés sur les performances évaluées par le BER, le facteur Q et le diagramme de l'œil. Nous montrons que les codes que nous avons proposés améliorent considérablement la robustesse du système face aux interférences MAI et aux bruits PIIN, et permettent d'envisager une détection directe, moins onéreuse et simple à implémenter.

Dédicace

*Je dédie ce modeste travail à tous les membres de la famille **Garadi**, pour leur dévouement et leur patience afin d'assurer mon bonheur et ma réussite.*

A mon père

A ma femme

A mes amis

Remerciements

Cette thèse est le résultat des travaux de recherche menés au sein du laboratoire des Télécommunications et Traitement numérique du signal (LTTNS).

Je tiens à exprimer ma profonde gratitude à mon directeur de thèse professeur A. Djebbari, pour m'avoir proposé ce riche sujet et d'en avoir assuré la direction. En effet, Ali Djebbari à toujours maintenue une ambiance amicale ce qui ma permis d'apprendre non seulement sur le plans scientifique mais aussi sur le plan socioculturel.

J'exprime ma reconnaissance aux professeurs **Belbachir Mohamed Faouzi**, **Naoum Rafah** et **Abdelmalik Taleb Ahmed** et au docteur **Borsali Ahmed Riad** pour avoir acceptés de juger mon travail.

Table des matières

Résumé	i
Dédicace	ii
Remerciement	iii
Liste des matières	iv
Liste des figures	vi
Liste des tableaux	viii
Liste des abréviations	ix
Introduction générale	1
Chapitre I. Techniques de multiplexage optique	
I.1 Introduction.....	4
I.2 L'accès multiple par répartition dans le temps.....	5
I.2.1 L'accès multiple à répartition de temps électrique (ETDMA).....	5
I.2.2 L'accès multiple à répartition de temps optique (OTDMA).....	6
I.3 L'accès multiple à répartition en fréquence FDMA.....	7
I.4 L'accès multiple par répartition de longueurs d'onde.....	8
I.5 L'accès multiple par répartition de code CDMA.....	9
I.6 Architecture d'OCDMA.....	10
I.6.1 Les différentes approches de l'OCDMA.....	10
I.6.2 Définition du SAC-OCDMA.....	12
I.6.2.1 Encodage avec masque d'amplitude.....	12
I.6.2.2 Encodage avec l'utilisation d'AWG.....	13
I.6.2.3 Utilisation de réseaux de Bragg.....	14
I.6.2.4 Encodage à l'aide de démultiplexeurs et multiplexeurs optiques.....	14
I.6.3 Modulateur Mach-Zehnder.....	15
I.6.4 Décodage en SAC-OCDMA.....	16
I.6.4.1 Détection balancée par la méthode complémentaire.....	16
I.6.4.2 Méthode de détection spectrale directe.....	17
I.6.4.3 Méthode de détection dite « AND soustraction ».....	17
I.6.5 Bruit en SAC-OCDMA incohérent.....	18
I.6.5.1 Bruit thermique.....	19
I.6.5.2 Bruit d'intensité.....	19
I.6.5.3 Bruit de grenaille.....	19
I.6.5.4 Bruit d'intensité induit par la phase.....	20

I.7 Conclusion.....	21
Chapitre II. Les séquences d'étalements	
II.1 Introduction.....	22
II.2 Construction de codes bipolaires.....	23
II.3 Construction de codes optiques unipolaires.....	24
II.4 Les code avec inter corrélation nulle ZCC.....	31
II.4.1 Construction des codes DW.....	31
II.4.2 Modification des codes DW.....	32
II.4.3 Critère de construction des codes ZCC.....	33
II.5 Méthodes proposées.....	34
II.5.1 Premier méthode.....	34
II.5.2 Deuxième méthode.....	35
II.5.3 Comparaison avec d'autres méthodes.....	36
II.6 Conclusion.....	38
Chapitre III. Simulation d'un système "Tout-Optique" SAC-OCDMA	
III.1 introduction.....	39
III.2 Calcul du SNR pour un système SAC-OCDMA avec détection directe	39
III.2.1 Expression du BER.....	40
III.2.2 Calcul du photo-courant.....	40
III.2.3 Calcul de la variance du bruit.....	42
III.3 Simulation du système SAC-OCDMA.....	45
III.3.1 Configuration mono-utilisateur.....	45
III.3.1.1 La source optique LED.....	47
III.3.1.2 Calcul des paramètres de simulation.....	48
III.3.1.3 Coté émission.....	49
III.3.2 Signaux obtenus à la sortie de chaque bloc.....	49
III.3.2.1 Démultiplexeur WDM.....	49
III.3.2.2 Multiplexeur WDM.....	50
III.3.2.3 La fibre optique.....	50
III.3.2.4 La photo détecteur.....	51
III.3.2.5 Seuil de décision.....	52
III.3.2.6 Le BER.....	53
III.3.2.7 Diagramme de l'œil.....	54
III.3.3 Configuration multi-utilisateurs.....	55
III.3.3.1 Combinateur de puissance.....	55
III.3.3.2 Diviseur de puissance.....	56
III.3.3.3 Le filtre optique de Bessel.....	56
III.4 Résultats de simulation.....	57
III.5 Conclusion.....	58
Conclusion générale.....	59
Annexe A.....	61
Annexe B.....	63
Annexe C.....	66
Bibliographie.....	69
Publications.....	73

Liste des figures

I.1	Le TDMA, accès multiple à répartition dans le temps	5
I.2	a) Canal ETDMA, émetteur, b) Canal ETDMA, récepteur.	6
I.3	a) Canal OTDMA, émetteur b) Canal OTDMA, récepteur.	7
I.4	FDMA L'accès multiple à répartition en fréquence	8
I.5	Le WDMA, accès multiple à répartition en longueur d'onde.	8
I.6	Diagramme du codage des données d'un utilisateur.....	10
I.7	OCDMA avec émetteurs et récepteurs optiques en configuration en étoile.	10
I.8	Technique de codage spectrale en SAC-OCDMA.	12
I.9	Encodage SAC-OCDMA effectué avec un masque d'amplitude	13
I.10	Encodage SAC-OCDMA à base d'AWG	14
I.11	Réseaux de Bragg utilisés en transmission pour encodage SAC-OCDMA	14
I.12	Encodage SAC-OCDMA pour 2 utilisateurs à base d'un démultiplexeur et de deux multiplexeurs	15
I.13	Principe de fonctionnement du modulateur Mach-Zehnder.....	16
I.14	Récepteur pour un signal SAC-OCDMA ayant le code i.....	17
I.15	Méthode de détection spectrale directe.	18
I.16	Méthode de détection AND soustraction.	19
II.1	Codage d'une donnée '1' et d'une donnée '0'.	25
II.2	Fonction d'auto-corrélation du code OOC [1 3 5 8].	27
II.3	Fonction d'inter-corrélation entre les codes OOC [1 3 5 8] et [1 2 4 7].	28
II.4	Auto-corrélation a) code C_1 b) code C_2	30
II.5	Inter-corrélation des codes C_1 et C_2	31
III.1	Fonction échelon unité $U\left[v - \left(v_0 - \frac{\Delta v}{2}\right)\right]$	41
III.2	Fonction échelon unité $-U\left[v - \left(v_0 - \frac{\Delta v}{2}\right)\right]$	41
III.3	Fonction porte représentant le chip de la position $i=1$	41
III.4	BER en fonction du nombre d'utilisateurs.....	44
III.5	Configuration mono-utilisateur sous Optisystem 9.0.....	46
III.6	Séquence de données	46
III.7	Configuration du générateur PRBS.	47
III.8	La bande de la source lumineuse	48
III.9	Paramètres de simulation.....	49
III.10	Coté émission du system SAC-OCDMA	50
III.11	Longueur d'onde sélectionnée 1552.07 nm	50
III.12	Signature spectrale du code C_1	51
III.13	Puissance optique avant après émission.....	51

III.14	Le signal électrique à la sortie du photodétecteur.....	51
III.15	Le seuil de décision	52
III.16	Le signal électrique après filtrage de mise en forme	53
III.17	Evolution du seuil de décision durant le temps bit	53
III.18	Evolution du BER durant le temps bit	54
III.19	Evolution de facteur Q durant le temps bit.....	54
III.20	Diagramme de l'œil.....	55
III.21	Configuration multi-utilisateur SAC-OCDMA sous Optisystem 9.0.....	55
III.22	Signature spectrale à la sortie du combineur de puissance	56
III.23	Sorties combinées des filtres de Bessel.....	57
III.24	Evolution du BER du premier utilisateur durant le temps bit.....	57
C.1	diagramme de l'œil.....	58
C.2	Evolution du BER mono utilisateur durant le temps bit.....	60
C.3	Evolution du BER multi utilisateur durant le temps bit.....	61

Liste des tableaux

II.1	Les positions des ‘1’ dans la matrices des codes	36
II.2	Comparaison entre les différents codes ZCC.....	37
III.1	Paramètres utilisés dans le calcul numérique	44
III.2	Code ZCC [16]	45
III.3	Code ZCC [17].....	45
III.4	Les puissances à la sortie du codeur et du décodeur	47

Liste des abréviations

ADSL	Asymmetric Digital Subscriber Line.
PON	Passive Optical Network.
TDMA	Time Division Multiple Access.
FDMA	Frequency Division Multiple Access.
WDM	Wavelength Division Multiplexing.
IDMA	Interleave Division Multiple Access.
CDMA	Code Division Multiple Access.
MAI	Multiple Access Interference.
SAC	Spectral Amplitude Coding.
OCDMA	Optical Code Division Multiple Access.
GSM	Global System for Mobile Communications.
ETDM	Electrical Time Division Multiplexing.
OTDM	Optical Time Division Multiplexing.
DWDMA	Dense Wavelength Division Multiple Access.
DS	Direct Sequence.
TPE	Temporal Phase Encoded.
SPE	Spectral Phase Encoding .
FEC	Forward Error Correction.
ESE	Elementary Signal Estimator.
DEC	DECodeur.
ENC	ENCodeur .
LED	Light Emitting Diode.
MZ	Mach-Zehnder.
BER	Bit Error rate.
OOC	Optical Orthogonal Codes.
PN	Pseudo Noise.
ZCC	Zero Cross Correlation.
BIBD	Balanced Incomplete Block Design.
PIIN	Phase Induced Intensity Noise.

NRZ	Non Return to Zero.
SNR	Signal to Noise Ratio.
MD	Multi Diagonal.

Introduction générale

La communication par fibre optique joue un rôle vital dans le développement des systèmes de télécommunications à haute qualité et haute vitesse. C'est une méthode de transmission des informations d'un point à un autre par l'émission de la lumière à travers une fibre optique.

Les grands avantages de la communication par fibre optique sont une rapidité supérieure à celle de l'ADSL, qui est de 4 km/h, large capacité et la fiabilité de l'utilisation de la bande de la fibre optique.

La grande bande passante des systèmes de communications par fibre optique (estimée de l'ordre du Thz) permet l'utilisation des techniques d'accès multiple.

Pour bénéficier de l'avantage de la fibre optique, un parmi les concepts de base des communications optiques est la transmission des données de plusieurs usagers simultanément sur le même canal de communication. Il existe deux modes dans le cas d'une transmission multiutilisateurs: Synchrones et Asynchrones. Lors d'une transmission asynchrone, le réseau d'accès est aléatoire, il s'agit d'une transmission avec retard entre les différents utilisateurs. Cependant, dans le cas d'une transmission synchrone, les données de tous les utilisateurs sont transmises au même temps.

L'OCDMA (Optical Code Division Multiple Access) synchrone est appliquée dans les protocoles internet (IP : Internet Protocol) et les réseaux optiques passifs (PON : Passive Optical Network) permet le partage de la bande disponible entre plusieurs utilisateurs.

Les techniques d'accès multiple connues à ce jour telles que l'accès par répartition de temps (TDMA : Time Division Multiple Access), l'accès multiple par répartition de fréquences (FDMA : Frequency Division Multiple Access), le multiplexage par longueur d'onde (WDM : Wavelength Division Multiplexing), le multiplexage IDMA (Interleave Division Multiple Access) et l'accès multiple par répartition de code (CDMA : Code Division Multiple Access), sont employées pour le partage des ressources entre utilisateurs dans les systèmes de communications optiques.

La technique CDMA 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. Pour le CDMA

hertzien, les codes utilisés sont bipolaires, c'est-à-dire constitués de '-1' et de '1'. Cependant, cette bipolarité est complexe et onéreuse à conserver pour les communications OCDMA. Nous nous sommes donc intéressés à des systèmes incohérents utilisant des codes unipolaires, facilement réalisables par modulation de la puissance optique émise appelée transmission tout ou rien. En conséquence, le signal d'un utilisateur subit des interférences dues aux autres utilisateurs, appelées Interférences d'Accès Multiple (MAI : Multiple Access Interference).

L'OCDMA souffre, en plus de MAI, d'autres types de bruits comme, le bruit d'intensité induit de phase (PIIN : Phase induced intensity noise), le bruit thermique (Thermal noise) et le bruit de grenaille (shot noise).

Le PIIN est lié aux MAI dues au recouvrement spectral des différents utilisateurs. La solution suggérée pour étouffer le MAI et par conséquent le PIIN dans le système SAC-OCDMA est l'utilisation des codes possédant une intercorrélacion nulle, dénommés ZCC (Zero Cross Correlation). Les méthodes les plus privilégiées pour la construction des codes ZCC doivent être simples, flexibles et garantissant :

- Une grande capacité (grand nombre de codes ou d'utilisateurs) ;
- Une faible longueur du code (évitant l'utilisation des filtres à bande étroite à la réception).

Dans ce travail, nous nous intéressons à une situation d'une transmission synchrone, cas du système SAC-OCDMA à détection directe pour K utilisateurs actifs. Nous proposons deux nouvelles méthodes de construction des codes ZCC, qui vont conférer de nombreux avantages dont la suppression totale des interférences MAI et du bruit PIIN. Nous allons analyser aussi, de façon précise et complète les performances du dit système associé à une détection directe, en termes de SNR et de BER.

Cette thèse est organisée comme suit :

Le premier chapitre introduit les différentes notions sur les techniques de multiplexage. Les techniques d'accès multiples utilisées dans les systèmes de communications optiques seront présentées. Un accent particulier sera mis sur le principe du codage spectral d'amplitude, tout en mentionnant les différentes techniques de détections ainsi que les bruits observés.

Le deuxième chapitre est consacré à l'étude des séquences des codes utilisées en OCDMA. Les codes bipolaires, les différentes familles des codes unipolaires et les

familles de codes ZCC sont présentés. Nous proposons deux nouvelles méthodes de construction des codes ZCC ; la première est basée sur une méthode algébrique, quant à la deuxième, elle est basée sur l'algorithme dit BIBD (Balanced incomplete block design). Une étude comparative des méthodes que nous avons proposées par rapport à d'autres, est effectuée en mettant en relief les avantages et les inconvénients de chacune.

Dans le troisième chapitre, nous présentons l'analyse théorique du système SAC-OCDMA à détection directe, où le calcul du rapport signal à bruit et du taux d'erreur binaire, associé aux codes ZCC que nous avons proposés et à d'autres codes, est effectué de façon précise et complète contrairement aux études précédentes. Nous évaluons les performances en termes de BER et nous montrons l'avantage des codes que nous avons proposés par rapport aux autres codes. Enfin, nous exposons les résultats de simulation du système SAC-OCDMA, utilisant les codes proposés avec un poids égal à quatre, implémenté sous le logiciel Optisystem version 9.0 pour cinq utilisateurs.

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

Chapitre I

Techniques de multiplexage optique

I.1 Introduction

La bande passante des fibres optiques permet théoriquement l'établissement de systèmes de transmission à des débits très élevés. Cependant, le traitement électronique des données à l'émission et à la réception, impose des limitations en termes de débits, dues aux composants électroniques dont la bande passante reste bien au-dessous de celle accessible par l'optique [1].

L'augmentation du nombre d'utilisateurs et de la quantité d'informations échangées dans les réseaux de communication a poussé au développement de solutions pour augmenter la capacité des réseaux, et profiter de l'avantage en bande qu'offre la fibre optique. Des techniques de multiplexage ont ainsi été développées, chacune permettant de transmettre N signaux de débit D sur le même canal, ce qui équivaut à la transmission d'un signal global de débit $N \times D$ [2]. Ces techniques de multiplexage doivent néanmoins respecter la condition nécessaire de pouvoir restituer les données propres à chaque utilisateur après leur transmission sans créer d'interférences entre les données des différents utilisateurs. Pour cela, le signal physique représentant les données de chaque utilisateur se distingue des autres signaux par sa bande spectrale, sa propre fenêtre temporelle ou encore son propre code. Ceci permet alors de les séparer finalement avec des techniques de démultiplexage appropriées.

Donc dans ce premier chapitre nous présentons d'une façon générale les différents types de multiplexage qui sont utilisés dans les systèmes optiques, l'accès multiple par répartition dans le temps, L'accès multiple à répartition en fréquence, l'accès multiple par longueur d'onde, et l'accès multiple par répartition de code CDMA. Nous présentons aussi, les différentes catégories de l'OCDMA et plus particulièrement les méthodes d'encodage et de décodage en amplitude du système SAC-OCDMA, ainsi que les bruits dont souffre ce dernier.

I.2 L'accès multiple par répartition dans le temps (TDMA)

Première méthode utilisée en communication optique, le TDMA est fondé sur la transmission sur une même bande de fréquence des signaux provenant de plusieurs utilisateurs. Chaque utilisateur dispose d'une courte période de temps (un slot) [3], [4]. Le fonctionnement du système apparaît sur la figure I.1 [5].

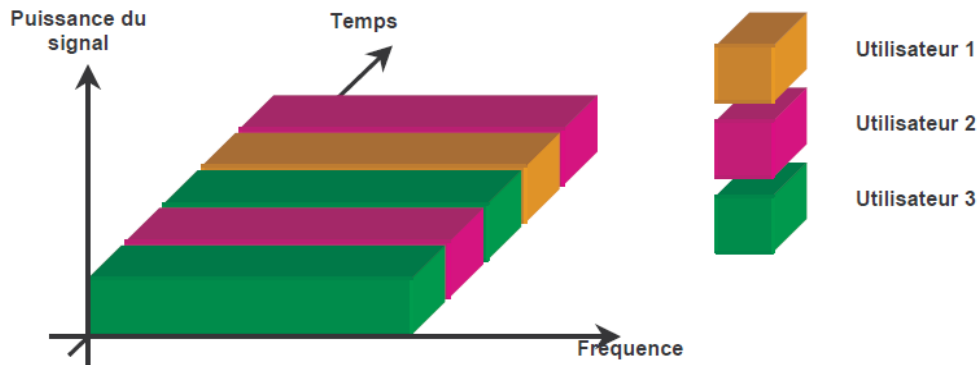


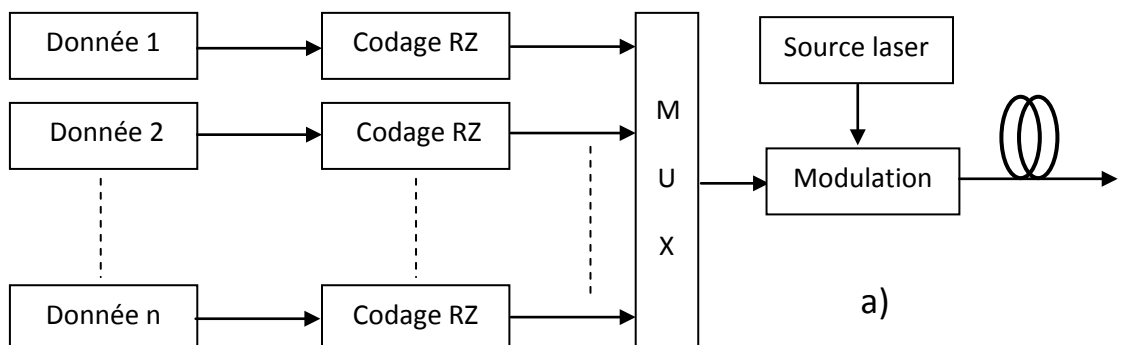
Figure I.1 Le TDMA, accès multiple à répartition dans le temps [5]

La téléphonie fixe utilise ce type de partage qu'on retrouve en téléphonie mobile GSM (Global System for Mobile communications) sous forme de huit sous-canaux à l'intérieur de chacune des bandes de fréquence (originellement un canal) allouées aux opérateurs de téléphonie [3].

On peut dénombrer deux implémentations optiques de ce type de multiplexage : ETDM (pour Electrical Time Division Multiplexing) qui suppose que le multiplexage et le démultiplexage soient réalisés de manière électronique, et OTDM (pour Optical Time Division Multiplexing), qui suppose que le multiplexage et le démultiplexage soient réalisés en optique.

I.2.1 L'accès multiple à répartition de temps électrique (ETDMA)

Les signaux provenant de chaque utilisateur du support optique sont multiplexés de manière électronique, le signal résultant servant à moduler une source laser.



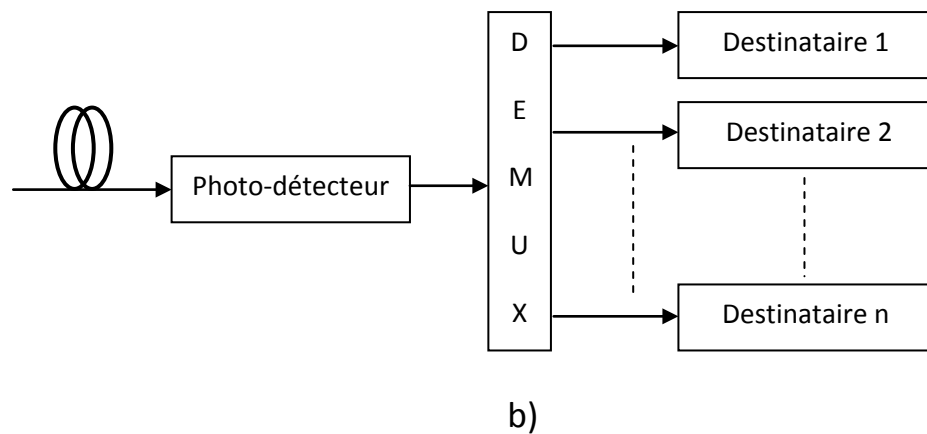


Figure I.2 a) Canal ETDMA, émetteur, b) Canal ETDMA, récepteur

La fréquence maximum du signal résultant, généré de manière électronique, sera donc limitée par les possibilités de l'électronique (quelques dizaines de gigahertz). En fonction du nombre de canaux, la fréquence autorisée pour chaque canal sera d'autant plus réduite.

L'implémentation pose un problème de synchronisation : les canaux devront être pilotés par une horloge commune ou utiliser des systèmes complexes de synchronisation. De plus, il faut prendre en compte la latence nécessaire à l'attribution des slots par le nœud central du réseau, prévoir des marges de sécurité, des dispositifs compensateurs pour éviter que les signaux ne se chevauchent, ce qui pénalise encore les performances globales [6]. Toutefois, les techniques électroniques étant beaucoup plus développées que les techniques optiques, l'ETDMA est réalisable à plus faible coût que la version optique de partage temporel.

I.2.2 L'accès multiple à répartition de temps optique (OTDMA)

Dans un système OTDMA, le multiplexage est réalisé de façon optique : on s'affranchit alors de la limite en fréquence de l'électronique que l'on ne retrouvera qu'au niveau de chaque canal à multiplexer.

Un exemple d'implémentation OTDMA est présenté sur la figure 1.3 : une source laser produit des impulsions très courtes. Le faisceau est divisé en N sous-faisceaux par un diviseur de puissance optique, envoyés sur N fibres équipées de lignes à retard. Le signal arrivant sur la fibre $i = 0$ n'est pas retardé, le retard $\Delta(i)$ appliqué sur chacune des fibres est $\Delta t(i) = i \times \Delta t$, Δt étant le retard apporté par une boucle de ligne à retard. Chaque sous faisceau est ensuite modulé par les données utilisateurs puis recombinaison dans un coupleur optique. Les slots utilisateurs ont une durée Δt , la période de la trame OTDMA est $N \times \Delta t$, avec N le nombre de sources modulantes.

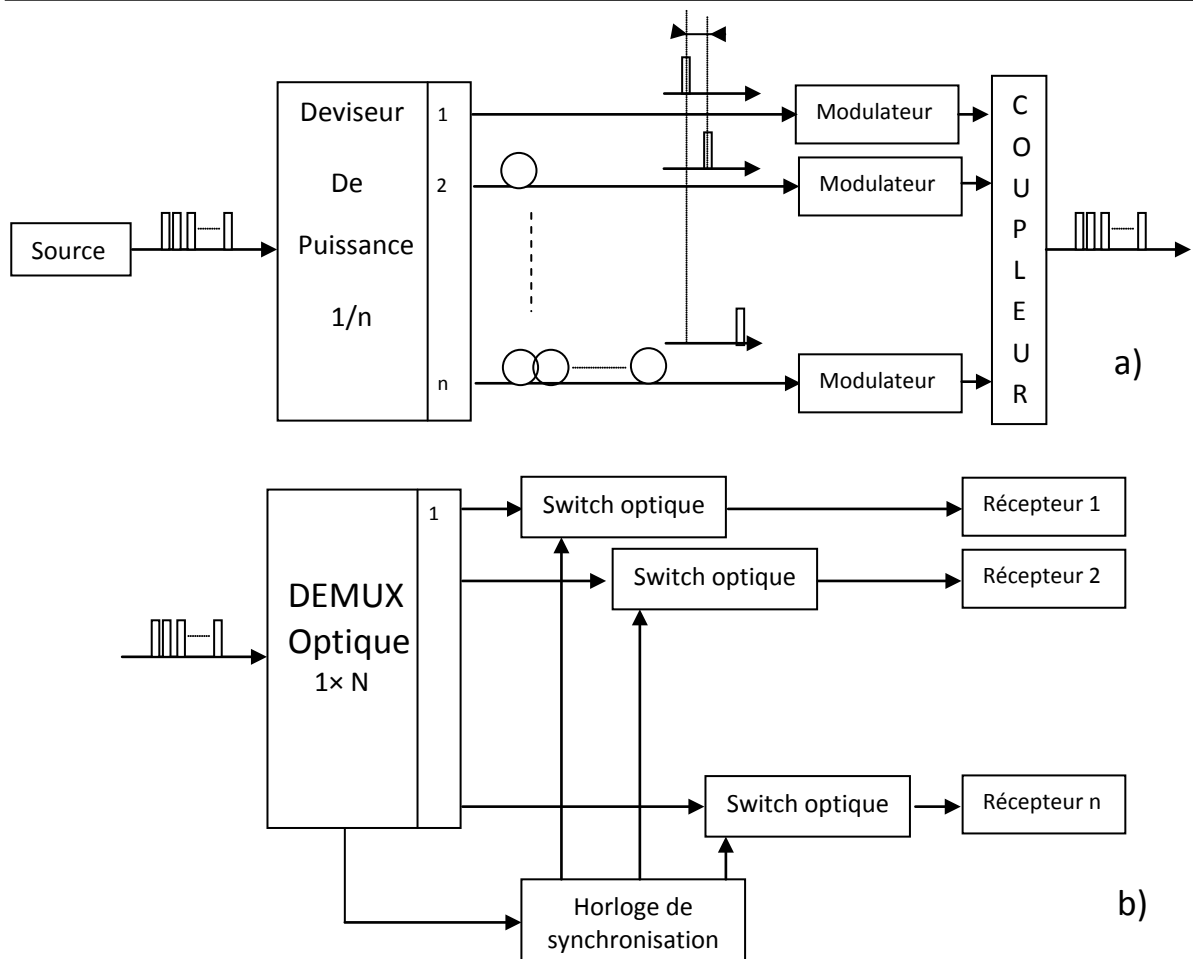


Figure I.3 [4] a) Canal OTDMA, émetteur, b) Canal OTDMA, récepteur

Pour récupérer en réception par démultiplexage temporel les informations d'un utilisateur, le système nécessite un signal de synchronisation du rythme des données émises T_b [6].

La réalisation des composants optiques effectuant le multiplexage OTDMA n'est pas simple (elle augmente naturellement en complexité avec le nombre de canaux à traiter), ce qui a une incidence en terme de coût. Les performances d'un réseau OTDMA sont légèrement supérieures à celles de l'ETDMA, grâce à une moindre interférence inter-symboles et un bruit moins important [7].

En pratique, les très hauts débits atteints par multiplexage temporel en optique (de l'ordre de 160 gigabits par seconde) le sont grâce à une implémentation hybride ETDMA/OTDMA : plusieurs signaux sont tout d'abord multiplexés de manière électronique afin de former un premier canal (à la fréquence maximale permise par l'électronique), puis l'ensemble des canaux est envoyé à un multiplexeur optique à lignes à retards [4].

I.3 L'accès multiple à répartition en fréquence (FDMA)

Le système FDMA est le plus ancien des procédés de multiplexage, sans doute pour des raisons de faisabilité technologique. Les transmissions hertziennes demandant déjà un

décalage en fréquence du spectre (modulation), il était tout naturel d'utiliser plusieurs valeurs de décalage pour transmettre plusieurs messages en même temps. Ce multiplexage est fondé sur le découpage d'une bande de fréquences et d'allouer chaque portion de spectre à chacun des utilisateurs, voir figure 1.4. Les systèmes FDMA sont très largement répandus en sur câble et en radiofréquence [8].

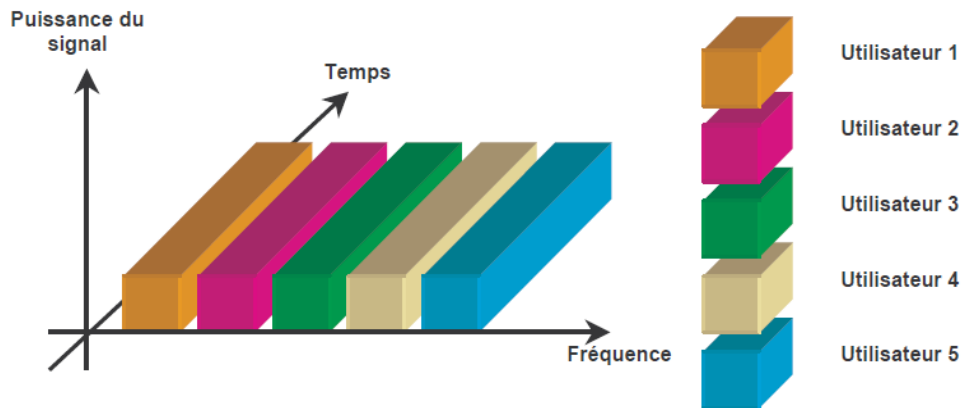


Figure I.4 FDMA L'accès multiple à répartition en fréquence [5]

1.4 L'accès multiple par répartition de longueurs d'onde (WDMA)

L'adaptation en optique de cette technique est l'accès multiple par longueur d'onde, dont le schéma est donné sur la figure 1.5.

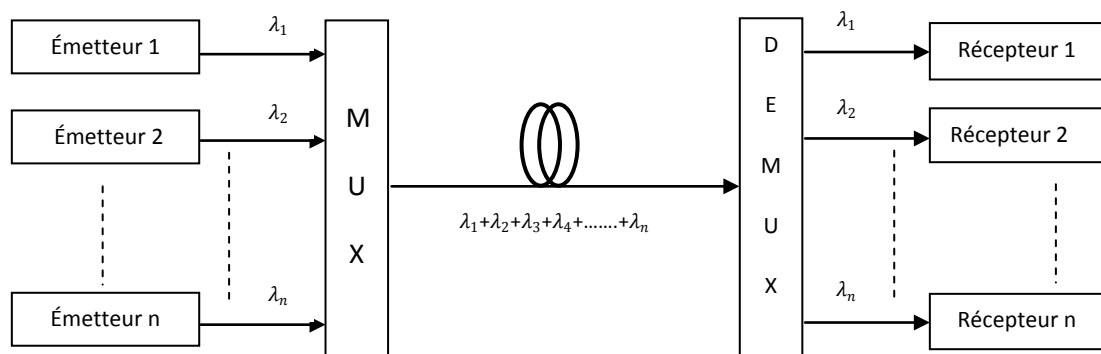


Figure I.5 Le WDMA, accès multiple à répartition en longueur d'onde

Une longueur d'onde est attribuée à un utilisateur, l'ensemble des utilisateurs communique dans une fenêtre fréquentielle donnée : En télécommunications, on considère souvent des fenêtres de largeur 40 nm correspondant par exemple à 50 longueurs d'ondes espacées de 0,8 nm. De la formule reliant la longueur d'onde de propagation à la vitesse de la lumière dans le vide, un écart de 0,8 nanomètres correspond à 100 gigahertz pour une longueur d'onde centrale 1.55 micromètres. Actuellement, on peut doubler le nombre de canaux et multiplexer sur une fibre optique 100 canaux qui seront alors espacés de 50 gigahertz par entrelacement des longueurs d'onde. Dans un tel système, chaque canal

Figure I.6 Diagramme du codage des données d'un utilisateur

Cependant, tous les utilisateurs exploitent la même bande spectrale, mais leurs données transmises se distinguent par le code propre à chaque utilisateur, ce qui permet d'éviter les interférences d'accès multiples, à condition que les codes utilisés soient orthogonaux [4].

Les avantages du CDMA comme technique d'accès multiple dans le domaine des radiofréquences ont incité les chercheurs et les techniciens des télécommunications à envisager l'importation du CDMA dans le domaine optique et photonique [8].

I.6 Architecture d'OCDMA

L'OCDMA est basée sur deux domaines de transmission des données : temporelle et spectrale, dans le domaine temporelle les données sont étalées électriquement (réseau partiellement optique) et dans le domaine optique c'est la conception de l'encodeur optique qui détermine de manière matérielle le code utilisé (réseau tout optique).

La figure I.7, représente un système CDMA tout optique type réseau en étoile. Le signal issu de la source de données, optique ou électronique activant une source optique, étalé à l'aide du code de l'utilisateur. La séquence est couplée avec les données des autres utilisateurs du système, le signal résultant transmis via une fibre optique. A la réception, le signal reçu est comparé avec les codes de tous les utilisateurs pour estimer la donnée émise.

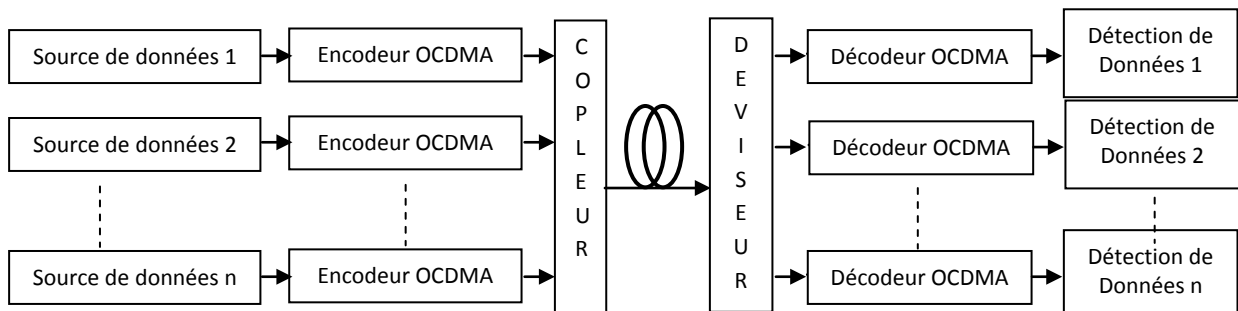


Figure I.7 OCDMA avec émetteurs et récepteurs optiques en configuration en étoile

L'adressage se fait de manière implicite dans le codage, puisque l'ensemble des récepteurs reçoit le message et seul le récepteur concerné possède la clé qui lui permet d'accéder à la donnée qui lui est destinée.

I.6.1 Les différentes approches de l'OCDMA

Le système OCDMA peut être divisé dans deux catégories [4]:

1. Système cohérent.
2. Système incohérent.

Dans un système cohérent le code d'un utilisateur donné est généralement réalisé par le codage de phase du champ de signal optique. Dans ce cas le code utilisé est bipolaire. Le système incohérent se fonde typiquement sur le code modulé par amplitude. Dans ce cas le code est unipolaire.

Les avancées dans le domaine de la technique OCDMA ont permis l'élaboration de divers procédés d'encodage. On distingue toutefois deux approches distinctes : la première est une approche unidimensionnelle du procédé d'encodage (codes à une dimension (1D) et la seconde une approche multidimensionnelle faisant appel à des codes 2D et 3D).

Dans le cas des systèmes OCDMA 1D, le codage est effectué dans le domaine temporel ou dans le domaine spectral. Les types d'encodage existants dans le domaine temporel sont [3] [4] :

- L'encodage à séquence directe (DS-OCDMA): Direct Séquence OCDMA) : cette technique OCDMA est ainsi nommée car chaque bit de données est directement modulé en amplitude par la séquence d'un code (on procède à une multiplication entre le bit de données à transmettre et le code de l'utilisateur correspondant).
- L'encodage temporel en phase (TPE-OCDMA : Temporal Phase Encoded OCDMA) : cette technique consiste à effectuer une modulation de la phase du champ optique portant les données utilisateurs.

Les principales méthodes d'encodage spectral sont les suivantes [5], [6] :

- L'encodage spectral en amplitude (SAC ; Spectral Amplitude Coding) : la méthode d'encodage est une modulation d'amplitude du spectre des données des utilisateurs.
- L'encodage spectral en phase (SPE-OCDMA : Spectral Phase Encoding OCDMA): celui-ci consiste en une modulation de la phase dans le domaine spectral des données des utilisateurs.

Les systèmes OCDMA à 2 dimensions mettent en œuvre à la fois les dimensions spectrale et temporelle pour effectuer l'encodage [7] - [9]. Les méthodes les plus étudiées sont :

- L'encodage à saut de fréquence (FH-OCDMA : Frequency Hopping OCDMA) : les chips composant les codes à saut de fréquence ne sont pas transmis sur une fréquence fixe, mais sur des fréquences différentes qui changent au cours du temps, à l'intérieur du temps bit, selon le code à 2 dimensions (temps et fréquence) utilisé.
- L'encodage à saut de temps (TH-OCDMA : Time Hopping OCDMA) : Cette technique est basée sur le DS-OCDMA, auquel s'ajoute une dimension supplémentaire dans le temps : des intervalles temporels (longs, de plusieurs temps bits) sont alloués à chaque utilisateur, qui n'émettra que pendant ces intervalles,

lesquels peuvent être définis de manière fixe, aléatoire, voire pseudo-aléatoire par des séquences de codes. Ces discontinuités sont assimilables à des sauts temporels.

Le système SAC-OCDMA contient une source de lumière incohérente ou cohérente, dépend des codes utilisés pour l'étalement, à large bande divisée sur N utilisateurs. C'est une transmission tout optique.

I.6.2 Définition du 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 I.8 chaque code d'utilisateur se verra attribuer une combinaison de longueur d'onde bien spécifique.

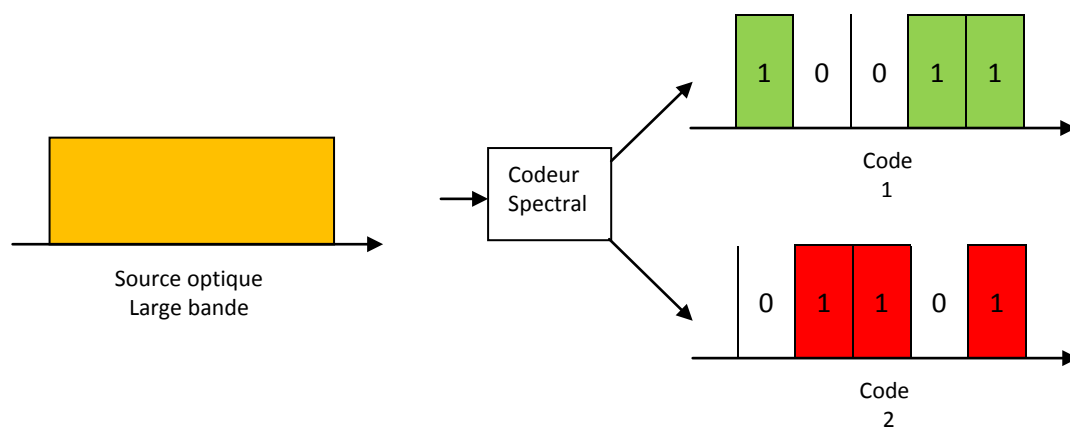


Figure I.8 Technique de codage spectrale en SAC-OCDMA

Une source large bande incohérente émet un spectre. L'encodeur a pour rôle d'assigner une signature spectrale unique à chaque usager comme l'illustre la figure I.8, à titre d'exemple : en vert l'utilisateur 1 dont le code est « 10011 », et en rouge l'utilisateur 2 dont le code est « 01101 ». Ils existent plusieurs technologies utilisées pour l'encodage :

I.6.2.1 Encodage avec masque d'amplitude

Cette première méthode a été proposée en 1990 [2], le principe de fonctionnement de cette méthode est présenté dans la figure I.9 Le rôle du premier réseau de diffraction est de séparer angulairement les différentes composantes fréquentielles. Ce réseau est placé au point focal d'une lentille f_1 afin de rejeter le point image à l'infini. Un masque d'amplitude est inséré dans un plan orthogonal à l'axe de propagation et permet de supprimer les composantes spectrales voulues. Une autre lentille f_2 associée au deuxième réseau de diffraction recombine les composantes spectrales restantes.

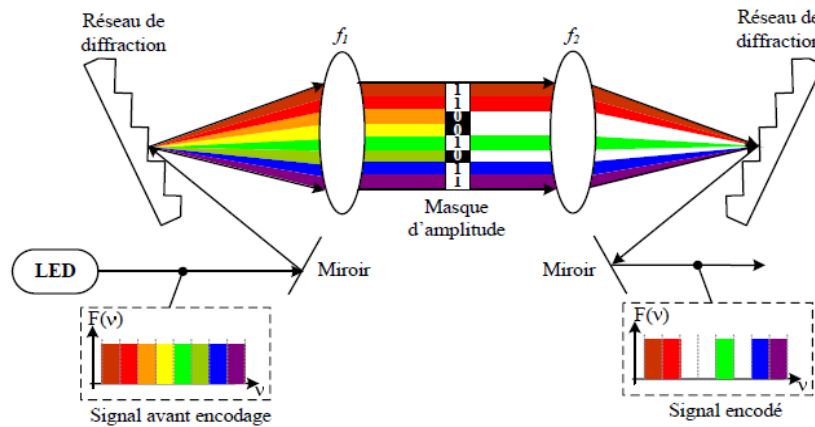


Figure I.9 Encodage SAC-OCDMA effectué avec un masque d'amplitude [3]

Les désavantages de cette technique sont [2] :

- la propagation en air libre ce qui implique des alignements optiques précis, sensibles aux vibrations, aux fluctuations de température, . . .).
- l'utilisation des réseaux de diffraction (coûteux et fragiles)
- les pertes non négligeables (11 dB).
- l'encombrement (miniaturisation difficile).

I.6.2.2 Encodage avec l'utilisation d'AWG (Arrayed Waveguide Grating ou réseau sélectif planaire).

Le principe est d'utiliser une cascade de deux AWGs $1 \times N$ comme le montre la figure I.10. À la sortie de chaque branche du premier AWG, nous retrouvons une tranche spectrale déterminée. En branchant uniquement certaines fibres aux N entrées du deuxième AWG, il est ainsi possible d'obtenir un code spectral [5].

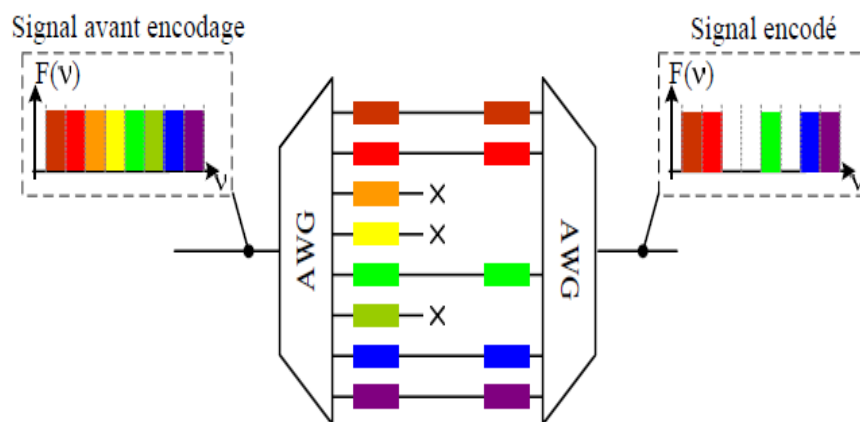


Figure I.10 Encodage SAC-OCDMA à base d'AWG [3]

Cette technique est intéressante, car elle utilise des composants déjà éprouvés sur le terrain dans les systèmes WDM mais nécessite tout de même deux AWGs à l'encodage pour chaque utilisateur [2].

I.6.2.3 Utilisation de réseaux de Bragg

Le principe physique d'un réseau de Bragg consiste en une variation périodique de l'indice de réfraction (du cœur de la fibre dans notre cas) afin de créer des phénomènes d'interférences et ainsi d'obtenir un composant sélectif spectralement. Il est donc possible de réaliser un montage SAC-OCDMA à base de réseaux de Bragg comme le montre la figure I.11. Chacun des réseaux de Bragg permet de supprimer une bande de fréquences qui n'est pas contenue dans le code SAC-OCDMA.

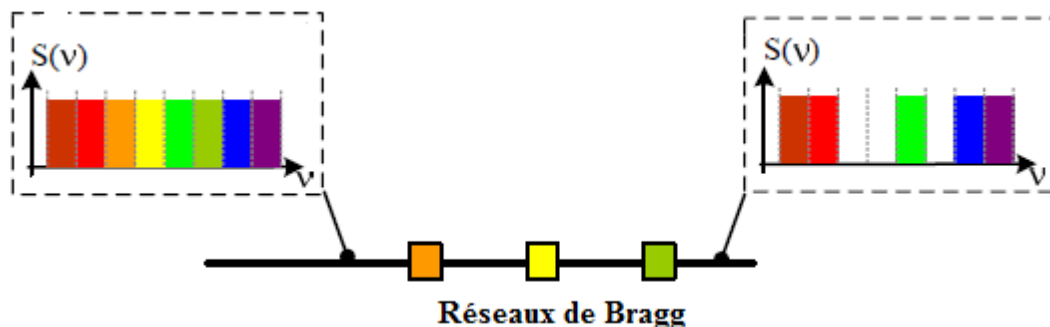


Figure I.11 Réseaux de Bragg utilisés en transmission pour encodage SAC-OCDMA [3]

I.6.2.4 Encodage à l'aide de démultiplexeurs et multiplexeurs optiques

C'est la technique la plus utilisée à ce jour [2], son principe étant assez simple. Le spectre large bande de la LED est divisée en plusieurs longueurs d'ondes de largeur égale à la l'aide d'un démultiplexeur. A partir des sorties de ce dernier, chaque utilisateur pourra rassembler les longueurs d'onde qui constituent sa signature spectrale à la l'aide d'un multiplexeur comme l'illustre la figure I.12 (Le nombre d'entrées du multiplexeur est égal au nombre de longueurs d'onde qui constituent la signature spectrale).

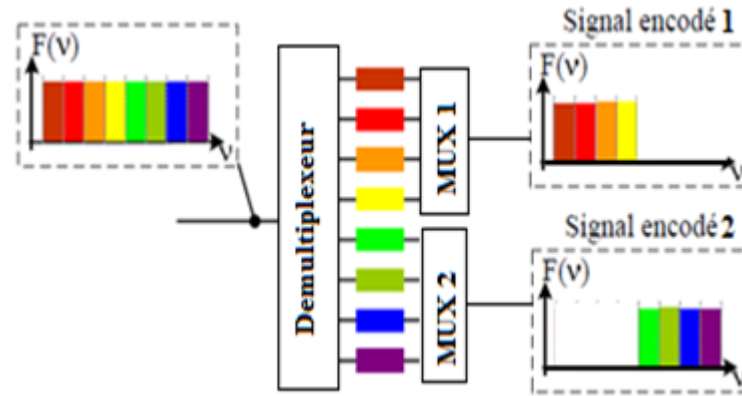


Figure I.12 Encodage SAC-OCDMA pour 2 utilisateurs à base d'un démultiplexeur et de deux multiplexeurs [3]

Cependant cette méthode impose une contrainte : aucune longueur d'onde ne doit être commune entre les utilisateurs.

I.6.3 Modulateur Mach-Zehnder

Il est utilisé afin de moduler les signatures spectrales, générées par les différentes technologies définies précédemment, aux données binaires que vont transmettre les différents utilisateurs. Le principe de l'utilisation du modulateur Mach-Zehnder (MZ) à été développé au début des années 80 [5].

Le modulateur MZ est, dans sa version la plus simple, un interféromètre constitué généralement d'un bras de référence et d'un bras dans lequel une variation de phase est induite par effet électro-optique. Ces deux bras sont deux guides optiques parallèles et de longueurs égales [4].

En utilisant ce type de composant, il est possible de réaliser un émetteur optique par modulation d'amplitude. On peut de cette manière inscrire sur le faisceau lumineux l'équivalent optique de 0 et 1 électrique comme montre la figure I.13.

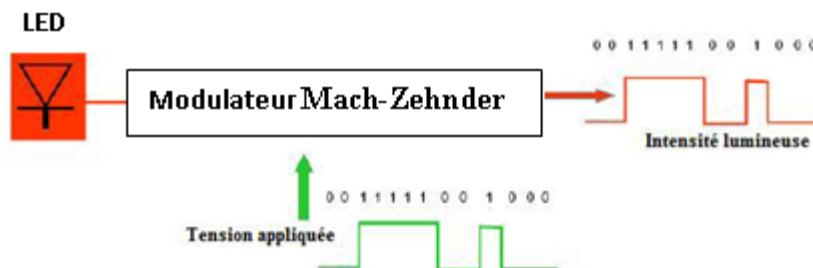


Figure I.13 Principe de fonctionnement du modulateur Mach-Zehnder

Cette méthode reste à ce jour la technologie la plus efficace. Nous utiliserons donc un modulateur Mach-Zehnder lors de la simulation de la chaîne SAC-OCDMA.

1.6.4 Décodage en SAC-OCDMA

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 :

1.6.4.1 Détection balancée par la méthode complémentaire

Nous présentons à la figure I.14. La structure d'un décodeur pour un système SAC-OCDMA 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 $i^{\text{ème}}$ 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 [2], [9].

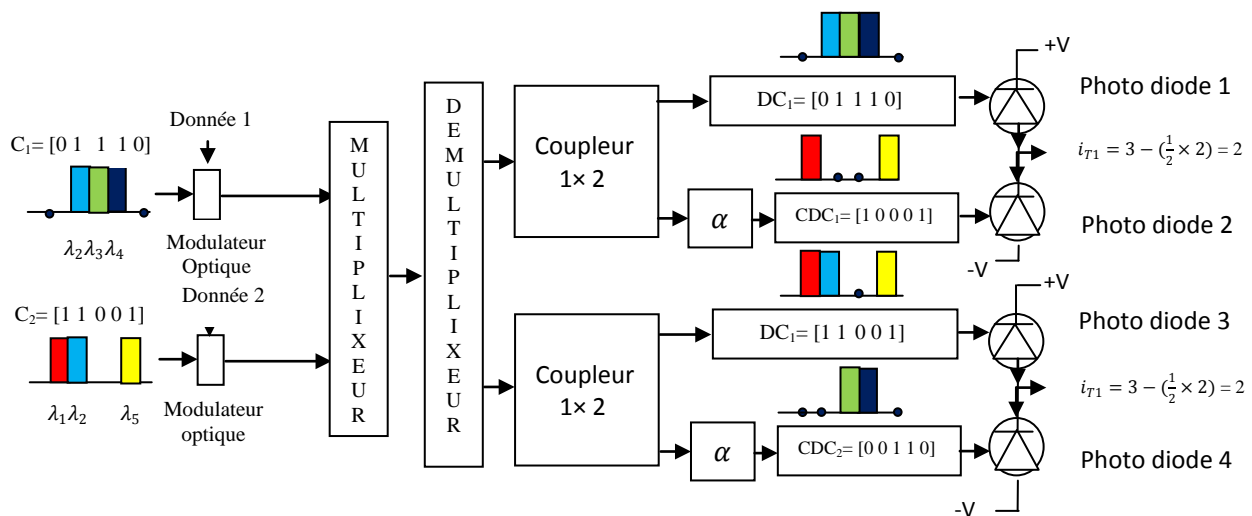


Figure I.14 Récepteur pour un signal SAC-OCDMA ayant le code i

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 (I.1) [2].

$$\alpha = \frac{\lambda_c}{W - \lambda_c} \quad (I.1)$$

Avec :

- W : le poids du code (nombre de 1 qu'il contient).
- λ_c : 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.

I.6.4.2 Méthode de détection spectrale directe

C'est une technique similaire à la première technique, mais avec $\lambda_c = 0$ donc une seule branche de décodeur et de détecteur est nécessaire, $\alpha = \frac{0}{W-0} = 0$, 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 » (voir figure I.15 a) [13], [14], [15] ou la totalité du code (voir figure I.15 b).

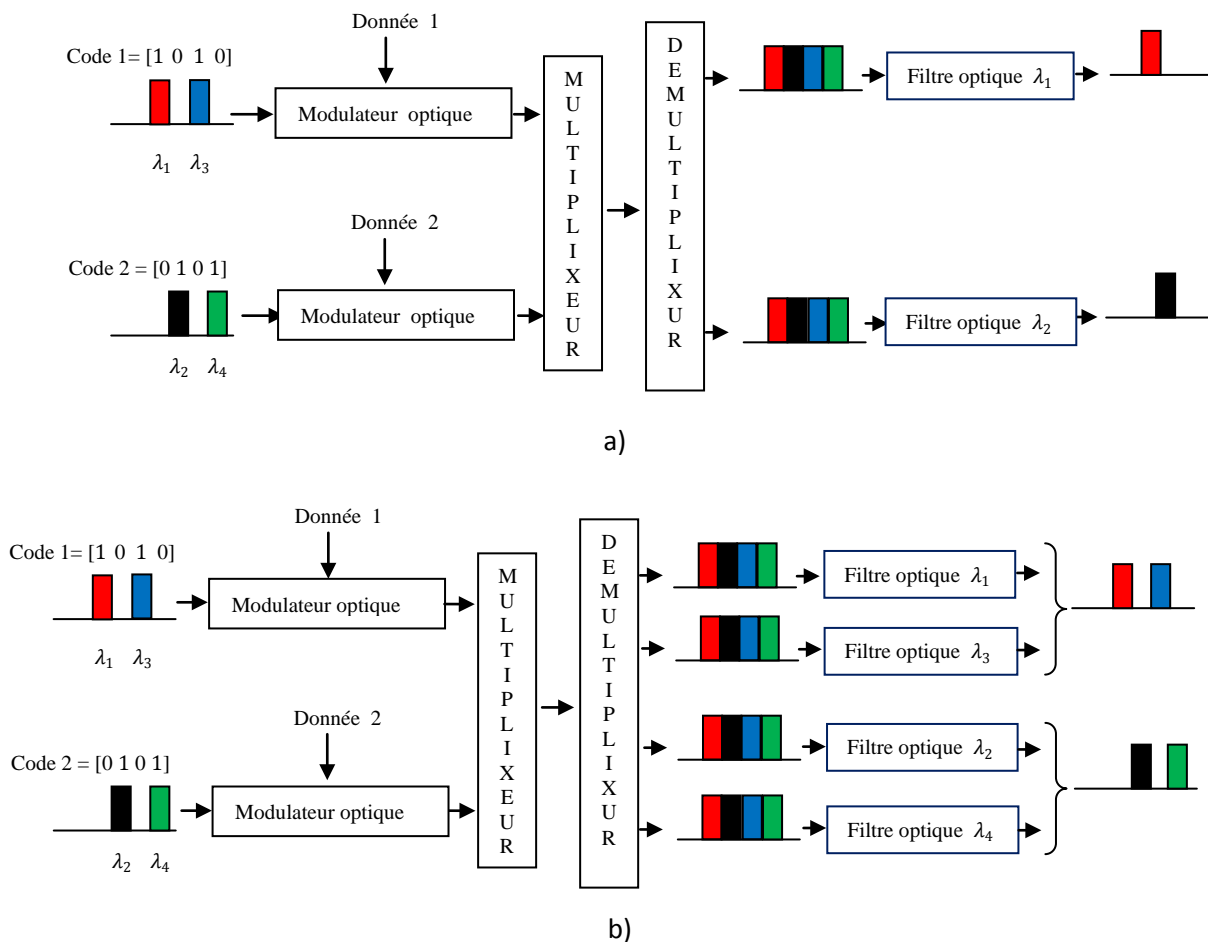


Figure I.15 Méthode de détection spectrale directe a) d'une longueur d'onde b) avec la totalité des longueurs d'ondes

I.6.4.3 Méthode de détection dite « AND soustraction »

Dans cette méthode, le signal reçu passe à travers un coupleur 1×2 dans le bras supérieur on trouve un décodeur DC_i dont la réponse spectrale est identique à celui du code C_i utilisé à l'émission. Dans le deuxième bras, un décodeurs AND est inséré comme il est illustré à la figure I.16, à sa 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. Cette méthode a été proposée pour les codes RD (Random Diagonal) [11].

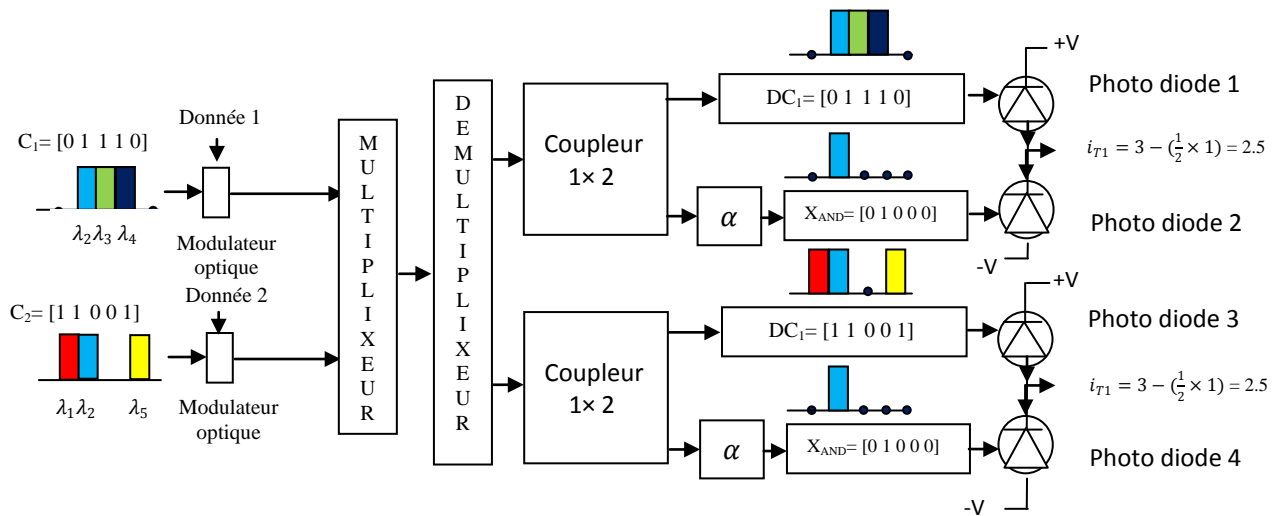


Figure I.16 Méthode de détection AND soustraction

Dans la figure I.16, on a :

Le code de l'utilisateur 1 est : $C_1 = [0 1 1 1 0]$, le code de l'utilisateur 2 est $C_2 = [1 1 0 0 1]$.

Les deux bras sont :

a) Cas de l'utilisateur 1 :

$DC_1 = [0 1 1 1 0]$ et $X_{AND} = C_1 \cap C_2 = [0 1 0 0 0]$ (puisque seulement deux utilisateurs sont actifs).

b) Cas de l'utilisateur 2 :

$DC_2 = [1 1 0 0 1]$ et $X_{AND} = C_2 \cap C_1 = [0 1 0 0 0]$ (puisque seulement deux utilisateurs sont actifs).

Au niveau du détecteur, de la soustraction des photocourants générés sur chacune des photodiodes, on obtient:

$$i_{Totale} = i_{PD1} - i_{PD2} \quad (I.2)$$

Dans notre cas, on a :

$$i_{Totale} = 2.5 \quad (I.3)$$

I.6.5 Bruit en SAC-OCDMA incohérent

Les bruits principalement observés dans les systèmes utilisant des sources incohérentes sont [11] [15]:

- Le bruit thermique.
- Le bruit de grenaille (shot noise).

- Le bruit d'intensité (bruit carré).
- Le bruit d'intensité induit par la phase (phase induced intensity noise PIIN).

I.6.5.1 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 [13]-[15]. Ce bruit introduit une variance σ_{TH}^2 sur la tension à la sortie du photodétecteur :

$$\sigma_{TH}^2 = 4k_B T \frac{\Delta f}{R} \times G_{PD}^2 \quad (I.2)$$

Avec

k_B : C'est la constante de Boltzmann en [J.k⁻¹]

T : est la température en [°K].

Δf : C'est la bande passante du récepteur en [Hz].

R : la résistance de charge du système de photo-détection en [Ω].

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

I.6.5.2 Bruit de grenaille

Ce bruit est dû au caractère aléatoire de la création de paires électron-trou dans la photodiode. Il obéit à une statistique de Poisson [2]. La variance σ_{SN}^2 de ce bruit poissonnier est définie par :

$$\sigma_{SN}^2 = e \cdot \Delta f \cdot \bar{V} \cdot G_{PD} \quad (I.3)$$

Avec

e : représente la charge d'électron.

\bar{V} : C'est la tension moyenne.

La puissance de ce bruit est proportionnelle à \bar{V} et augmente donc de manière linéaire en fonction de la puissance optique reçue.

I.6.5.3 Bruit d'intensité

A la réception, le photo-détecteur fait 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 de \bar{V} puisque des termes de battement entre les différentes composantes fréquentielles sont créés. Puisque ce phénomène est de nature quadratique, il est important de noter que la puissance de ce bruit est proportionnelle au carré de la tension \bar{V} .

I.6.5.4 Bruit d'intensité induit par la phase

Dans le système SAC-OCDMA, le 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 [11].

I.7 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons donné une brève description des différentes techniques d'accès de type TDMA, FDMA, WDM, et en particulier l'accès par répartition de code OCDMA. Nous avons aussi étudié les différents types de CDMA optique en fonction des propriétés de type de codage (temporel, spectral) et en fonction des propriétés des sources optiques utilisées (cohérente ou incohérente). De plus, nous nous sommes intéressés aux systèmes de codage spectral SAC-OCDMA, aux différentes méthodes de codage/décodage et les types de bruits. Nous envisageons dans le chapitre suivant, présenter l'étude des codes d'étalements.

Chapitre II

Les séquences d'étalements

II.1 Introduction

L'utilisation du CDMA comme technique d'accès multiple pose simultanément la question de l'implémentation des codeurs et celle du choix des séquences de code à utiliser pour distinguer les signaux associés aux différents émetteurs [12].

La capacité de multiplexage, la taille des séquences de code, leur poids, la complexité des systèmes de détection associés et les performances des codes en termes de fonctions d'auto et d'inter-corrélation déterminent le choix des codes appropriés à la réalisation d'un système optique d'accès multiple par code [5].

Contrairement aux systèmes CDMA radiofréquence, où l'utilisation de codes bipolaires ne présente plus de difficultés majeures, l'implémentation de ces codes dans des systèmes optiques est confrontée aux problèmes liés au non conservation de la phase des signaux optiques et la nécessité d'utiliser une détection cohérente, qui rend le système OCDMA complexe, coûteux et difficile à implémenter.

C'est principalement pour contourner ces difficultés que des codes optiques unipolaires, applicable aux systèmes optiques, ont été mis au point [13].

Nous présentons dans ce chapitre quelques familles de codes unipolaires et bipolaires. Parmi les plus utilisées, nous avons choisi les codes unipolaires utilisés en SAC-OCDMA suivant la technique de détection.

Il y a trois conditions nécessaires qu'une famille de code doit respecter pour pouvoir être utilisée dans un système SAC-OCDMA [12] :

- Avoir une longueur L (du code) constante pour tous les codes de la famille.
- Avoir un poids w (le nombre des '1' dans chaque code) constant.

- Avoir une inter-corrélation λ_c constante entre chaque deux séquence des codes de la famille.

II.2 Construction de codes bipolaires

Une séquence bipolaire est définie comme étant une suite d'impulsions pouvant prendre deux états distincts (+1 ou -1) par rapport à un niveau de référence transmis. L'utilisation de ces codes bipolaires dans un système CDMA, optique ou radiofréquence, est déterminée par leurs propriétés d'auto et d'inter-corrélation, tant pour les systèmes synchrones que pour les systèmes asynchrones [13]. Les conditions posées sur les propriétés de corrélation permettent de contrôler, voir de minimiser, l'effet des interférences d'accès multiple (MAI) sur le taux d'erreurs binaires (TEB), à la réception.

Les séquences de type bipolaire 'Walsh Hadamard', 'Pseudo Noise' (PN) ou 'Gold', sont les principaux exemples qui prennent en compte, dans leur construction, tout ou partie des conditions et limites posées sur les propriétés de corrélation [14].

- Séquences de Walsh –Hadamard

Le premier critère de sélection de séquences, comme signatures pour le codage dans les systèmes CDMA, est leurs propriétés d'auto et d'inter-corrélation.

Définissons, en premier lieu, les fonctions de corrélation et les critères d'orthogonalité. Soient x et y deux séquences distinctes, les fonctions d'auto et d'inter-corrélation, λ_a et λ_c , sont respectivement, définies par [12]:

$$\begin{cases} \lambda_a = \sum_1^{L-1} x(i).x(i - \tau) \\ \lambda_c = \sum_1^{L-1} x(i).y(i - \tau) \end{cases} \quad (\text{II.1})$$

Avec

τ : représente le retard.

Afin d'obtenir une orthogonalité stricte des séquences de code bipolaires, celles-ci doivent vérifier la condition donnée par :

$$\lambda_c = \sum_1^{L-1} x(i).y(i - \tau) = 0 \quad (\text{II.2})$$

Les séquences de Walsh-Hadamard sont parmi les structures orthogonales les plus simples à construire. Une séquence de code est représentée par les lignes de la matrice de Hadamard.

Une fonction de Walsh d'ordre n peut être définie, récursivement, par

$$W(n) = \begin{bmatrix} W(n/2) & W(n/2) \\ W(n/2) & -W(n/2) \end{bmatrix} \quad (\text{II.3})$$

Ou

$$W(1) = [1]$$

Les codes sont donnés par les lignes de la matrice.

Exemple :

$$W(4) = \begin{bmatrix} W(2) & W(2) \\ W(2) & -W(2) \end{bmatrix} \quad (\text{II.4})$$

$$W(2) = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad -W(2) = \begin{bmatrix} -1 & -1 \\ -1 & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{II.5})$$

Donc, $W(4)$ devient :

$$W(4) = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{II.6})$$

L'inconvénient majeur que présentent les séquences bipolaire est qu'elles ne possèdent plus les mêmes propriétés d'orthogonalité dans le cas d'une émission asynchrone des différents utilisateurs [14]. De plus les propriétés d'auto-corrélation des différentes séquences, pour une valeur non nulle de τ , sont, elles aussi, mauvaises, ce qui ne les privilèges pas dans le cas dans le cas de l'émission asynchrone.

Comme nous l'avons déjà mentionné, l'écrasement de la phase des signaux bipolaires lors de leur transmission par le canal optique à détection directe nécessite l'utilisation de détection cohérente dont l'implémentation se révèle généralement complexe, difficilement intégrable et coûteuse. Même si les codes bipolaires présentent de bonnes propriétés de corrélation dans des configurations synchrones, le niveau de ces inter-corrélations augmente dans des configurations asynchrones [12].

II.3 Construction de codes optiques unipolaires

Pour l'ensemble de ces raisons des séquences dites unipolaires ont été utilisées comme signatures, associées aux différents émetteurs. Les codes unipolaires, construits dans ce but, répondent à des critères de corrélations croisées permettant de mieux contrôler le niveau des interférences d'accès multiple. Parmi ces codes, il existe deux familles de code : les plus connues et les plus régulièrement employées sont les codes optiques orthogonaux, aussi appelés Optical Orthogonal Codes (OOC) et les codes premiers, appelé Prime Codes (PC).

- Codes optiques orthogonaux OOC

Les OOC ont été les premiers codes développés pour le CDMA optique. Ils ont été proposés en 1989 par J. Salehi [12] et sont définis sous la forme: $OOC(L, W, \lambda_a, \lambda_c)$ où :

- L est la longueur du code.
- W est le poids du code.
- λ_a la contrainte d'auto-corrélation, c'est-à-dire le degré de ressemblance du code avec ses versions décalées. Plus cette valeur sera faible, plus il sera possible de différencier le code désiré d'une version décalée de ce code.
- λ_c la contrainte d'intercorrélacion, c'est-à-dire le degré de ressemblance du code avec les autres codes de la famille. Plus cette valeur sera faible, plus il sera possible de différencier le code désiré des autres codes de la famille.

a- Représentation

Il existe plusieurs façons de représenter mathématiquement les codes d'étalements [11]:

a.1 Avec un vecteur donnant les positions des chips à 1 : ce vecteur est une matrice ligne de dimension $(1 \times W)$. Chaque élément du vecteur indique la position dans la séquence de longueur L d'un chip unité. Toutes les autres chips sont mises par défaut à 0. Par exemple, la matrice position du code présenté dans la figure II.1 est $P = [1\ 3\ 5\ 8]$, avec $L = 8$. Nous considérons que les positions sont numérotées de 1 jusqu'à L . Ce vecteur permet de décrire de façon concise le code, donc nous utiliserons cette notation pour définir les codes utilisés.

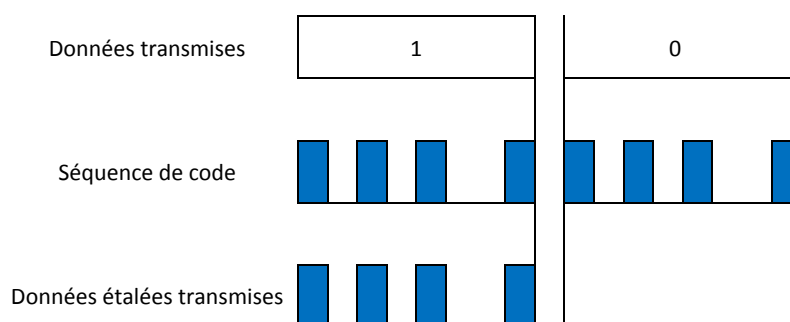


Figure II.1 Codage d'une donnée '1' et d'une donnée '0'

a.2 Avec un vecteur donnant les retards relatifs : c'est une matrice ligne de dimension $(1 \times W)$. Chaque élément du vecteur indique le retard entre deux chips unité consécutifs. Comme pour la matrice position, toutes les autres chips sont par défaut une valeur 0. Par exemple, le vecteur retard du code de la figure II.1 est : $[1\ 2\ 2\ 3]$. Cette notation est surtout

utilisée dans certaines méthodes de construction des codes, lorsque la génération des codes se fait à partir des retards relatifs.

a.3 Avec un vecteur donnant la valeur de chaque chip : c'est une matrice ligne de dimension $(1 \times L)$, le code de l'utilisateur i s'écrit : $c_i = [c_{i,j}]$. Chaque élément du vecteur indique la valeur du chip concerné. Par exemple, le vecteur chip du code présenté dans la figure II.1 est : $[1 \ 0 \ 1 \ 0 \ 1 \ 0 \ 0 \ 1]$. Cette notation est principalement utilisée pour décrire et expliquer par l'exemple le fonctionnement du système.

a.4 Avec une expression mathématique : $c_i(t) = \sum_{j=1}^L c_{i,j} P(t - jT_c)$ ou $c_{i,j}$ correspond au $j^{\text{ème}}$ chip du code $i^{\text{ème}}$ utilisateur, et $P_{T_c}(t)$ est une porte unitaire de durée T_c . Cette expression mathématique décrit l'évolution temporelle du code pendant le temps bit. Contrairement aux représentations précédentes qui décrivent un code en particulier, cette expression est utilisée pour décrire l'ensemble des codes dans le cas général. Elle est utilisée pour décrire mathématiquement le système, quelques soient les codes choisis dans une famille.

b- Auto-corrélation et inter-corrélation des codes d'étalement OOC

Les valeurs d'auto et d'inter-corrélation des codes OOC sont des paramètres clés pour les performances du système en présence de plusieurs utilisateurs. Pour λ_a et λ_c fixés, les codes d'une famille OOC doivent vérifier :

$$Z_{c_i, c_i}(l) = \sum_{j=1}^L c_{i,j} \times c_{i,j+l} = \begin{cases} W & \text{pour } l = 0 \\ \leq \lambda_a & \text{pour } 1 \leq l \leq L - 1 \end{cases} \quad (\text{II.7})$$

Et

$$Z_{c_i, c_k}(l) = \sum_{j=1}^L c_{i,j} c_{k,j+l} \leq \lambda_c \quad \text{pour } 0 \leq l \leq L - 1 \quad (\text{II.8})$$

La relation (II.7) revient à déterminer, pour toutes les valeurs de décalage circulaire, le nombre de chips à '1' en commun entre le code et sa version décalée. Il y a des « chips en commun » lorsque deux chips unitaire de deux codes différents occupent la même fenêtre temporelle. Par exemple, pour le code de la figure II.1, pour un décalage circulaire $l = 3$, on compare les motifs suivants :

[1 0 1 0 1 0 0 1] sans décalage.

[0 0 1 1 0 1 0 1] avec un décalage $l = 3$.

Les motifs possèdent 2 chips unitaire en commun donc $Z(3) = 2$. Ce calcul est réalisé pour tous les décalages circulaires, et on obtient la fonction d'auto-corrélation du code (voir figure II.2):

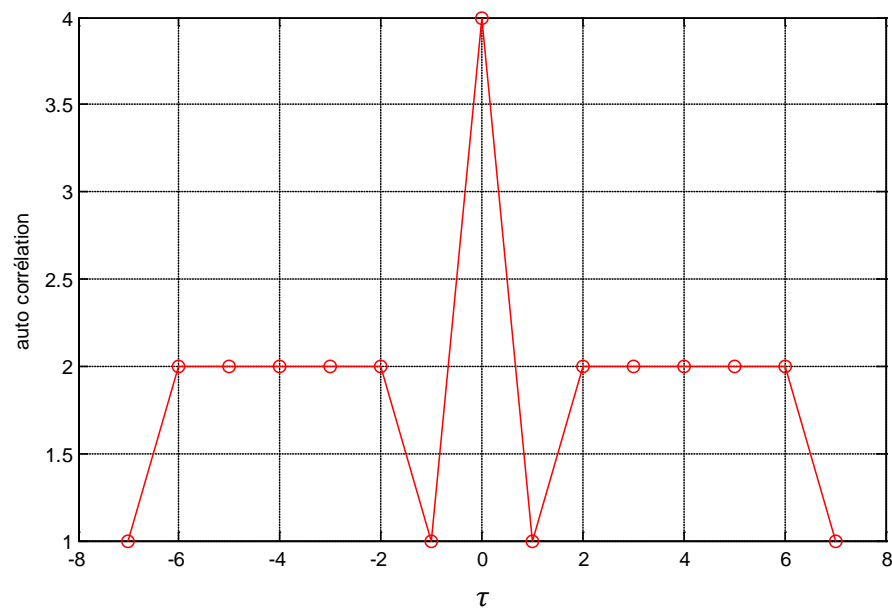


Figure II.2 Fonction d'auto-corrélation du code OOC [1 3 5 8]

On peut vérifier qu'on obtient un maximum d'auto-corrélation pour $l = 0$ ($Z(0) = 4$), c'est-à-dire lorsque le code est comparé à sa réplique. De plus, on observe que les valeurs d'auto-corrélation sont toujours positives et qu'il existe des décalages pour lesquels l'auto-corrélation n'est pas nulle. Ceci est dû à l'unipolarité des codes : comme les codes sont constitués de '0' ou de '1', le résultat de la multiplication entre deux chips est soit '0' soit '1'. Donc, l'auto-corrélation ne peut prendre que des valeurs positives ou nulles. De plus, comme il existe toujours un décalage non nul tel que les codes aient un de leurs chips unité en commun, donc une auto-corrélation au moins égale à '1', la fonction d'auto-corrélation aura toujours certaines valeurs non nulles pour $l \neq 0$.

Enfin, comme la valeur maximale de l'auto-corrélation pour un décalage non nul égal à 5, ce code vérifié $\lambda_c=2$.

La relation (II.7) revient à déterminer, le nombre de chips unité en commun entre deux codes de la famille, pour toutes les valeurs de décalage circulaire entre les 2 codes. Par exemple, la fonction d'inter-corrélation du code [1 3 5 8] et du code [1 2 4 7] est représentée dans figure II.3:

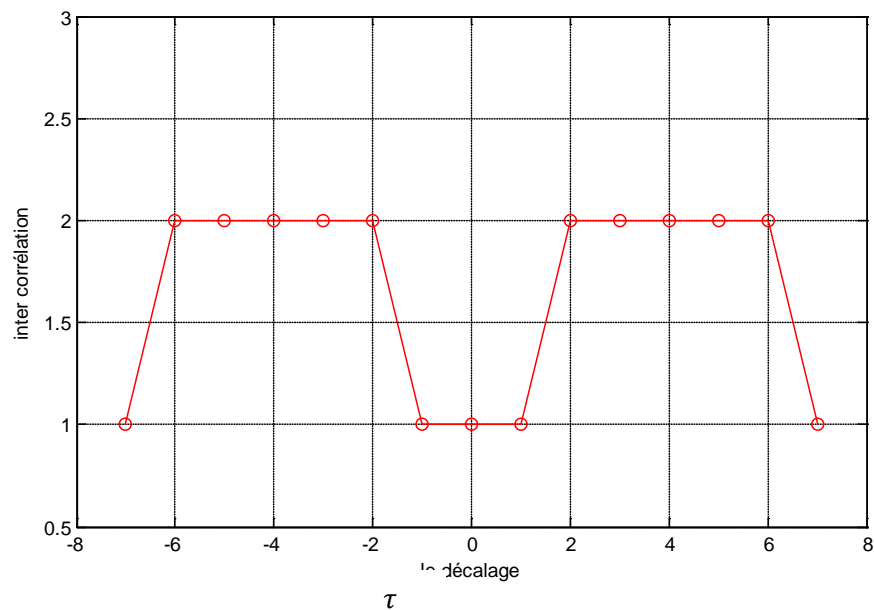


Figure II.3 Fonction d'inter-corrélation entre les codes OOC [1 3 5 8] et [1 2 4 7]

On observe, comme pour la fonction d'auto-corrélation, que l'inter-corrélation est toujours positive ou nulle, et qu'il existe des décalages pour lesquels l'inter-corrélation n'est pas nulle, du fait de l'unipolarité des codes. Comme la valeur maximale de l'inter-corrélation est 2, ces codes vérifient $\lambda_c = 2$.

Pour obtenir la valeur λ_a (respectivement λ_c) d'une famille de code, on calcule les fonctions d'auto-corrélation (respectivement d'inter-corrélation) pour tous les codes (respectivement tous les couples de codes), et on conserve la valeur maximale.

Dans le cas idéal, pour pouvoir reconnaître les codes de leurs versions décalées il faut que $\lambda_a = 0$. De plus, pour ne pas avoir d'interférence entre les codes, il faut que $\lambda_c = 0$. Dans ce cas, les codes sont dits strictement orthogonaux. Cependant, cette orthogonalité stricte ne peut pas être obtenue pour les OOC car leur unipolarité ne permet pas d'avoir une auto et inter-corrélation nulle quelque soit le décalage. En conséquence, la meilleure orthogonalité possible pour les OOC est obtenue pour $\lambda_a = 1$ et $\lambda_c = 1$ [12]. Il existera donc des cas pour lesquels deux codes auront un chip en commun. On dira alors qu'il y a recouvrement.

c- Cardinalité des OOC

Il a été montré par Salehi [12] que la cardinalité (nombre d'utilisateurs) d'un code ($L, W, \lambda_a = 1, \lambda_c = 1$) est donnée par :

$$K \leq \left\lfloor \frac{L-1}{W(W-1)} \right\rfloor \quad (\text{II.9})$$

Où $\lfloor \cdot \rfloor$ est l'opérateur qui prend la partie entière d'un nombre par valeur inférieure. Il est noté que cette expression théorique donne une borne supérieure du nombre d'utilisateurs possibles dans une famille de code. Ainsi, certaines familles auront un nombre réel de codes inférieur à la valeur théorique.

On peut extrapoler des travaux de Johnson [12] que le nombre d'utilisateurs possibles dans une famille OOC $(L, W, \lambda_a, \lambda_c)$, telle que $\lambda_a = \lambda_c = \lambda$, est donné par:

$$K(L, W, \lambda) = \left\lfloor \frac{1}{W} \left\lfloor \frac{L-1}{W-1} \left\lfloor \frac{L-2}{W-2} \left\lfloor \frac{L-3}{W-3} \dots \left\lfloor \frac{L-\lambda}{W-\lambda} \right\rfloor \right\rfloor \right\rfloor \right\rfloor \right\rfloor \quad (\text{II.10})$$

d- Construction des codes OOC

Pour construire les codes OOC, il existe plusieurs méthodes [9], [12], [10], la méthode BIBD, qui est à la base de l'une des deux méthodes de construction des codes ZCC proposées est présentée dans le paragraphe suivant:

- Construction par la méthode BIBD

La méthode BIBD [25] est une méthode de construction utilisable seulement lorsque la longueur souhaitée du code est un nombre premier, cette méthode fait appel à l'utilisation de racines primitives (voir annexe A).

Une racine primitive est un nombre α d'un corps de Galois $GF(q)$ (corps fini, qui contient q éléments dont α [26]. Chaque élément de $GF(q)$ (excepté 0) peut être généré par une puissance de α . On peut donc écrire (voir annexe A):

$$GF(q) = \{0\} \cup \{\alpha^i \pmod{q}, i=1, 2, \dots, q-1\} \quad (\text{II.11})$$

Cette méthode de construction est basée sur un calcul mathématique, permettant d'avoir un vecteur de position des codes. A partir d'une longueur de code L (L étant un nombre premier), et du poids W . Le nombre des codes possibles est donné par l'équation (II.10). Selon la parité de W deux types de vecteur de position des codes peuvent être obtenus [5]:

Si W est pair ($W = 2 \cdot m$), avec m entier

$$P_{c_i} = \{(\alpha^{mi+jk}) \pmod{L}\} \cup \{0\}. \quad (\text{II.12})$$

Avec

$$k = W \times K = 2mK \quad \text{Et} \quad i \in [0, K - 1], j \in [0, W - 2].$$

Si W est impair ($W = 2.m + 1$)

$$P_{c_i} = \{(\alpha^{mi+jk}) \bmod L\} \quad (\text{II.13})$$

Avec

$$k = (W - 1) \times K = 2.m.K \quad \text{Et} \quad i \in [0, K - 1], j \in [0, W - 1].$$

Par exemple, pour $L = 13, W = 3, \lambda_a = 1, \text{ et } \lambda_c = 1$: on obtient une racine primitive $\alpha = 2$ (voir annexe A).

Alors d'après l'équation (II.10) on trouve:

$$K \leq \left\lfloor \frac{L-1}{W(W-1)} \right\rfloor = \left\lfloor \frac{13-1}{3(3-1)} \right\rfloor = \frac{12}{6} = 2 \quad (\text{II.14})$$

Donc il est possible de construire $K = 2$ codes (deux utilisateurs), les vecteurs de position des codes obtenus sont :

$$P_{c_0} = [1 \ 3 \ 9] \text{ et } P_{c_1} = [2 \ 6 \ 5].$$

Comme nous considérons que les positions sont numérotées de 1 jusqu'à L , et non de 0 jusqu'à $L - 1$, les codes correspondants, aux vecteurs de position, sont les suivants:

$$C_1 = [2 \ 4 \ 10] \text{ et } C_2 = [3 \ 7 \ 6].$$

Cette méthode de construction donne immédiatement une famille de codes quasi orthogonaux, cependant, la longueur du code doit être un nombre premier, et les codes doivent vérifier que $\lambda_a = \lambda_c = 1$ (car ce n'est pas toujours le cas). La figure II.4 et la Figure II.5 représentent respectivement la fonction d'auto-corrélation et d'inter corrélation pour les deux codes C_1 et C_2 .

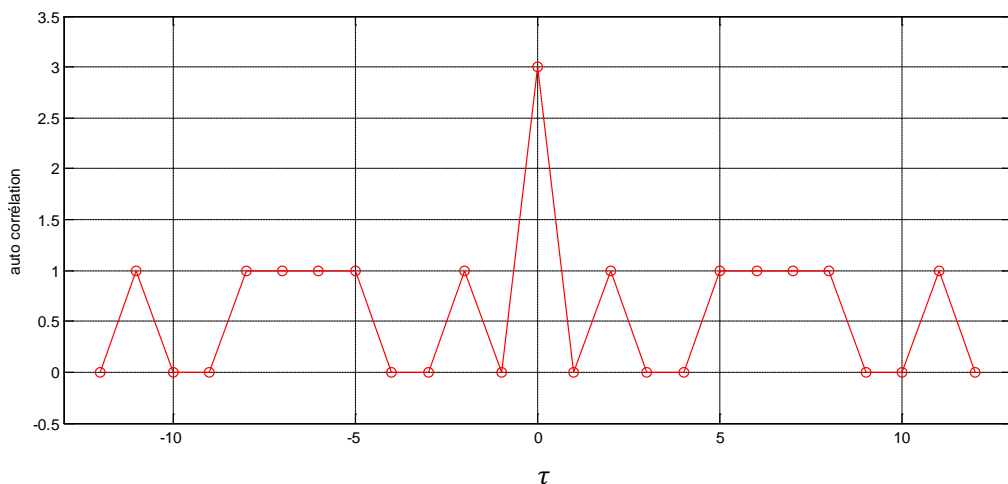


Figure II.4 Auto-corrélation a) code C_1 b) code C_2

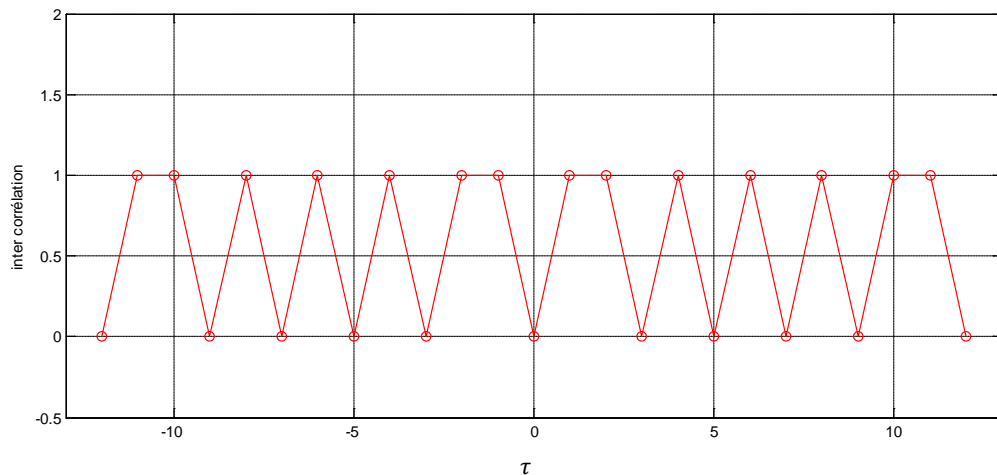


Figure II. 5 Inter-corrélation des codes C_1 et C_2

On observe que, quelque soit le décalage, les deux codes ont une auto et une inter-corrélation maximale égale à 1 ($\lambda_a = \lambda_c = 1$). Les codes OOC reste parmi les meilleurs codes pour les systèmes asynchrones pour une inter-corrélation $\lambda_c = 1$. Cependant, dans les systèmes synchrones tel que le SAC-OCDMA, les codes OOC, pour un nombre d'utilisateurs donnés, garantissent une inter-corrélation nulle ($\lambda_c = 0$), cette condition ne peut être satisfaite que pour des longs longueurs de codes, non adéquats lors de l'implémentation du système en question [12], [19].

II.4 Les code avec inter corrélation nulle ZCC :

Les codes ZCC ont été obtenus pour la première fois à partir des codes MDW (Modified double Weight) [12]-[19].

II.4.1 Construction des codes DW

Les codes DW représentés dans [11] utilise une matrice $K \times L$.

Avec

- K: représente les lignes, c'est le nombre des utilisateurs.
- L: représente les colonnes, c'est la longueur minimale du code.

La matrice de base est comme suit:

$$H_{M=1} = \begin{bmatrix} \mathbf{0} & \mathbf{1} & \mathbf{1} \\ \mathbf{1} & \mathbf{1} & \mathbf{0} \end{bmatrix} \quad (\text{II.15})$$

M : indique l'ordre du mapping.

Pour chacune des trois colonnes de la matrice H , la combinaison des chips des séquences sont 1, 2, 1 (c.à.d. 0+1, 1+1, 1+0) pour maintenir une inter-corrélation maximale égale à 1.

Pour la matrice de base, on a au maximum 2 utilisateurs dont le code est de longueur 3. Afin d'augmenter le nombre d'utilisateur ainsi que la longueur du code tout en maintenant une inter-corrélation maximale égale à 1 (la combinaison des chips des séquences reste 1, 2, 1 pour chacune des colonnes), une technique de mapping a été proposée dans [11].

Cette technique précise que le nombre de colonnes et de lignes doit être doublé comme suit [12] :

$$H_M = \begin{bmatrix} \mathbf{0} & H_{M-1} \\ H_{M-1} & \mathbf{0} \end{bmatrix} \quad (\text{II.16})$$

Pour M=2, on a :

$$H_M = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II.17})$$

On constate qu'une augmentation du nombre d'utilisateurs entrainera une augmentation de la longueur du code, la relation entre les deux paramètres est donnée par l'équation (II.18) [13]:

$$L = \frac{3.K}{2} + \frac{1}{2} \left[\sin \left(\frac{K.\pi}{2} \right) \right] \quad (\text{II.18})$$

II.4.2 Modification des codes DW

Pour augmenter le rapport signal sur bruit (augmenter le poids du code), les codes DW ont été modifiés (MDW) tout en gardant les mêmes propriétés. Leurs poids est supérieur à 2 (multiple de deux) [11]. La structure de la matrice de base des codes MDW est donnée par la matrice suivante :

$$H_M = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \quad (\text{II.19})$$

Avec : $M = w$

A : est une matrice nulle de $1 \times 3 \sum_{j=1}^{\frac{w}{2}-1} j$

B : est une matrice de $1 \times 3n$, avec $n = \frac{w}{2}$ répétitions du vecteur $[X_1] = [0 \ 1 \ 1]$

C : est la matrice de code de base correspondant au précédent poids W ($W=2 \times (n-1)$).

D : est matrice de $n \times (n \times \text{dimension de } [X_2] = [1 \ 1 \ 0])$ et dont la structure est montrée dans l'équation (II.20).

$$D = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & \dots & [X_2] \\ \vdots & & [X_2] & & \vdots \\ [X_2] & \dots & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II.20})$$

Pour $M=4$ la matrice obtenue est :

$$H_{M=4} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 \\ 1 & 1 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

La longueur du code L et le nombre d'utilisateurs K sont donnés par les expressions (II.21) et (II.22).

$$L = 3 \times \sum_{m=1}^w m \quad (\text{II.21})$$

$$K = \frac{W}{2} + 1 \quad (\text{II.22})$$

L'idée de base pour la construction des codes ZCC consiste à supprimer les colonnes dont les combinaisons des chips de séquences sont maximales dans les matrices DW et MDW [14]-[19].

La matrice de base des codes ZCC s'obtient en supprimant la deuxième colonne de la matrice $H_{M=1}$ comme suit :

$$H_{M=1} = \begin{bmatrix} 0 & \boxed{1} & 1 \\ 1 & \boxed{1} & 0 \end{bmatrix} \rightarrow ZCC_{w=1} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$$

On remarque que l'inter-corrélation entre les deux codes ($C_k, k = 1, 2$) de la matrice de base des codes ZCC est égale à 0, les propriétés des codes ZCC sont :

1. La condition d'auto-corrélation des codes:

$$\lambda_{C_k, C_k} = \sum_{j=0}^{L-1} C_j^k \cdot C_{j+l}^k \begin{cases} = w & \text{pour } l = 0 \\ \leq w & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (\text{II.23})$$

2. La condition d'inter-corrélation des codes :

$$\lambda_{C_k, C_h} = \sum_{j=0}^{L-1} C_j^k \cdot C_{j+l}^h \begin{cases} 0 & \text{pour } l = 0 \\ \leq w & \text{ailleurs} \end{cases} \quad \text{avec } k \neq h \quad (\text{II.24})$$

Pour augmenter le nombre des utilisateurs ainsi la longueur du code, plusieurs méthodes ont été proposées [13]-[15], [16]-[17]-[19].

II.4.3 Critère de construction des codes ZCC

Toute construction de code ZCC doit satisfaire aux critères suivants [15]:

1. Dans un code CDMA, Le code doit être unique pour chaque utilisateur.
2. Le code doit avoir une inter-corrélation nulle, c'est-à-dire pas de superposition des '1' entre les différents utilisateurs.
3. Le code doit être aléatoire et imprédictible, c'est délibérément pour la sécurité.

4. Le nombre d'utilisateurs doit être flexible et peut être augmenté à n'importe quel nombre.
5. Le poids doit être flexible et peut être aussi facilement augmenté.
6. Le code doit être pratique et peut être mis en œuvre en utilisant des dispositifs optiques.

Les codes ZCC sont dédiés au système SAC-OCDMA [14], [15]. Ces codes permettent d'étouffer les interférences MAI et par conséquent le bruit PIIN. Plusieurs méthodes de construction ont été proposées [13]-[17], [19], 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 deux méthodes de construction des dits codes, toute en remédiant aux inconvénients cités ci-dessus.

II.5 Méthodes proposées

Pour surmonter le problème de la limitation du poids qui est en fonction du nombre d'utilisateurs dans les méthodes existantes [13], [14] et pour réduire la longueur du code (une longueur courte facilite l'implémentation du système) constaté dans [14] ainsi que la complexité de la méthode de construction [15] (méthode itérative), deux méthodes ont été proposées [16], [17]:

II.5.1 Premier méthode

La méthode de construction consiste à représenter la matrice des codes, de dimension $[K, L]$, où K représente le nombre d'utilisateur et L représente la longueur du code sous la forme suivante :

$$\mathbf{ZCC}_w = \begin{bmatrix} \mathbf{A} & \mathbf{B} \\ \mathbf{C} & \mathbf{D} \end{bmatrix} \quad (\text{II.25})$$

Avec

\mathbf{A} : est une matrice de $[2, 2 \times w]$, elle consiste de w réplique de la matrice de base $\mathbf{ZCC}_{w=1}$.

\mathbf{B} : est une matrice de $[2, w \times (K-2)]$ de zéro.

\mathbf{C} : est une matrice de $[(K-2), w \times 2]$ de zéro.

\mathbf{D} : est une matrice de $[(K-2), w \times (K-2)]$, est obtenue à partir de la matrice diagonale $[(K-2), (K-2)]$ avec une rotation 90° et chaque colonne de cette dernière est répétée w fois, excepté pour $K=3$, la matrice \mathbf{D} consiste de $[1, w]$ matrice de '1'.

Exemples :

Pour $K=3$ et poids $w=2$, la matrice des codes est

$$ZCC_{w=2} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{II.26})$$

Pour $K=4$ et poids $W=2$, la matrice des codes est

$$ZCC_{w=2} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{II.27})$$

La matrice des codes obtenue ne contient aucune superposition des '1', La relation entre la longueur du code L , le nombre d'utilisateurs K et le poids w est donné par l'expression (II.28).

$$L = K \times w \quad (\text{II.28})$$

II.5.2 Deuxième méthode

Cette méthode est basée sur l'algorithme dit BIBD, la longueur du code L est un nombre premier, ce qui nécessite l'utilisation des racines primitives (voir annexe A).

Construction :

Soit L un nombre premier, α un nombre primitive de L et m entier, les $(L - 1)$ éléments du vecteur $P_m = [P_0 P_1 \dots P_{L-2}]$ Seraient tous distincts [13]. La relation donnant les différents éléments est donnée comme suit :

$$P_m = \{(\alpha^m) \text{ mod } L \quad \text{avec} \quad 0 \leq m \leq L - 2\} \quad (\text{II.29})$$

L'algorithme ci-dessus a été adapté pour être appliqué à la construction de la matrice des codes ZCC comme suit [17] :

- **Première étape** : détermination du nombre d'utilisateurs

Le nombre d'utilisateur K est donné comme suit :

$$K \leq \left\lfloor \frac{L-1}{w} \right\rfloor \quad (\text{II.30})$$

Où $\lfloor \cdot \rfloor$ est l'opérateur qui prend la partie entière d'un nombre par valeur inférieure.

- **Deuxième étape** : détermination des positions des chips à '1'

Le code de l' i ème utilisateur qui contient w '1' s'écrit comme suit :

$$C_i = [\{P_{i-1} + 1\} \{P_{K+i-1} + 1\} \{P_{(2 \times K)+i-1} + 1\} \dots \{P_{((w-1) \times K)+i-1} + 1\}]$$

Où $\{P_{i-1} + 1\}$, $\{P_{K+i-1} + 1\}$, $\{P_{(2 \times K)+i-1} + 1\}$... $\{P_{((w-1) \times K)+i-1} + 1\}$ sont les positions des '1' dans le codes. La matrice des codes est:

$$P_{i,j} = \{(\alpha^{i+jK}) \bmod L\} \quad \text{avec} \quad 0 \leq i \leq K - 1 \quad \text{et} \quad 0 \leq j \leq L - 1 \quad (\text{II.31})$$

Exemple : $L=13$ et $w=3$, les racines primitives de 13 sont : 2, 6, 7 et 11, pour $\alpha = 2$, d'après l'Equation II.30, le nombre d'utilisateur est [20]:

$$K \leq \frac{13-1}{3} = 4.$$

La matrice des codes obtenue, on utilisant l'équation (II.31), est illustrée dans le tableau suivant :

$i \backslash j$	0	1	$w-1=2$
0 $P_{0,j} = (2^{0+j5}) \bmod 13$	1	3	9
1 $P_{1,j} = (2^{1+j5}) \bmod 13$	2	6	5
2 $P_{2,j} = (2^{2+j5}) \bmod 13$	4	12	10
3 $P_{3,j} = (2^{3+j5}) \bmod 13$	8	11	7

Tableau II.1 Les positions des '1' dans la matrices des codes

Les codes correspondant sont :

$$C_1 = [1 \ 3 \ 9]$$

$$C_2 = [2 \ 6 \ 5]$$

$$C_3 = [4 \ 12 \ 10]$$

$$C_4 = [8 \ 11 \ 7]$$

La matrice des codes est :

$$ZCC = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II.32})$$

II.5.3 Comparaison avec d'autres méthodes

Les codes que nous avons proposés [16], [17] sont comparés aux différents codes existants [14], [15], [19], [20] en termes de la longueur du code (qui détermine la bande des filtres à la réception), complexité d'implémentation et de sécurité pour un même nombre d'utilisateurs (voir tableau II.2).

		Nombre d'utilisateur, K=30, bande de la source optique, B = 20 nm			
Méthode de construction	Longueur du code	Poids	Longueur du code	Complexité/sécurité	Bande spectrale exigée (nm)
ZCC [14]	$L = w \cdot (w + 1)$ $K = w + 1$	29	870	Itérative/faible	0.022
ZCC [15]	$L_m = 2^m \cdot L$ $K_m = 2^m \cdot K$ m représente le processus du mapping	4	320	complexe/faible	0.06
ZCC [19]	$L = w \cdot K$	4	120	simple/faible	0.16
ZCC [20]	$L = w \cdot K$	4	120	simple/faible	0.16
ZCC [16]	$L = w \cdot K$	4	120	simple/moyenne	0.16
ZCC [17]	$L \geq (K \times W) + 1$	4	127	simple/fort	0.157

Tableau II.2 Comparaison entre les différents codes ZCC

D'après le tableau II.2, Pour un nombre d'utilisateurs (K=30), un poids souhaité (w= 4) et une bande de 20 nm fourni par une source optique, la comparaison a montré que les codes ZCC [16], [17], [19], [20] donnant la même longueur, mais en termes de sécurité de l'information et la complexité de construction on constate que les codes ZCC [16], [17] sont les meilleures méthodes.

II.6 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté les codes adaptés au CDMA optique, les codes bipolaires dédiés aux systèmes OCDMA cohérent. Nous avons présenté, par la suite, les codes unipolaires développés pour les systèmes de transmission OCDMA incohérent, la famille de séquence unipolaire et les codes optique ZCC. Nous avons proposé, aussi, deux méthodes de génération de ces codes. Les nouvelles méthodes proposées [16], [17] permettent de produire des codes ZCC avec un poids fixe et un nombre d'utilisateurs variable ou un poids variable et un nombre d'utilisateurs fixe avec moins de complexité (absence du calcul itératif). Les avantages majeurs de ces nouvelles méthodes de construction des codes ZCC sont [21]-[28]:

1. La simplicité de construction.
2. Une large flexibilité (le nombre des utilisateurs et indépendant du poids) pour choisir la longueur du code.
3. La longueur du code est courte par rapport aux autres méthodes.

Chapitre III

Simulation d'un système "Tout-Optique" SAC-OCDMA

III.1 Introduction

Nous présentons dans ce chapitre, l'évaluation des performances du système SAC-OCDMA avec détection directe, en utilisant les codes ZCC que nous avons proposés, en termes de rapport signal à bruit et de taux d'erreur binaire. Afin d'étudier les différentes configurations de transmission de signaux OCDMA que ce soient des systèmes mono-utilisateur afin de s'assurer de l'opération de codage et de décodage ou des configurations multi utilisateurs afin de mieux appréhender l'effet des MAI et PIIN, le logiciel Optisystem 9.0 [29]-[31] est utilisé pour la simulation de la chaîne complète. Trois critères de qualité sont utilisés pour mesurer les performances du système SAC-OCDMA ; le taux d'erreur binaire (BER : Bit Error Rate), le facteur Q et le diagramme de l'œil du signal. Nous décrirons dans ce qui suit les étapes permettant la détermination de l'expression du rapport signal à bruit (SNR : Signal to Noise Ratio), nous exposons ensuite les différents résultats obtenus afin de déterminer les avantages apportés par les codes proposés.

III.2 Calcul de la probabilité d'erreur pour un système SAC-OCDMA avec détection directe

Dans ce paragraphe, nous calculons le BER du système SAC-OCDMA avec détection directe (voir figure I.15) utilisant les codes ZCC proposés [16], [17].

Pour le calcul du SNR, nous supposons [11], [15]:

1. La source de lumière est non polarisée, son spectre est plat dans la largeur de bande $[v_0 - \frac{\Delta v}{2}, v_0 + \frac{\Delta v}{2}]$, où v_0 est la fréquence centrale et Δv est la bande de la source en Hertz.
2. Les différents utilisateurs ont la même puissance à la réception.

3. Les trains de bits de chaque utilisateur sont synchronisés.

III.2.1 Expression du BER

Le taux d'erreur binaire peut être déterminé par (voir annexe B):

$$BER = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\frac{i_1 - i_0}{2\sqrt{2}\sigma} \right) \quad (\text{III.1})$$

Les expressions des courants i_1, i_0 sont représentées par les équations suivantes [9] :

$$i_0 = i_{MAI} + i_{obs} \quad (\text{III.2})$$

$$i_1 = i_k + i_{MAI} + i_{obs} \quad (\text{III.3})$$

Où

i_{MAI} est le courant résultant des interférences d'accès multiple, i_{obs} le courant d'obscurité de la photodiode et i_k le courant du $k^{\text{ième}}$ utilisateur à la réception.

i_{MAI} sera considéré nul du fait de l'utilisation des codes ZCC et i_{obs} sera supposé très faible devant i_k ($i_{obs} \ll i_k$) [11] [19].

$$\sigma^2 = \sigma_{sh}^2 + \sigma_{th}^2$$

σ_{sh}^2 est la variance du bruit de grenaille et σ_{th}^2 celle du bruit thermique [11], [15], [18].

Le SNR pour une détection directe est défini comme étant [11], [19]:

$$\Rightarrow SNR = \frac{i_k^2}{\sigma^2} \quad (\text{III.5})$$

Le BER est donné par la relation (III.6), on utilisant l'approximation Gaussien (voir annexe B):

$$BER = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{i_k^2}{(2\sqrt{2})^2 \sigma^2}} \right) \quad (\text{III.6})$$

En remplaçant (III.5) dans (III.6) on obtient [8], [9], [11], [12], [15]:

$$BER = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \sqrt{\frac{SNR}{8}} \quad (\text{III.7})$$

III.2.2 Calcul du photo-courant i_k

La densité spectrale de puissance (DSP) des signaux optiques reçus est exprimée selon [16] comme étant :

$$r(\nu) = \frac{P_{sr}}{\Delta\nu} \sum_{k=1}^K d_k \sum_{i=1}^L C_k(i) \cdot \pi(i) \quad (\text{III.8})$$

Où

- P_{sr} est la puissance effective de la LED ;
- k est le nombre d'utilisateurs actifs ;

- d_k est le bit de donnée du $k^{\text{ième}}$ utilisateur ;

$\pi(i)$ est la fonction porte de la $i^{\text{ième}}$ impulsion, de largeur $\frac{\Delta v}{L}$, appartenant au spectre $[v_0 - \frac{\Delta v}{2}, v_0 + \frac{\Delta v}{2}]$ avec :

$$\pi(i) = u \left[v - v_0 - \frac{\Delta v}{2L} (-L + 2i - 2) \right] - u \left[v - v_0 - \frac{\Delta v}{2L} (-L + 2i) \right]$$

Où $u(v)$ est la fonction échelon unité définie comme $u(v) = \begin{cases} 0, & v < 0 \\ 1, & v \geq 0 \end{cases}$

Prenons l'exemple de la première impulsion $i=1$, illustrée par les figures III.1, III.2 et III.3.

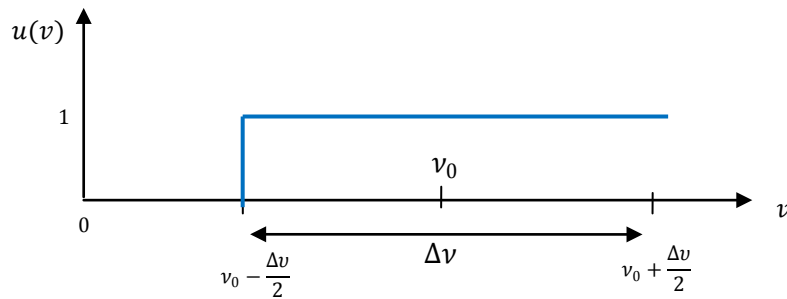


Figure III.1 Fonction échelon unité $u \left[v - \left(v_0 - \frac{\Delta v}{2} \right) \right]$

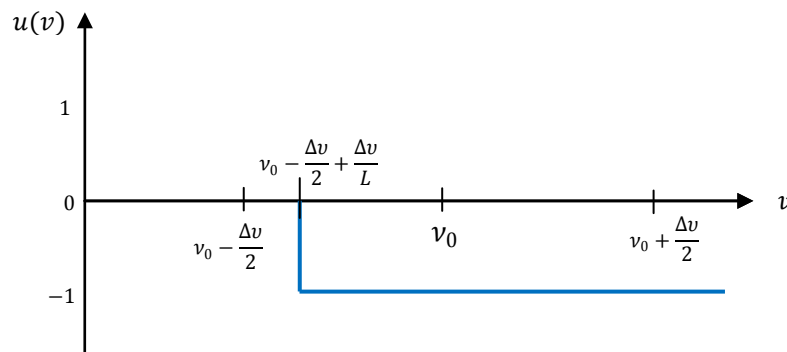


Figure III.2 Fonction échelon unité $-u \left[v - \left(v_0 - \frac{\Delta v}{2} + \frac{\Delta v}{L} \right) \right]$

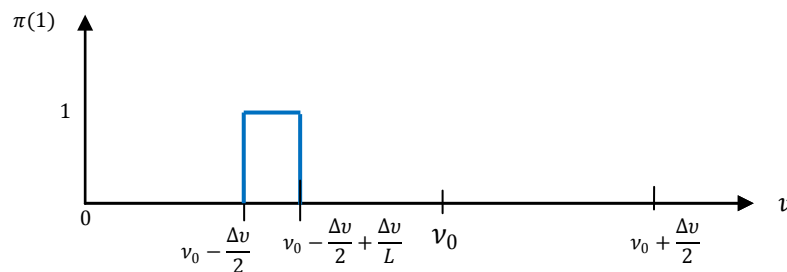


Figure III.3 Fonction porte représentant le chip de la position $i=1$

La DSP au niveau de la photodiode du $l^{i\text{eme}}$ utilisateur durant la durée d'un bit est [12]-[20]:

$$r(v) = \frac{P_{sr}}{\Delta v} \sum_{k=1}^K d_k \sum_{i=1}^L C_k(i) C_l(i) \pi(i)$$

En intégrant la DSP :

$$\int_0^{+\infty} r(v) dv = \frac{P_{sr}}{\Delta v} \sum_{k=1}^K d_k \sum_{i=1}^L C_k(i) C_l(i) \int_0^{+\infty} \pi(i) dv$$

$$\int_0^{+\infty} r(v) dv = \frac{P_{sr}}{\Delta v} \sum_{k=1}^K d_k \sum_{i=1}^L C_k(i) C_l(i) \int_{v-v_0-\frac{\Delta v}{2L}(-L+2i)}^{v-v_0-\frac{\Delta v}{2L}(-L+2i)} dv$$

$$\int_0^{+\infty} r(v) dv = \frac{P_{sr}}{\Delta v} \sum_{k=1}^K d_k \sum_{i=1}^L C_k(i) C_l(i) \cdot \frac{\Delta v}{L}$$

$$\int_0^{+\infty} r(v) dv = \frac{P_{sr}}{\Delta v} \cdot \frac{\Delta v}{L} \cdot [d_1 \sum_{i=1}^L C_1(i) \cdot C_l(i) + d_2 \sum_{i=1}^L C_2(i) \cdot C_l(i) + \dots + d_K \sum_{i=1}^L C_K(i) \cdot C_l(i)]$$

$C_l(i)$: représente le code de l'utilisateur désiré l d'où :

$$\sum_{i=1}^L C_K(i) \cdot C_l(i) = \begin{cases} w & \text{pour } l = k \\ 0 & \text{pour } l \neq k \end{cases} \quad (\text{III.9})$$

Lorsque tous les utilisateurs transmettent des bits '1' (cas défavorable), prenant le cas ou $l=1$:

$$\int_0^{+\infty} r(v) dv = \frac{P_{sr}}{\Delta v} \cdot \frac{\Delta v}{L} \cdot [1 \sum_{i=1}^L C_1(i) \cdot C_1(i)] = P_{sr} \cdot \frac{w}{L} \quad (\text{III.10})$$

Le photo-courant i_k à la réception est défini par l'équation (III.11) comme étant [11], [12], [15], [18]

$$i_k = \Re \int_0^{+\infty} r(v) dv \quad (\text{III.11})$$

\Re Étant le rendement de la photodiode donnée par $\Re = \frac{\eta \cdot e}{h \cdot v_0}$. Où η est l'efficacité quantique, e la charge de l'électron et h la constante de Planck ($6,626068 \times 10^{-34}$ m² kg /s).

En remplaçant (III.10) dans (III.11)

$$i_k = \Re \cdot P_{sr} \cdot \frac{w}{L} \quad (\text{III.12})$$

III.2.3 Calcul de la variance du bruit

Elle est défini par [11]-[14], [18] comme étant :

$$\sigma^2 = \sigma_{sh}^2 + \sigma_{th}^2 \quad (\text{III.13})$$

Où σ_{sh}^2 est la variance du bruit de grenaille et σ_{th}^2 celle du bruit thermique (voir chapitre I).

- Calcul de σ_{sh}^2

Le bruit de grenaille est dû au caractère aléatoire de la création de paires électron-trou dans la photodiode. Il introduit une variance σ_{sh}^2 [11], [19]:

$$\sigma_{sh}^2 = 2 e B (i_k + i_{obs}) \quad (\text{III.14})$$

Où B est la bande passante du récepteur en [Hz].

Le courant d'obscurité est considéré négligeable ($i_{obs} \ll i_k$) d'où :

$$\sigma_{sh}^2 = 2 e B i_k = 2 . e . B . \Re . P_{sr} . \frac{w}{L} \quad (\text{III.15})$$

- Calcul de σ_{th}^2

Le bruit thermique est dû à l'agitation thermique des porteurs de charges dans la jonction de la photodiode [14]-[17], [24], il introduit une variance :

$$\sigma_{th}^2 = \frac{4 k_b T_n B}{R_l} \quad (\text{III.16})$$

Où : k_b est la constante de Boltzmann ($1.381 \cdot 10^{-23} \text{J.K}^{-1}$), T_n la température en [°K], B la bande passante du récepteur en [Hz] et R_l la résistance de charge du système de photo-détection en [Ω].

En remplacement les équations (III.15) et (III.16) dans (III.13), en obtient

$$\sigma^2 = 2 . e . B . \Re . P_{sr} . \frac{w}{L} + \frac{4 k_b T_n B}{R_l} \quad (\text{III.17})$$

En remplaçant les équations (III.12) et (III.17) dans (III.5)

$$SNR = \frac{(\Re . P_{sr} . \frac{w}{L})^2}{2 . e . B . \Re . P_{sr} . \frac{w}{L} + \frac{4 k_b T_n B}{R_l}} \quad (\text{III.18})$$

Par approximation gaussienne le taux d'erreur binaire est exprimé comme étant [11] (voir annexe B) :

$$\Rightarrow BER = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \sqrt{\frac{(\Re . P_{sr} . \frac{w}{L})^2}{8 \left(2 . e . B . \Re . P_{sr} . \frac{w}{L} + \frac{4 k_b T_n B}{R_l} \right)}} \quad (\text{III.19})$$

Dans le cas d'une détection direct avec seulement une longueur d'onde le BER est donné par (voir annexe B)

$$BER = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \sqrt{\frac{(\Re . P_{sr} . \frac{1}{L})^2}{8 \times \left(2 . e . B . \Re . P_{sr} . \frac{1}{L} + \frac{4 k_b T_n B}{R_l} \right)}} \quad (\text{III.20})$$

Le BER pour les deux méthodes proposées est calculé en remplaçant la longueur L du code par: $w \times K$ (dans la première méthode) et nombre premier qui doit être supérieur ou égale à $(w \times K) + 1$ (dans la deuxième méthode).

Il à noter que le calcul du SNR effectué dans [14], [15], [20] est basé sur des approches totalement fausses. Il est à préciser aussi que les développements dans [18]

ont été basés sur celles données dans [14], [15], [20] est par suite le SNR calculé est inexacte.

Les performances des codes ZCC obtenus, par les deux méthodes, sont données à la figure III.4, les paramètres utilisés dans notre calcul numérique sont listés dans le tableau III.1 [15], [18]-[23].

η	Rendement quantique	0.6
ν_0	Fréquence centrale	1550 nm
h	Constante de Plank	$6.62 \times 10^{-34} \text{ m}^2 \cdot \text{Kg} \cdot \text{s}^{-1}$
P_{sr}	Puissance d'émission	-10 dBm
D	Débit binaire	622 Mbit/s
B	Bande passante	311 MHz
T_n	La température de bruit de récepteur	300 K
e	La charge d'électron	$1.6 \times 10^{-19} \text{ C}$
K_b	Constante de Boltzmann	$1.3806503 \times 10^{-23} \text{ J} \cdot \text{K}^{-1}$
R_l	Résistance de charge	1030 Ω

Tableau III.1 Paramètres utilisés dans le calcul numérique

La figure III.4 illustre la relation existante entre le SNR et le BER en fonction du nombre d'utilisateurs actifs pour les deux codes ZCC proposés.

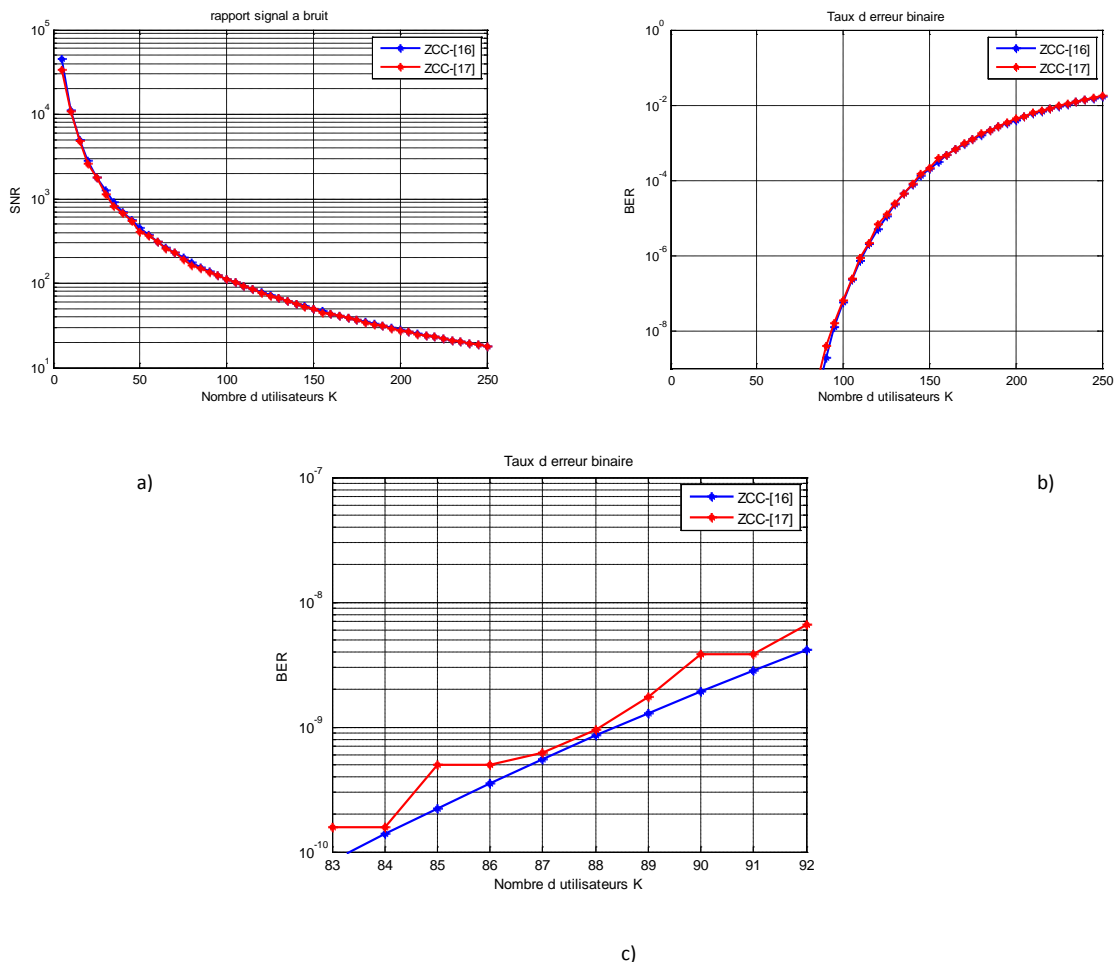


Figure III.4 BER en fonction du nombre d'utilisateurs

En termes de BER, les figures III.4.a et b montrent que les performances des deux codes proposés sont quasi identiques. La différence constatée (voir figures III.4.b et c) notamment dans les intervalles d'utilisateurs [50-60] et [88-92] et due principalement à la longueur du code, L , qui est différente à celle donnée par la première méthode vu que L devrait être premier. Le BER maximum accepté qui est de 10^{-9} , est obtenu pour 88 utilisateurs actifs dans les deux codes.

III.3 Simulation du système SAC-OCDMA

Pour compléter ce travail, une deuxième partie de simulation à l'aide du logiciel Optisystem 9.0 [29]-[31], qui est un outil innovant permettant de réaliser des chaînes de transmission optiques à l'aide de schémas à blocs. Deux configurations mono-utilisateur et multiutilisateur ont été simulées en considérant cinq utilisateurs. Les codes utilisés, issus des deux méthodes de constructions proposées [16] [17] sont donnés respectivement dans les tableaux III.2 et III.3.

Codes	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20	
C_1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
C_2	1	0	1	0	1	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
C_3	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0
C_4	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	1	1	0	0	0	0	0
C_5	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	1	1	1

Tableau III.2 Code ZCC [16]

Codes	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23
C_1	1	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	0	0	0
C_2	0	0	1	0	1	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0
C_3	0	1	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	0	0	0	0	0
C_4	0	0	0	0	0	0	1	0	0	1	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	1	0	0
C_5	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0

Tableau III.3 Code ZCC [17]

III.3.1 Configuration mono-utilisateur

Dans cette première phase un système mono-utilisateur, transmettant des données étalées avec la signature spectrale du premier utilisateur C_1 (voir tableaux III.2) à été simulé. La figure III.5 présente la configuration mono-utilisateur.

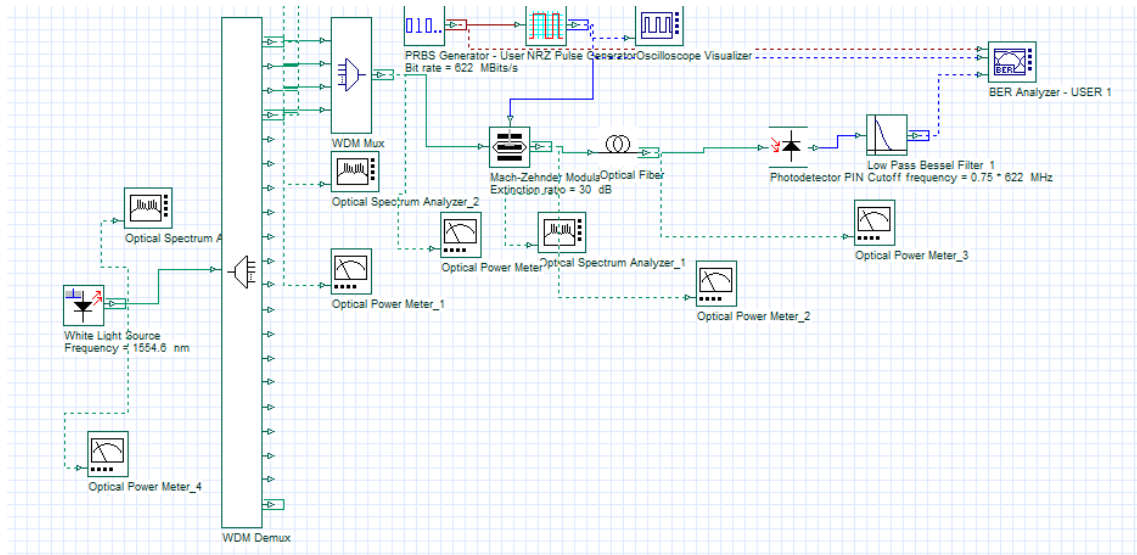


Figure III.5 Configuration mono-utilisateur sous Optisystem 9.0

Les deux blocs, Le générateur PRBS (Pseudo Random Bit Sequence Generator) et le générateur NRZ (Non Return to Zero), délivre une séquence de bits de débit, $D_b = 622$ Mbit/s, de façon aléatoire avec une équiprobabilité entre les '0' et les '1' ($P(0) = P(1) = \frac{1}{2}$) (voir figure III.6).

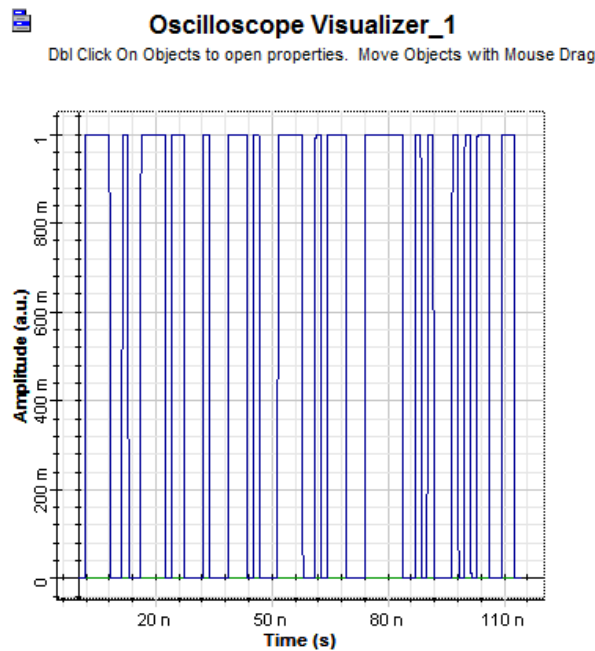


Figure III.6 Séquence de données.

Le générateur PRBS permet le réglage de (voir figure III.7):

- Débit binaire des données (data bit rate), $D_b = 622$ Mbits/s. le temps bit

$$\text{est : } T_b = \frac{1}{D_b} \approx 1,6 \text{ ns.}$$

- Les données de chaque utilisateur sont générées de façon aléatoire avec une équiprobabilité entre les '0' et les '1' ($P(0) = P(1) = \frac{1}{2}$).

Disp	Name	Value	Units	Mode
<input checked="" type="checkbox"/>	Bit rate	622	MBits/s	Script
<input type="checkbox"/>	Operation mode	Probability		Normal
<input type="checkbox"/>	Order	$\log(\text{Sequence length})/\log(5)$		Script
<input type="checkbox"/>	Mark probability	0.5		Normal
<input type="checkbox"/>	Number of leading zeros	1		Normal
<input type="checkbox"/>	Number of trailing zeros	1		Normal

Figure III.7 Configuration du générateur PRBS

III.3.1.1 La Source lumineuse blanche (White Light Source)

Pour généré la bande nécessaire, on utilise une source lumineuse blanche fournissant une bande de 9.2 nm. Cette bande va de 1550 nm à 1559.2 nm (voir figure III.8).

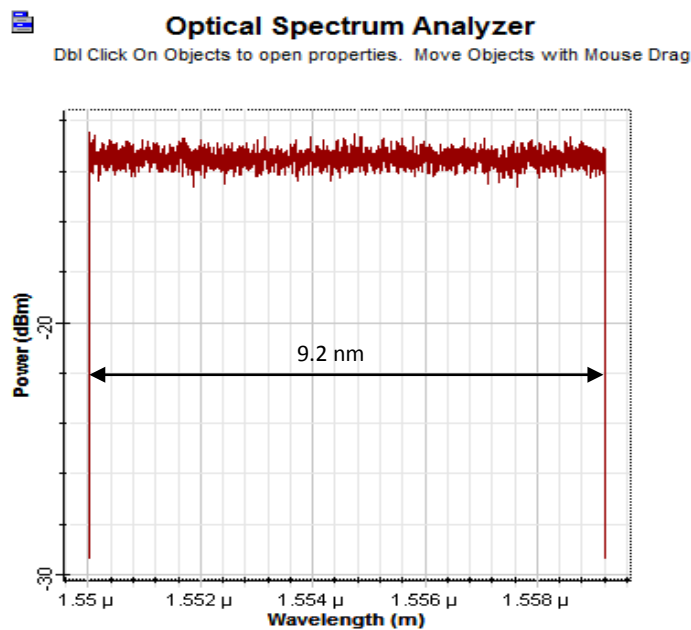


Figure III.8 La bande de la source lumineuse

La longueur d'onde centrale du spectre considéré à l'émission est

$$\lambda_{centrale} = \frac{1559.2 \text{ nm} + 1550 \text{ nm}}{2} = 1554.6 \text{ nm}$$

1. Le code est composé de 20 longueurs d'onde (voir tableau III.2), autrement dit, nous devons disposer de 20 ondes de largeur $\Delta\nu = \frac{9.2 \text{ nm}}{20} = 0.46 \text{ nm}$.

III.3.1.2 Calcul des paramètres de simulation

La bande considérée est égale au paramètres « Sample Rate, paramètre spécifié dans le logiciel ». Ce paramètre est calculé comme suit :

- Calcul de la bande B_L en HZ de la source optique (Sample rate)

Sachant que $\lambda = \frac{c}{f}$ 'c' étant la vitesse de la lumière $\Rightarrow f = \frac{c}{\lambda}$, selon la bande considérée on a :

$$\Rightarrow f_{\max} = \frac{c}{\lambda_{\min}} = \frac{3 \times 10^8}{1550 \times 10^{-9}} = 193.5483 \text{ THz}$$

$$\Rightarrow f_{\min} = \frac{c}{\lambda_{\max}} = \frac{3 \times 10^8}{1559.2 \times 10^{-9}} = 192.4063 \text{ THz}$$

Donc :

$$B_L = f_{\max} - f_{\min} = 1.142 \text{ THz}$$

En introduisant la bande de la source (sample rate, voir figure III.9) les différents paramètres de simulation sont calculés automatiquement par le logiciel (voir détails à l'annexe C) [27], [28].

Simulation			
Name	Value	Units	Mode
Simulation window	Set sample rate		Normal
Reference bit rate	<input checked="" type="checkbox"/>		Normal
Bit rate	17843750000	Bits/s	Normal
Time window	1.147740805604e-007	s	Normal
Sample rate	1142000000000	Hz	Normal
Sequence length	2048	Bits	Normal
Samples per bit	64		Normal
Number of samples	131072		Normal

Figure III.9 Paramètres de simulation

Afin que la simulation soit la plus proche possible de la réalité, certaines contraintes doivent être prises en considération. Pour cela les paramètres suivants, identiques à ceux existants dans le domaine de l'industrie, sont utilisés [15], [18]-[25]:

Fibre optique monomode en silice (ITU-T G.652) de longueur 30 km.

- Atténuation = 0.2 dB/km ;
- Dispersion = 16.75 PS/nm /km ;
- Courant d'obscurité des photodiodes = 5 nA
- La DSP du bruit thermique = 10^{-23} W/Hz.

Dans cette première configuration mono-utilisateur, sans la présence des utilisateurs interférents, la puissance d'émission P_{sr} est de 3.6 mW (5.573 dBm).

Les puissances à la sortie du codeur et du décodeur sont données au tableau III.4.

	Puissance	
	(dBm)	(mW)
Source	5.573	3.60
Codeur	-5.27	0.297
Décodeur	-11.27	0.075

Tableau III.4 Les puissances à la sortie du codeur et du décodeur

III.3.1.3 Coté émission

Un démultiplexeur optique est placé après la source optique afin de générer les 4 longueurs d'ondes ($w=4$), ces dernières sont ensuite regroupées afin de constituer la signature spectrale du code. La signature spectrale est ensuite modulée avec la donnée binaire (figure III.10).

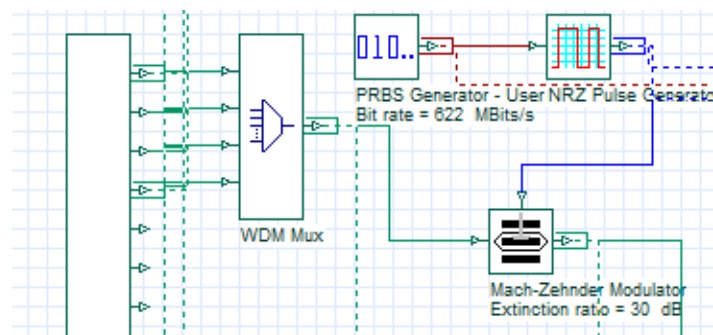


Figure III.10 Coté émission du system SAC-OCDMA

III.3.2 Signaux obtenus à la sortie de chaque bloc

III.3.2.1 Démultiplexeur WDM

Le rôle de ce bloc est de sélectionner, les différents 20 longueurs d'onde ($L=20$) avec une largeur de bande fixe égale à 0.46 nm (voir figure III.11).

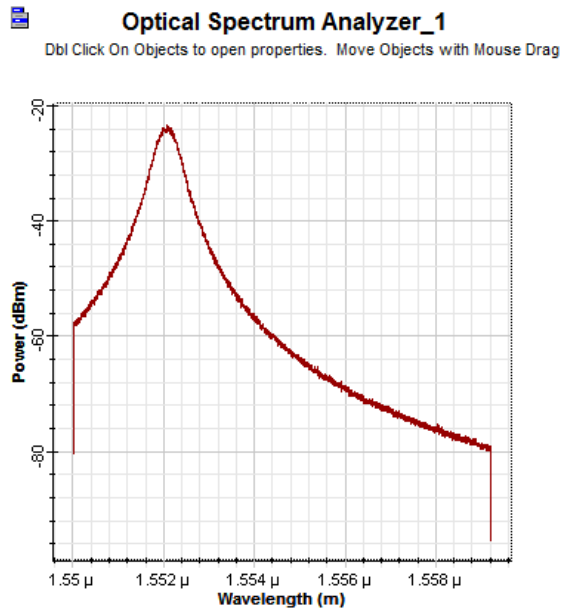


Figure III.11 Longueur d'onde sélectionnée 1552.07 nm

III.3.2.2 Multiplexeur WDM

Les longueurs d'ondes sélectionnées sont regroupées, par un multiplexeur pour construire la signature C_1 (voir tableau III.2), comme il est illustré la figure III.12.

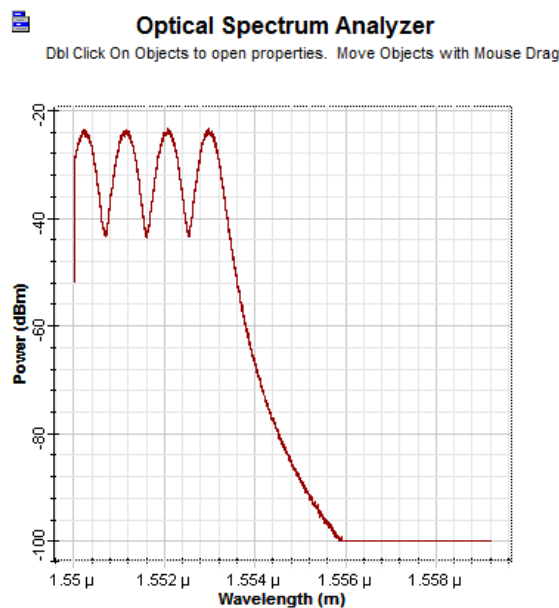


Figure III.12 Signature spectrale du code C_1 .

III.3.2.3 La fibre optique

La fibre utilisée introduit une atténuation de 0.2 dB/km, pour une longueur de 30 km on aura une atténuation de 6 dB ($30 \text{ km} \times 0.2 \text{ dB/km}$) (voir la figure III.13).

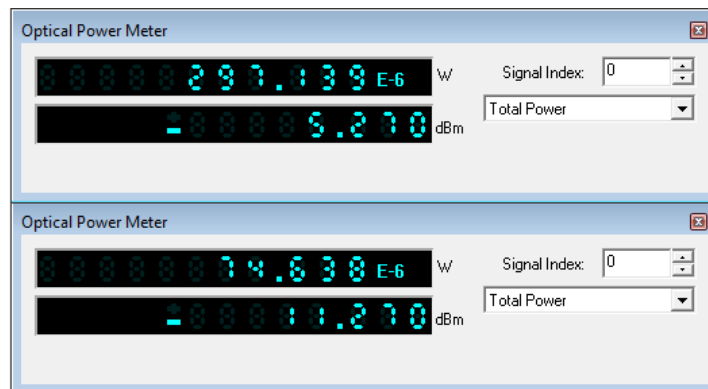


Figure III.13 Puissance optique avant après émission

III.3.2.4 Le photodétecteur

A la réception, un photodétecteur est inséré pour détecter la signature spectrale reçu, c'est la détection direct, la puissance reçu est ensuite convertie en un signal électrique (voir figure III.14).

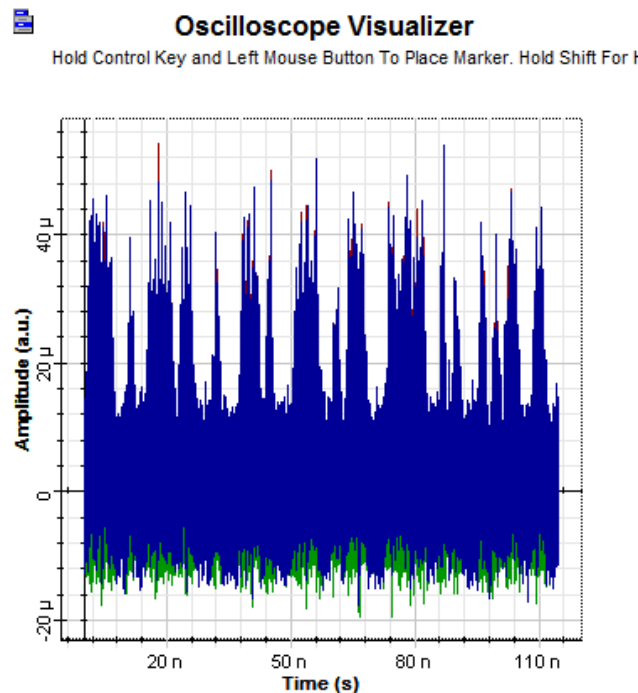


Figure III.14 Le signal électrique à la sortie du photodétecteur

Après conversion électrique, un filtre de Bessel passe bas fait office de filtre de mise en forme afin de donner au signal une forme qui facilitera l'opération de décision. Sa fréquence de coupure est égale à : $f_c = 0.75 \times D_b = 0.75 \times 622 \times 10^6 \text{ Mhz} = 466.5 \text{ Mhz}$.

III.3.2.5 Le seuil de décision

Le bloc 'BER analyser' calcule le seuil de décision (voir figure III.15). ainsi ce bloc nous permet de visualiser certaines courbes qui permettent d'évaluer le système tel que celle du BER, du facteur Q ainsi que le digramme de l'œil.

Analysis	
Max. Q Factor	6.06616
Min. BER	6.51041e-010
Eye Height	5.94818e-005
Threshold	5.93956e-005
Decision Inst.	0.527778

Figure III.15 Le seuil de décision

Le calcul de seuil de décision est réalisé par la relation suivante (voir annexe B):

$$S = \frac{i_0 + i_1}{2}$$

Où i_0 et i_1 sont les courants associés respectivement aux bits 0 et 1. Ils ont des valeurs variables en fonction du temps dû à l'altération du canal de transmission. Il est à préciser que chaque bit contient 64 échantillons, chacun de ces échantillons aura une amplitude différente au cours du temps bit. La figure III.16 représente le signal électrique reçu.

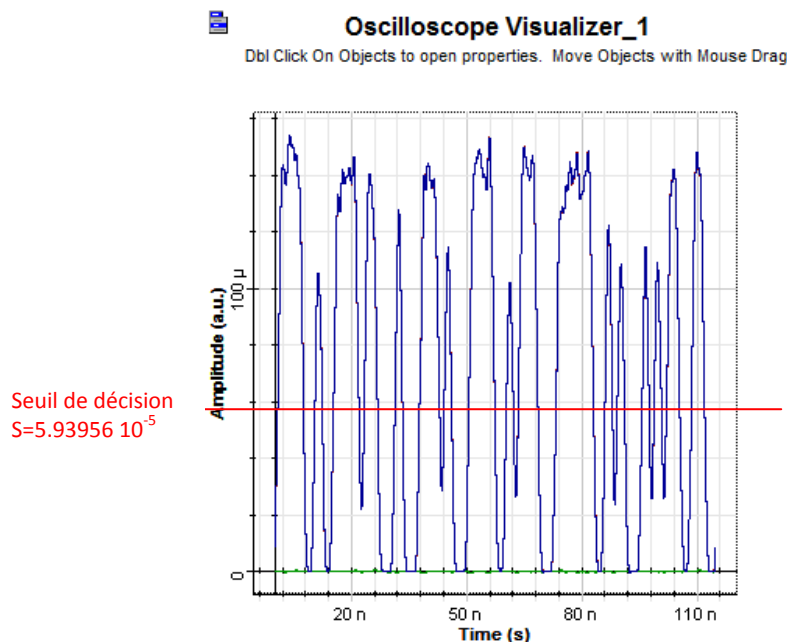


Figure III.16 Le signal électrique après filtrage de mis en forme

La valeur du seuil de décision peut donc être représentée en fonction du temps bit comme le montre la figure III.17. Le seuil optimal de décision pour l'utilisateur se situe toujours à une valeur proche du milieu entre i_0 et i_1 . Cela est due au fait que la séquence binaire émise suit un codage NRZ.

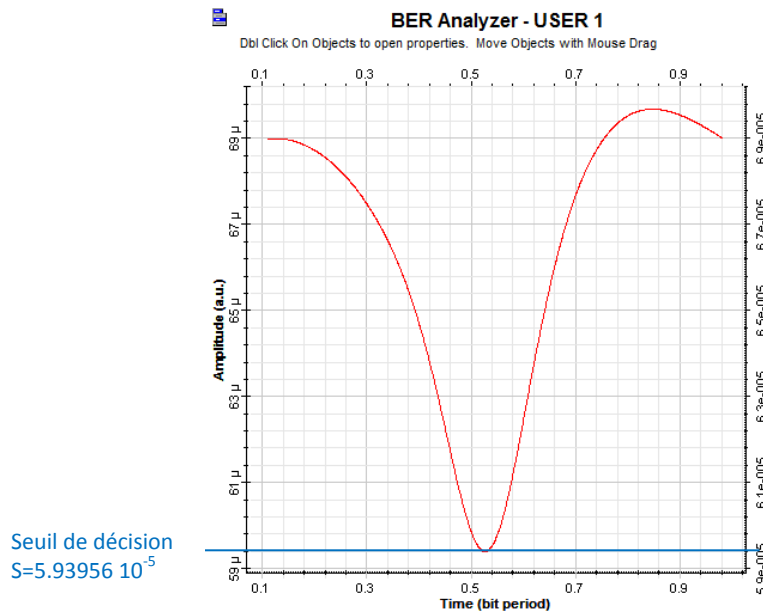


Figure III.17 Evolution du seuil de décision durant le temps bit

III.3.2.6 Le BER

Dans la figure III.18, on peut lire la valeur du BER minimale obtenue (voir annexe C), relatif au seuil minimum, qui est de $6,51041 \times 10^{-10}$ ($\log(\text{BER}) = -9.2$). Cette valeur est inférieure à 10^{-9} acceptée pour la transmission optique.

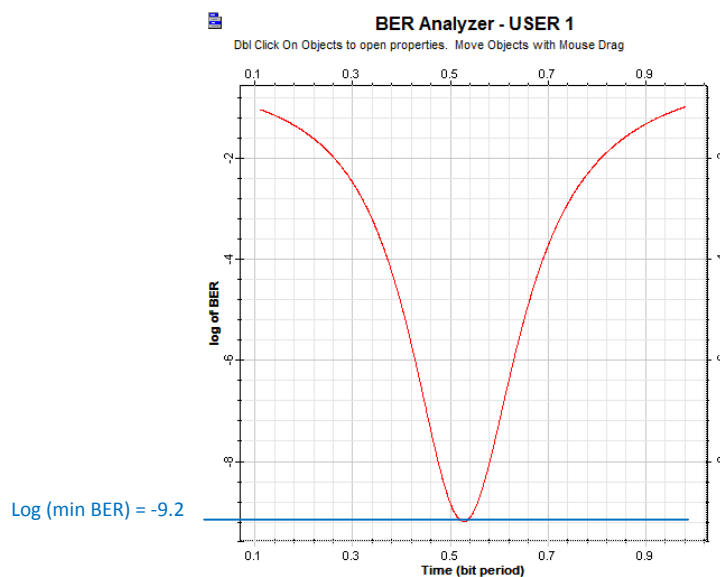


Figure III.18 Evolution du BER durant le temps bit

Pour obtenir un BER inférieur à 10^{-9} , le nombre de bits transmis doit être au moins 10^{10} , il n'est plus envisageable d'utiliser des méthodes de comptages d'erreurs pour évaluer les performances des systèmes. Dans ce cas, le BER est estimé par l'intermédiaire du facteur de qualité Q (voir annexe C). La figure III.19, illustre la variation du facteur Q durant le temps bit, la valeur retenue est celle correspondant au seuil minimum. Dans le cas étudié, le facteur Q obtenue est supérieur à la valeur minimale acceptable qui est de 6.

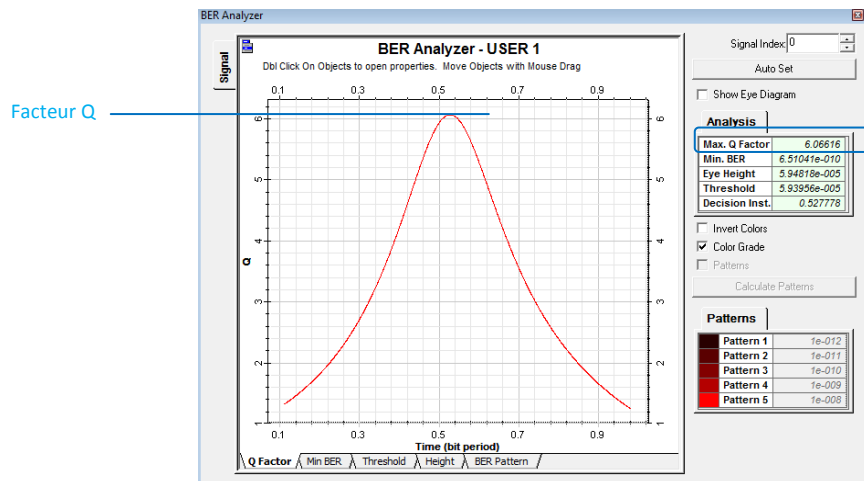


Figure III.19 Evolution de facteur Q durant le temps bit

III.3.2.7 Diagramme de l'œil

L'ouverture verticale du diagramme l'œil indique une bonne résistivité du système étudié au bruit et l'ouverture horizontale indique la sensibilité à un décalage de l'instant d'échantillonnage.

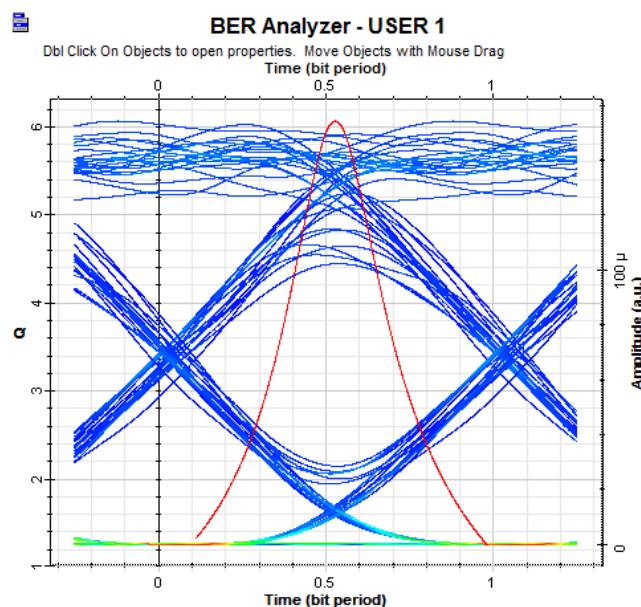


Figure III.20 Diagramme de l'œil.

III.3.3 Configuration multi-utilisateurs

Le schéma-bloc d'une liaison SAC-OCDMA à détection direct, pour une configuration multi-utilisateurs (cinq utilisateurs) sous le logiciel Optisystem, est représenté par la figure III.21. Coté émission, on trouve les mêmes blocs que ceux utilisés pour la configuration mono-utilisateur. Les données étalées, issue de tous les utilisateurs, sont combinées par un combinateur de puissance et transmises via la fibre.

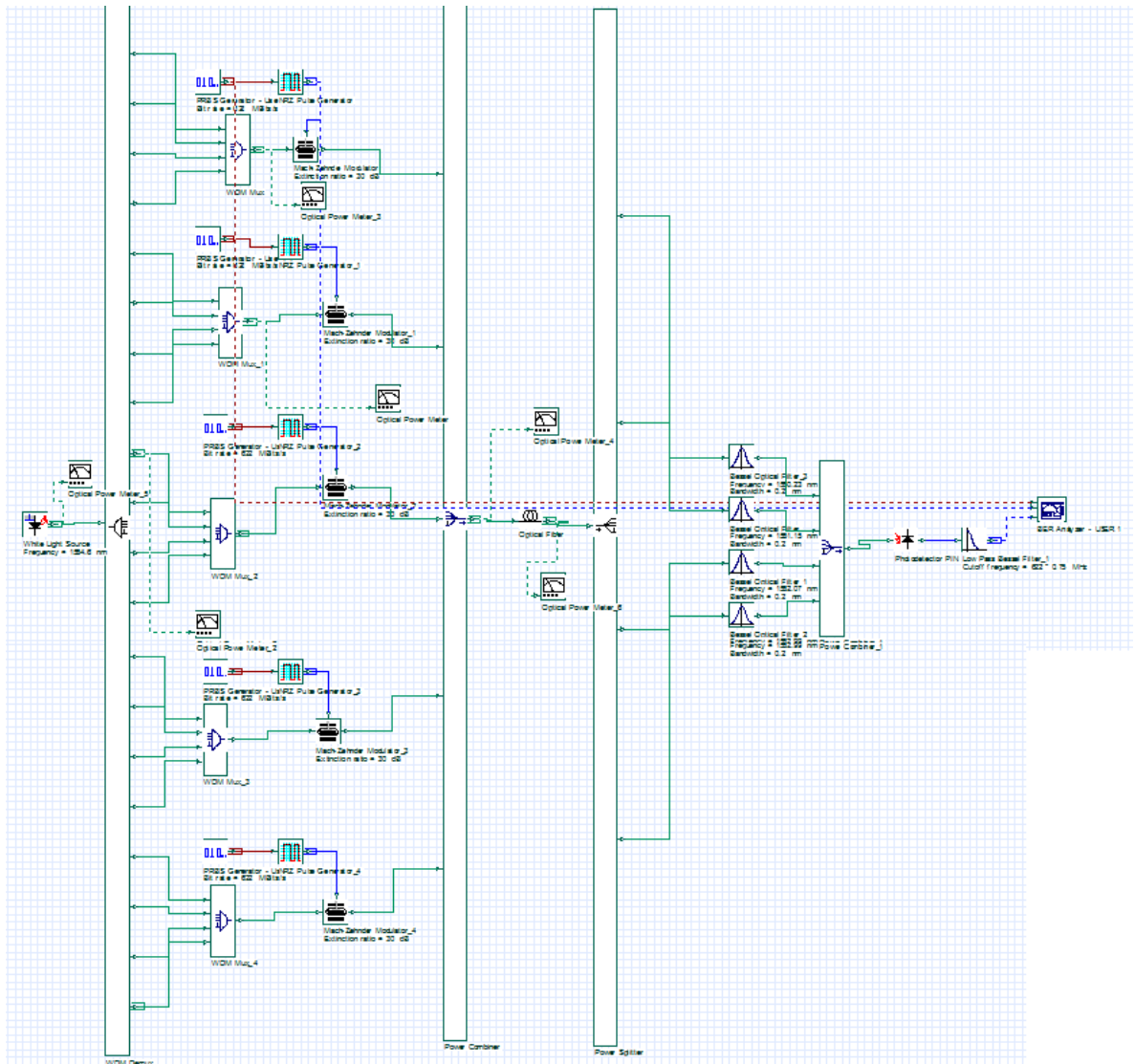


Figure III.21 Configuration multi-utilisateur SAC-OCDMA sous Optisystem 9.0

III.3.3.1 Combinateur de puissance (Power Combiner) :

Le rôle du combinateur de puissance est de combiner les cinq signatures spectrales (voir figure III.22), c'est l'équivalent de la sommation en codage temporel.

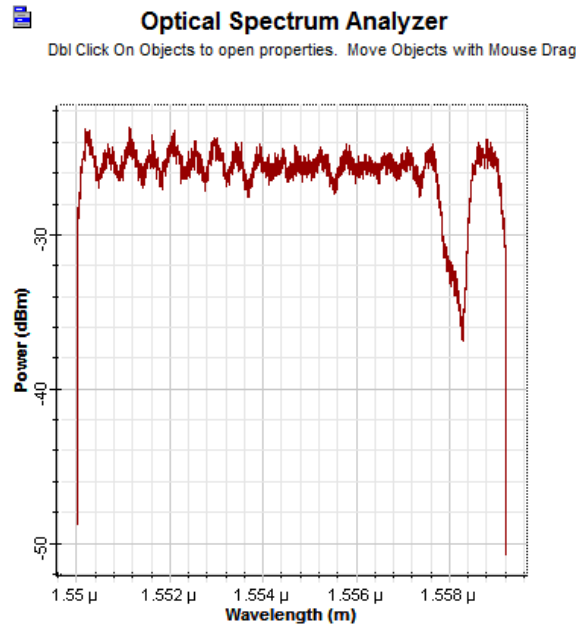


Figure III.22 Signature spectrale à la sortie du combineur de puissance

III.3.3.2 Diviseur de puissance (Power Splitter)

Le rôle du diviseur de puissance est de copier le signal d'entrée en plusieurs versions à la sortie. Donc les cinq versions sont identiques au signal d'entrée, chacun passe à travers le bras de chaque destinataire.

III.3.3.3 Le filtre optique de Bessel

A l'entrée de branche de réception, des filtres optiques de Bessel sont insérés en parallèle pour filtrer les longueurs d'onde souhaitées (voir figure III.21 et figure III.23).

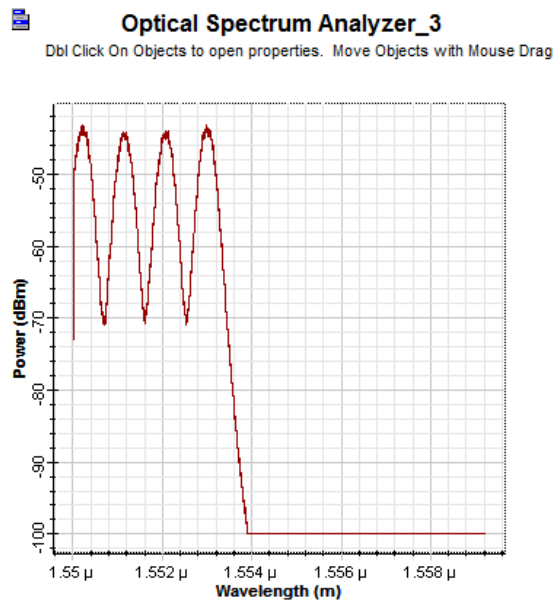


Figure III.23 Sorties combinées des filtres de Bessel

Pour garantir une bonne détection, chaque filtre doit avoir une bande inférieure à 0.4 nm et centrée autour de la longueur désirée.

III.4 Résultats de simulation

Les résultats obtenus pour le premier utilisateur, en termes de BER, sont donnés par la Figure III.24.

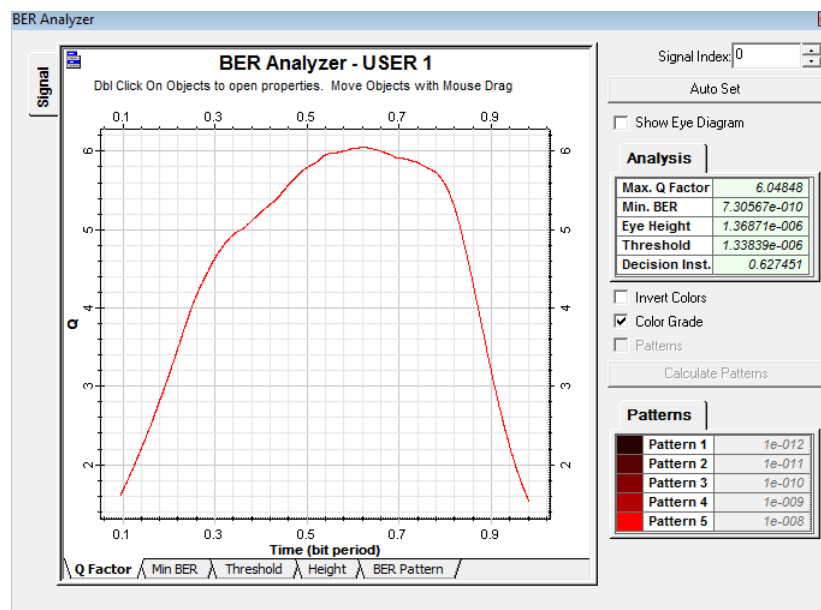


Figure III.24 Evolution du BER du premier utilisateur durant le temps bit

Le BER acceptable (inferieur à 10^{-9}) est obtenu pour une longueur de liaison de la fibre de 4,75 Km, ce qui montre qu'un système multi-utilisateurs nécessite une amplification en raison notamment des pertes de puissances engendrées par la configuration de multiplexage et démultiplexage. En augmentant la puissance, de la source optique, jusqu'à $P_{sr} = 36.139$ mW, la longueur maximale de liaison obtenue est de 26 Km.

Notant que les résultats obtenues par simulation mono/multi-utilisateurs dans le cas de l'emploi des codes ZCC (obtenus par l'algorithme BIBD) sont presque identiques ; la faible différence constatée est due à la longueur du code qui est plus grande, ce qui correspond à un partage, plus faible, de la puissance de la source entre les différents utilisateurs (voir annexe C).

III.5 Conclusion

Dans ce chapitre, l'évaluation des performances du système SAC-OCDMA avec détection directe, utilisant les codes ZCC proposés, en termes de rapport signal à bruit et du taux d'erreur binaire a été effectuée. Il est à noter que l'expression analytique du SNR, pour une détection directe, a été établie en se basant sur des approches précises, contrairement aux études précédentes.

Afin de s'assurer de l'opération de codage et de décodage, deux configurations de transmission de signaux OCDMA, mono et multi utilisateurs basées sur les codes proposés, ont été implémentées sous le logiciel Optisystem 9.0. La qualité de transmission a été mesurée par les trois critères de qualité ; le BER, le facteur Q et le diagramme de l'œil. Les résultats obtenus permettent de considérer les codes ZCC que nous avons proposés comme code de référence pour le système SAC-OCDMA à détection directe.

Conclusion générale et perspectives

Cette thèse avait pour objet la proposition de méthodes permettant la génération de séquences de codes ZCC appliqués aux systèmes SAC-OCDMA à détection directe.

Dans le premier chapitre, nous nous sommes intéressés principalement aux différentes notions de multiplexage et de techniques d'accès multiples utilisées dans les systèmes de communications optiques. Un accent particulier est également mis sur le principe du codage spectral d'amplitude, les différentes techniques de détections ainsi que les bruits engendrés par le système.

Dans le second chapitre, les principales familles de code utilisées en OCDMA ; les codes bipolaires, les codes unipolaires et les codes ZCC ont été présentées. Les codes ZCC ont été considérés pour l'avantage qu'ils présentent notamment en termes de critère de corrélation.

Deux nouvelles méthodes de construction des codes ZCC ont été proposées ; la première est basée sur une méthode algébrique quant à la deuxième est fondée sur l'algorithme dit BIBD. Les codes construits présentent un bon compromis en termes de taille, de capacité de multiplexage et critère de corrélation.

L'étude comparative effectuée entre les méthodes que nous avons proposées et les méthodes existantes en termes de niveaux de sécurité, de longueurs de code et de complexité de construction a montré le bien fondé des méthodes proposées.

Dans le troisième chapitre, l'étude théorique menée, nous a permis de déterminer analytiquement l'expression du SNR et du BER en fonction des différents paramètres du système SAC-OCDMA à détection spectrale directe. Les résultats analytiques obtenus ont été corroborés par des calculs numériques directs.

La phase de simulation de la transmission du signal CDMA sur un canal optique nous a permis d'évaluer les performances du système SAC-OCDMA « tout-optique » pour des configurations mono utilisateur, sans interférant, et multiutilisateur, en présence d'interférant. Les résultats obtenus, en termes de BER, facteur Q et de diagramme de l'œil et des puissances mesurées en différents points du système nous ont

permis de confirmer l'impact résultant des interférences d'accès multiples, de l'aspect de la dispersion et des bruits engendrés au niveau du photodétecteur sur la qualité de transmission.

Quelques suggestions pour les futurs travaux.

- Recherche de codes (1D, 2D voir 3D) présentant un bon compromis en termes de taille, de capacité de multiplexage et critère de corrélation.
- Recherche de récepteurs simples, performants et adaptés aux codes construits.

Les travaux présentés dans cette thèse ont donné lieu aux publications suivantes :

Garadi Ahmed, Ali. Djebbari "New Technique for construction of a Zero Cross Correlation Code". *Optik, International Journal for Light and Electron Optics*, Volume 123, Issue 15, August 2012, Pages 1382-1384.

A. Djebbari, **A. Garadi**, Dayoub I, Taleb-Ahmed A "A New Code Construction with Zero Cross Correlation Based on BIBD". *Optik, International Journal for Light and Electron Optics*, Volume 124, Issue 18, September 2013, Pages 3419-3421.

Annexe A

Racine primitive

Soit p un nombre premier, α est une racine primitive de p si les $(p-1)$ puissances de α modulo p excepté '0' sont différents.

Exemple :

$p=5$ la racine primitive de p est $\alpha \in \{2, 3\}$ car :

En effet les $p-1 = 4$ puissances de 2 modulo 5 est :

$$2^0 \text{ mod } 5 = 1$$

$$2^1 \text{ mod } 5 = 2$$

$$2^2 \text{ mod } 5 = 4$$

$$2^3 \text{ mod } 5 = 3$$

Tous les résultats sont différents

En effet les $p-1 = 4$ puissances de 3 modulo 5 est :

$$3^0 \text{ mod } 5 = 1$$

$$3^1 \text{ mod } 5 = 3$$

$$3^2 \text{ mod } 5 = 4$$

$$3^3 \text{ mod } 5 = 2$$

Tous les résultats sont différents

Le tableau suivant donne les racines primitives des nombres premiers inférieurs à 100.

Nombre premier	Racine primitive
2	1
3	2
5	2, 3
7	3, 5
11	2, 6, 7, 8
13	2, 6, 7, 11
17	3, 5, 6, 7, 10, 11, 12, 14, 15

19	2, 3, 10, 14, 15, 16, 17
23	5, 7, 8, 9, 12, 13, 14, 15, 16, 17, 18, 19, 20, 21
29	2, 5, 6, 8, 9, 10, 11, 13, 14, 18, 19, 20, 21
31	3, 7, 9, 10, 11, 12, 14, 15, 17 18, 19, 20, 21, 22 23, 27, 29
37	2, 4, 5, 8, 12, 13, 15, 16, 18, 19, 20, 21, 22, 23, 24, 25, 28, 29, 30, 32, 33, 34, 35
41	5, 6, 7, 8, 11, 12, 15, 17, 19, 20, 21, 22, 23, 24, 25, 26, 27, 28, 29, 30, 33, 34, 35, 36
43	3, 5, 8, 9, 10, 12, 13, 14, 15, 17, 18, 19, 20, 22, 23, 24, 25, 26, 27, 28, 29, 30, 31, 32, 33, 34, 35, 37, 38, 39, 40, 41
47	3, 4, 5, 6, 7, 8, 9, 10, 11, 12, 14, 15, 16, 17, 18, 19, 20, 21, 22, 23, 25, 26, 27, 28, 29, 30, 31, 32, 33, 35, 36, 37, 38, 39, 40, 41, 42, 43, 44, 45
53	2, 3, 4, 5, 6, 7, 8, 9, 10, 11, 12, 13, 14, 15, 16, 17, 18, 19, 20, 21, 22, 24, 25, 26, 27, 28, 29, 32, 33, 34, 35, 36, 38, 39, 40, 42, 43, 44, 45, 46, 47, 48, 49, 50, 51
59	2, 3, 4, 5, 6, 7, 8, 9, 10, 11, 12, 13, 14, 15, 16, 17, 18, 19, 20, 21, 22, 23, 24, 25, 26, 27, 28, 29, 30, 31, 32, 33, 34, 35, 36, 37, 38, 39, 40, 41, 42, 43, 44, 45, 46, 47, 48, 49, 50, 51, 52, 53, 54, 55, 56, 57
61	2, 4, 5, 6, 7, 8, 10, 12, 15, 16, 17, 18, 19, 21, 22, 23, 24, 25, 26, 27, 28, 29, 30, 31, 32, 33, 35, 36, 37, 38, 39, 40, 41, 43, 44, 45, 46, 48, 49, 52, 53, 54, 55, 56, 57, 59
73	5, 6, 7, 11, 12, 13, 14, 15, 16, 17, 18, 19, 20, 21, 22, 23, 24, 25, 26, 28, 29, 30, 31, 32, 33, 34, 35, 36, 37, 38, 39, 40, 41, 42, 43, 44, 45, 47, 48, 49, 50, 51, 52, 53, 54, 55, 56, 57, 58, 59, 60, 61, 62, 63, 65, 66, 67, 68, 69, 70, 71
97	2, 3, 4, 5, 6, 7, 8, 9, 10, 11, 12, 13, 14, 15, 16, 17, 18, 19, 20, 21, 22, 23, 24, 25, 26, 27, 28, 29, 30, 31, 32, 33, 36, 37, 38, 39, 40, 41, 42, 43, 44, 45, 46, 47, 48, 49, 50, 51, 52, 53, 54, 55, 56, 57, 58, 59, 60, 62, 63, 64, 65, 66, 67, 68, 69, 70, 71, 72, 73, 74, 76, 77, 78, 79, 80, 81, 82, 83, 84, 85, 86, 87, 88, 89, 90, 91, 92, 93, 94, 95

Annexe B

La probabilité d'erreur

B.1 Calcul de la probabilité d'erreur

Le taux d'erreur binaire ou la probabilité d'erreur est défini par l'équation suivante :

$$P_e = p_0 \cdot P_{(1/0)} + p_1 \cdot P_{(0/1)} \quad (\text{B.1})$$

Où p_0, p_1 représentent respectivement les probabilités a priori des symboles 0 et 1, Dans le cas étudié les '0' et les '1' sont supposés équiprobables ($p_0 = p_1 = \frac{1}{2}$).

Soit,

$$y = i_j + b \quad (\text{B.2})$$

Où y est le signal reçu à l'envoi du symbole 'j' (0 ou 1), i_j c'est la composante du signal y , $0 \leq j \leq 1$, et b est la composante du bruit.

'b' est une variable aléatoire gaussienne qui suit une loi normal centrée de variance σ^2 , notée ($b \sim N(0, \sigma^2)$), et de densité de probabilité :

$$P_y(b) = \frac{1}{\sqrt{2\pi} \sigma} e^{-\frac{b^2}{2\sigma^2}} \quad (\text{B.3})$$

Ce qui implique que y_j est également une variable aléatoire gaussienne de moyenne i_0 , pour '0' transmis ou i_1 pour '1' transmis.

- Calcul de $P_{(0/1)}$ ('1' transmis et '0' détecté)

Soit S, le seuil de décision :

$$\begin{aligned} P_{(0/1)} &= P(y < S) = P(i_1 + b < S) \\ &= P(b < S - i_1) \end{aligned} \quad (\text{B.4})$$

$$\Rightarrow P_{(0/1)} = \int_{-\infty}^S \frac{1}{\sqrt{2\pi} \sigma} e^{-\frac{(y-i_1)^2}{2\sigma^2}} dy \quad (\text{B.5})$$

$$\text{En posant } x = \frac{-(y-i_1)}{\sqrt{2}\sigma} \Rightarrow dx = \frac{-1}{\sqrt{2}\sigma} dy$$

$$\Rightarrow dy = -\sqrt{2}\sigma dx$$

En remplace (B.5) dans (B.4) donne :

$$\Rightarrow P_{(0/1)} = \int_{\frac{i_1-S}{\sqrt{2}\sigma}}^{+\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi} \sigma} e^{-x^2} \sqrt{2}\sigma dx$$

$$\Rightarrow P_{(0/1)} = \frac{1}{\sqrt{\pi}} \int_{\frac{i_1-S}{\sqrt{2}\sigma}}^{+\infty} e^{-x^2} dx \quad (\text{B.6})$$

Sachant que par définition $erfc(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_x^{+\infty} e^{-u^2} du$, $erfc$ désigne la fonction d'erreur complémentaire, Par analogie l'équation (B.6) deviendra

$$P_{(1/0)} = \frac{1}{2} erfc\left(\frac{i_1-S}{\sqrt{2}\sigma}\right) \quad (\text{B.7})$$

- Calcul de $P_{(0/1)}$ ('0' transmis et '1' détecté)

$$\begin{aligned} P_{(0/1)} &= P(y > S) = P(i_0 + b > S) \\ &= P(b > S - i_0) \end{aligned} \quad (\text{B.8})$$

$$\Rightarrow P_{(0/1)} = \int_S^{+\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} e^{-\frac{(y-i_0)^2}{2\sigma^2}} dy \quad (\text{B.9})$$

$$\text{En posant } x = \frac{y-i_0}{\sqrt{2}\sigma} \Rightarrow dx = \frac{1}{\sqrt{2}\sigma} dy \quad (\text{B.10})$$

En remplaçant (B.10) dans (B.9)

$$\begin{aligned} P_{(0/1)} &= \int_{\frac{S-i_0}{\sqrt{2}\sigma}}^{+\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} e^{-x^2} \sqrt{2}\sigma dx \\ \Rightarrow P_{(0/1)} &= \frac{1}{\sqrt{\pi}} \int_{\frac{S-i_0}{\sqrt{2}\sigma}}^{+\infty} e^{-x^2} dx \end{aligned} \quad (\text{B.11})$$

En ce basant sur l'équation (B.11), l'équation (B.7) deviendra

$$P_{(0/1)} = \frac{1}{2} erfc\left(\frac{S-i_0}{\sqrt{2}\sigma}\right) \quad (\text{B.12})$$

En remplaçant l'équation (B.7) et (B.12) dans l'équation (B.1) et sachant que $p_0 = p_1 = \frac{1}{2}$ l'expression du BER deviendra :

$$P_e = \frac{1}{4} erfc\left(\frac{S-i_0}{\sqrt{2}\sigma}\right) + \frac{1}{4} erfc\left(\frac{i_1-S}{\sqrt{2}\sigma}\right) \quad (\text{B.13})$$

B.2 Calcul du seuil optimal de décision

La position optimale du seuil s'obtient en calculant la dérivée de la probabilité d'erreur donnée par la relation (B.13) par rapport à la variable S, le seuil de décision, et en cherchant la valeur qui l'annule (voir l'équation (B.14)).

$$\frac{dP_e}{dS} = 0 \quad (\text{B.14})$$

$$\Rightarrow \frac{d}{dS} \left[\frac{1}{\sqrt{\pi}} \int_{\frac{S-i_0}{\sqrt{2}\sigma}}^{+\infty} e^{-x^2} dx \right] + \frac{d}{dS} \left[\frac{1}{\sqrt{\pi}} \int_{\frac{i_1-S}{\sqrt{2}\sigma}}^{+\infty} e^{-x^2} dx \right] = 0 \quad (\text{B.15})$$

$$\text{En posant } x = \frac{(S-i_1)}{\sqrt{2}\sigma} \Rightarrow s = \sqrt{2}\sigma x + i_1 \quad ds = \sqrt{2}\sigma dx$$

$$\frac{d}{dS} \left[\frac{1}{\sqrt{\pi}} \int_{\frac{S-i_0}{\sqrt{2}\sigma}}^{+\infty} e^{-x^2} dx \right] = \frac{d}{\sqrt{2}\sigma \cdot dx} \left[\frac{1}{\sqrt{\pi}} \int_{\frac{S-i_0}{\sqrt{2}\sigma}}^{+\infty} e^{-x^2} dx \right] = \frac{-1}{\sqrt{2}\sigma\sqrt{\pi}} e^{-\frac{(S-i_0)^2}{2\sigma^2}} \quad (\text{B.16})$$

En posant $x = \frac{(i_1-s)}{\sqrt{2}\sigma} \Rightarrow s = i_1 - \sqrt{2}\sigma x \quad ds = -\sqrt{2}\sigma dx$

$$\frac{d}{ds} \left[\frac{1}{\sqrt{\pi}} \int_{\frac{i_1-s}{\sqrt{2}\sigma}^{+\infty} e^{-x^2} dx \right] = \frac{d}{-\sqrt{2}\sigma dx} \left[\frac{1}{\sqrt{\pi}} \int_{\frac{i_1+s}{\sqrt{2}\sigma}^{+\infty} e^{-x^2} dx \right] = \frac{+1}{\sqrt{2}\sigma\sqrt{\pi}} e^{-\frac{(i_1-s)^2}{2\sigma^2}} \quad (\text{B.17})$$

En remplaçant (B.16) et (B.17) dans (B.15)

$$\begin{aligned} \Rightarrow \frac{-1}{\sqrt{2}\sigma\sqrt{\pi}} e^{-\frac{(s-i_0)^2}{2\sigma^2}} + \frac{1}{\sqrt{2}\sigma\sqrt{\pi}} e^{-\frac{(i_1-s)^2}{2\sigma^2}} &= 0 \\ \Rightarrow e^{-\frac{(s-i_0)^2}{2\sigma^2}} &= e^{-\frac{(i_1-s)^2}{2\sigma^2}} \\ \Rightarrow \frac{-(s-i_0)^2}{2\sigma^2} &= \frac{-(i_1-s)^2}{2\sigma^2} \\ \Rightarrow (s-i_0)^2 &= (i_1-s)^2 \end{aligned} \quad (\text{B.18})$$

$$\Rightarrow s^2 - 2Si_0 + i_0^2 = i_1^2 - 2Si_1 + s^2$$

$$\Rightarrow 2S(i_1 - i_0) = i_1^2 - i_0^2$$

$$\Rightarrow 2S(i_1 - i_0) = (i_1 - i_0)(i_1 + i_0)$$

$$\Rightarrow S = \frac{i_1 + i_0}{2} \quad (\text{B.19})$$

En remplaçant l'équation (B.19) dans l'expression de la probabilité d'erreur (B.13)

$$P_e = \frac{1}{4} \operatorname{erfc} \left(\frac{i_1 - i_0}{2\sqrt{2}\sigma} \right) + \frac{1}{4} \operatorname{erfc} \left(\frac{i_1 - i_0}{2\sqrt{2}\sigma} \right) \quad (\text{B.17})$$

$$\Rightarrow P_e = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\frac{i_1 - i_0}{2\sqrt{2}\sigma} \right) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\frac{i_k}{2\sqrt{2}\sigma} \right) \quad (\text{B.18})$$

B.3 Calcul du SNR dan le cas d'une détection d'une seule onde

La DSP au niveau de la photodiode du $l^{\text{ème}}$ utilisateur durant la durée d'un bit est [12]-[20]:

$$r(v) = \frac{P_{sr}}{\Delta v} \sum_{k=1}^K d_k \sum_{i=1}^L C_k(i) \cdot C_{ld}(i) \cdot \pi(i)$$

Où $C_{ld}(i)$ est le code de décodage du $l^{\text{ème}}$ récepteur, qui est obtenu à partir du code $C_l(i)$ est qui contient un seul chip. L'équation (III.9) devient

$$\sum_{i=1}^L C_k(i) \cdot C_{ld}(i) = \begin{cases} 1 & \text{for } l = k \\ 0 & \text{for } l \neq k \end{cases} \quad (\text{B.19})$$

En utilisant les équations (III.10), (III.1) et (III.17), le photocourant i_k du $k^{\text{ème}}$ utilisateur s'écrit :

$$i_k = \mathfrak{R} \cdot \frac{P_{sr}}{L} \quad (\text{B.20})$$

De l'équation (III.5), le SNR s'écrit :

$$\text{SNR} = \frac{(\mathfrak{R} \cdot \frac{P_{sr}}{L})^2}{2 \cdot e \cdot B \cdot \mathfrak{R} \cdot \frac{P_{sr}}{L} + \frac{4 K_b T_n B}{R_1}} \quad (\text{B.21})$$

Annexe C

C.1 Calcul des paramètres de simulation

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 $B_L = 1.142$ THz (égale à la fréquence d'échantillonnage) [27]-[30], on peut calculer:

- Le débit global de simulation (bit rate)

$$D_g = \frac{1.142 \times 10^{12}}{64} = 17.843750000 \text{ Gbits/s}$$

- L'espacement fréquentiel F_s (Frequency spacing) de B_L

$$F_s = \frac{B_L}{\text{le nombre d'échantillons total}} = \frac{1.142 \times 10^{12}}{131072} = 8712768,5546875 \text{ Hz}$$

- Le temps de visualisation de séquence de bits T_w (Time window)

$$T_w = \frac{1}{F_s} = \frac{1}{8712768,5546875} = 114,7740805604 \text{ ns}$$

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

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

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

$$T_w \rightarrow N_{bits}$$

$$N_{bits} = \frac{622.10^6 \times 114.7740805604 \cdot 10^{-9}}{1} = 71,389 \text{ (soit 71 bits visualisés)}$$

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

Le facteur de qualité est obtenu à partir du diagramme de l'œil (voir figure C.1).

L'estimation du BER est comme suit [28]:

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

Où le facteur Q est donné par

$$Q = \frac{|\mu_1 - \mu_0|}{\sigma_0 + \sigma_1} \quad (\text{C.2})$$

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 (voir figure C.1).

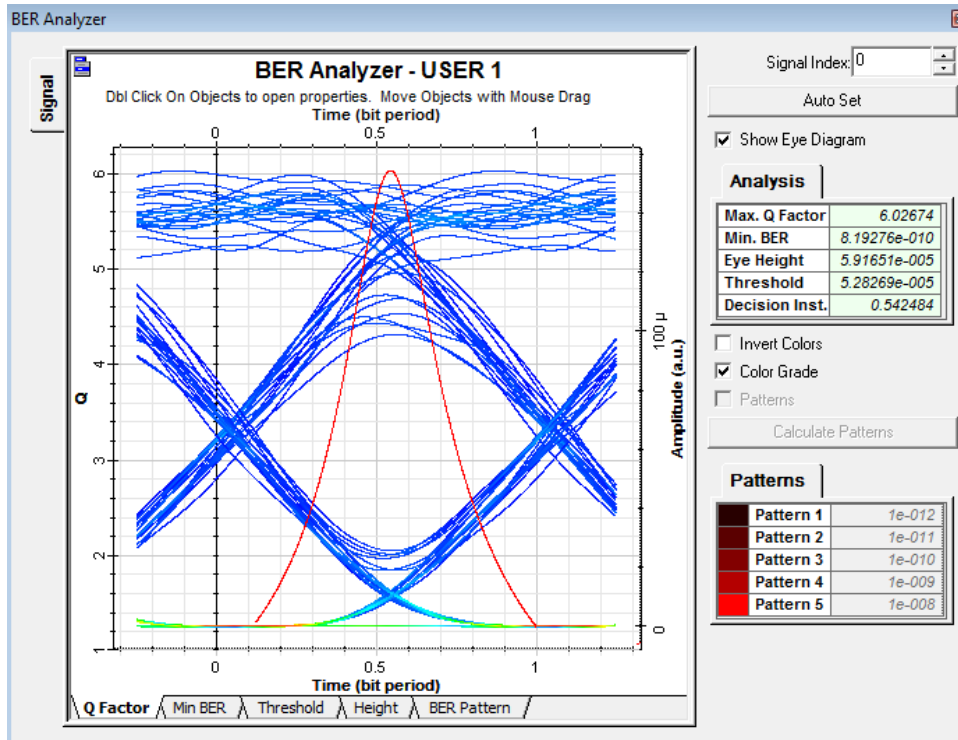


Figure C.1 Diagramme de l'œil

C.3 BER obtenu dans le cas des codes ZCC [17], pour une liaison de longueur 28 km (figure C.2, cas mono-utilisateur) et 4.5 km (figure C.3, cas multi-utilisateur):

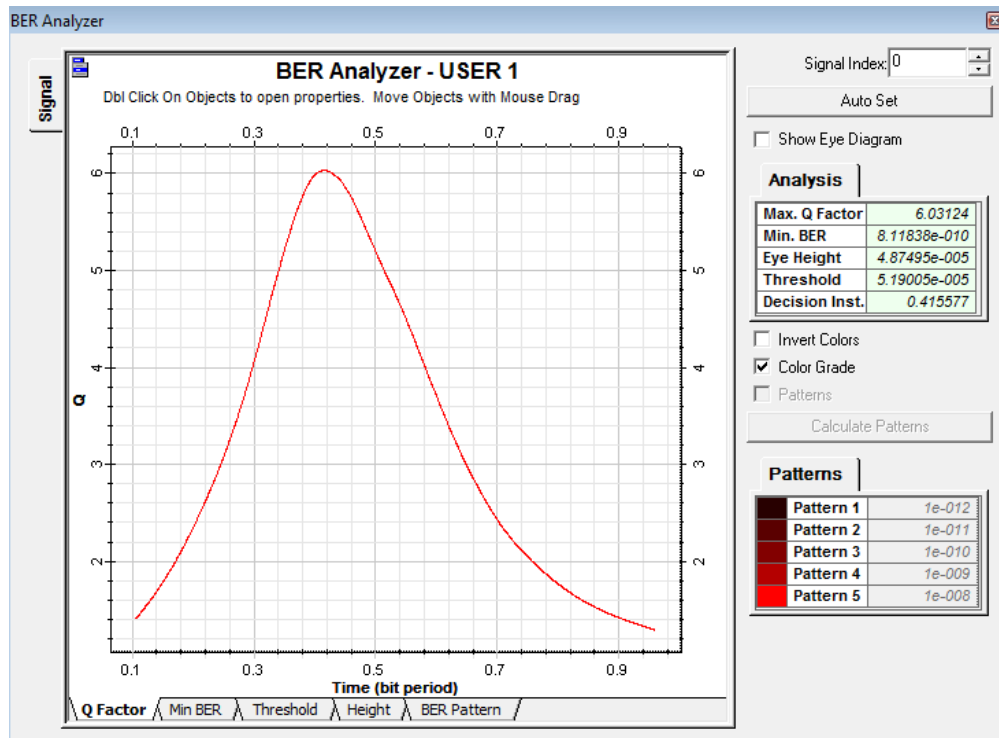


Figure C.2 Evolution du BER mono utilisateur durant le temps bit

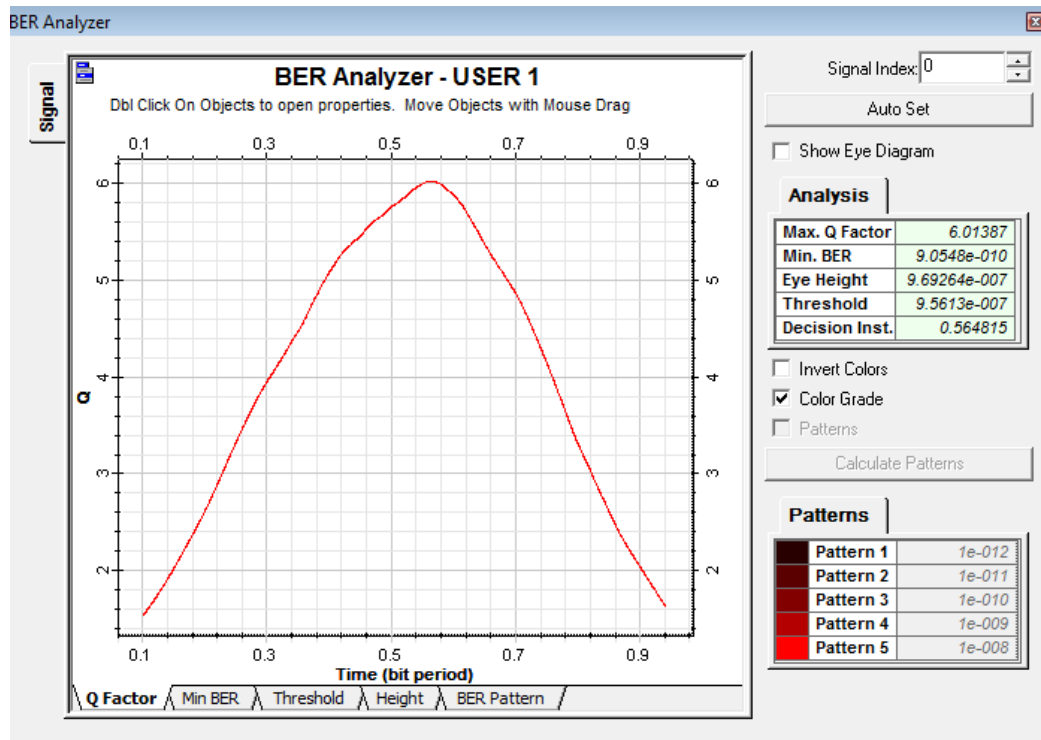


Figure C.3 Evolution du BER multi utilisateur durant le temps bit

Bibliographie

[1] M. M. Karbassian "conception et analyse des architectures de propagation de code et d'émetteur récepteur pour réseaux optiques de CDMA". Thèse de doctorat, Université de Birmingham, 2009.

[2] J. Penon, "Réduction du bruit d'intensité dans les systèmes SAC OCDMA incohérents utilisant des réseaux de Bragg ", Thèse de doctorat, Université de Laval, 2009.

[3] I. Fsayfes, "Encodage et décodage temporels en tout optique à réseaux de Bragg pour l'accès multiple", Thèse de doctorat, Ecole doctorale d'informatique et de télécommunications de paris, 2007.

[4] G. Pille "Multiplexage optique à répartition par codes spectraux en optique intégrée", Thèse de doctorat, Université de Montpellier II, discipline : électronique-composants et systèmes, 2005.

[5] Naufal M. Saad, "Contribution à l'étude de l'application de la technique CDMA aux systèmes de transmission optique ", Thèse de doctorat, Université de Limoges, 2005.

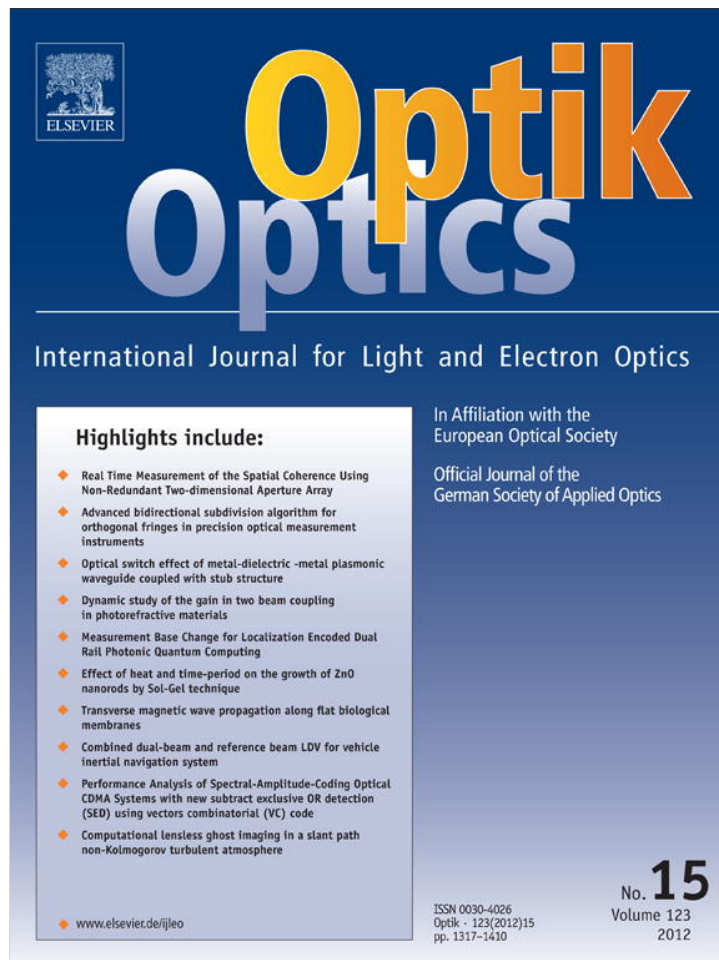
[6] Hongxi Yin, David J. Richardson, "Optical code division multiple access communication networks theory and applications", Tsinghua University Press, Beijing and Springer-Verlag GmbH Berlin Heidelberg, 2007.

[7] Jean-Louis Verneuil, "Simulation de systèmes de télécommunications par fibre optique à 40 Gbits/s", Thèse de doctorat, Université de Limoges, 2003.

- [8] Jaswinder Singh and Maninder Lal Singh "Design of 3-D Wavelength/Time/Space codes for asynchronous fiber-optic CDMA systems". *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 22, pp. 131-133, 2010.
- [9] Z.Wei, H. M. H. Shalaby, and H. Ghafouri-Shiraz, "Modified quadratic congruence codes for fiber Bragg-grating-based spectral-amplitude-coding optical CDMA systems". *J. Lightwave Technol*, vol. 19, pp.1274–1281, 2001.
- [10] I. Joindot et M. Joindot, "Les Télécommunications par fibres optiques," Dunod et CNET-ENST, Paris, 1996.
- [11] Ihssan Sh. H, Feras N. Hasoon, Sahbudin Shaari, "Optical CDMA system parameters limitations for AND subtraction detection scheme under enhanced double weight (EDW) code based on simulation experiment". *Optica Applicata*, vol. XL, pp. 669-676, 2010.
- [12] F.R.K. Chung, Jawad A. Salehi and V. K. Wei, "Optical orthogonal codes: design, analysis, and applications". *IEEE Transactions on Information theory*, vol. 35, pp. 595-605, 1989.
- [13] Thanaa Hussein Abd, S.A. Aljunid, Hilal Adnan Fadhil, R.A. Ahmad, N.M. Saad," Development of a new code family based on SAC-OCDMA system with large cardinality for OCDMA network", *Optical Fiber technology*, vol. 17, pp. 273-280, 2011.
- [14] M.S. Anuar, S.A. Aljunid, N.M. Saad, A. Mohammed, E.I. Babekir, "PIN versus avalanche photodiode gain optimization in zero cross correlation optical code division multiple access system", *Optik, International Journal for Light and Electron Optics*, vol. 124, pp. 371-375, 2013.
- [15] 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.

- [16] Ahmed Garadi, A. Djebbari, "New technique for construction of a zero cross correlation code", *Optik, International Journal for Light and Electron Optics*, vol. 123, pp. 1382-1384, 2012.
- [17] Djebbari. A, A. Garadi, Dayoub i, Taleb-ahmed, "A new code construction with zero cross correlation based on BIBD", *Optik, International Journal for Light and Electron Optics*, vol. 124, pp. 3419-3421, 2013.
- [18] Ahmed. Garadi, Ali. Djebbari, Taleb-Ahmed. A, " Zero Cross-Correlation Codes based on BIBD: performance analysis and applications", *The Second Saudi International Electronics, Communications and Photonics Conference*, 2013.
- [19] Garadi Ahmed, Ali Djebbari, "New family of algebraically designed Zero Cross Correlation codes for use in CDMA fibre", *IJCSNS International Journal of Computer Science and Network Security*, vol.11, pp. 131-133, 2011.
- [20] Isaac A.M. Ashour, Sahbudin Shaari, P. Susthitha Menon and Hesham A. Bakarman,"Optical Code-Division Multiple-Access and Wavelength Division Multiplexing: hybrid scheme review", *Journal of Computer Science*, vol. 8, pp. 1718-1729, 2012.
- [21] FAN R. K. Chung, Jawad A. SALHI,"Optical Orthogonal Codes: design, analysis, and applications", *IEEE Taransactions on information Theory*, vol. 35, pp.595-604, 1989.
- [22] Ivan B. Djordjevic and Bane Vasic," Novel combinatorial constructions of Optical Orthogonal Codes for incoherent Optical CDMA systems", *Journal of Lightwave Technology*, vol. 21, pp 1869-1875, 2003.
- [23] K. S. Nisar, "Construction of zero cross correlation code using a type of anti-diagonal identity column block matrices", *Optik, International Journal for Light and Electron Optics*, vol. 125, pp. 6586-6588, 2014.

- [24] Hossam M. H. Shalaby, "Closed-form expression for the Bit-Error Rate of Spectral-Amplitude-Coding Optical CDMA Systems", *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 24, pp.1285-1287, 2012.
- [25] J.M. Nordin, S.A. Aljunid, R.A. Rahim, M.S. Anuar, A.R. Arief, R.B. Ahmad, M. N. Saad, "Performance evaluation of Fi-Wi network based on SCM–optical code division multiple access architecture", *Optik, International Journal for Light and Electron Optics*, vol. 124, pp. 4046– 4051, 2013.
- [26] Hilal A. Fadhil, Syed A. Aljunid, Hassan Y. Ahmed, Hamza M.R. AlKhafaji, "Variable cross-correlation code construction for spectral amplitude coding optical CDMA networks", *Optik, International Journal for Light and Electron Optics*, vol. 123, pp. 956– 963, 2012.
- [27] Mathilde Gay, "Etude théorique et expérimentale de l'impact de la régénération 2R dans un système de transmission optique haut débit", Thèse de doctorat, Université de rennes, 2006.
- [28] Jean. Philippe laflamme, "Suppression de l'interférence d'accès multiple dans un réseau CDMA optique par égalisation", Thèse de doctorat, Université Laval, 1999.
- [29] OptiSystem "Optical Communication System Design Software: User's Reference ". Version 9.0, Laboratoire de télécommunications et traitement numérique du signal, Université Djillali liabes Sidi Bel Abbes, 2010.
- [30] OptiSystem "Optical Communication System Design Software: Component Library". Version 9.0, Laboratoire de télécommunications et traitement numérique du signal, Université Djillali liabes Sidi Bel Abbes, 2010.
- [31] OptiSystem, "Optical Communication System Design Software: Getting Started ", Version 9.0, Laboratoire de télécommunications et traitement numérique du signal, Université Djillali liabes Sidi Bel Abbes, 2010.



This article appeared in a journal published by Elsevier. The attached copy is furnished to the author for internal non-commercial research and education use, including for instruction at the authors institution and sharing with colleagues.

Other uses, including reproduction and distribution, or selling or licensing copies, or posting to personal, institutional or third party websites are prohibited.

In most cases authors are permitted to post their version of the article (e.g. in Word or Tex form) to their personal website or institutional repository. Authors requiring further information regarding Elsevier's archiving and manuscript policies are encouraged to visit:

<http://www.elsevier.com/copyright>



New technique for construction of a zero cross correlation code

Garadi Ahmed*, Ali Djebbari¹

Telecommunications and Digital Signal Processing Laboratory, Djillali Liabes University of Sidi Bel Abbes, Algeria

ARTICLE INFO

Article history:

Received 1 March 2011

Accepted 15 July 2011

Keywords:

Optical Code Division Multiple Access

(OCDMA)

Zero cross-correlation (ZCC) code

Phase induced intensity noise (PIIN)

ABSTRACT

This paper proposes a new technique for constructing zero cross correlation codes (ZCC). In the existing techniques, especially for weight w more than one, the weight is always fixed to the maximum number of users (i.e. the code size). To overcome this difficulty, an efficient design is presented. The code design procedure can be easily used to construct variable length and non-constant weight w . A comparison has been established between existing ZCC optical codes and the novel ZCC classes.

© 2011 Elsevier GmbH. All rights reserved.

1. Introduction

In optical spectrum Code Division Multiple Access (OSCDMA) systems, the effective signal-to-noise ratio (SNR) is limited by the interference resulting from the other user transmitting at the same time on a common channel, known as Multiple Access Interference (MAI) [1]. The OCDMA suffers also from other types of noises like intrinsic noise sources arising from the physical effects of the system design itself such as relative intensity noise (RIN), phase induced intensity noise (PIIN), thermal noise and shot noise [1]. PIIN is closely related to the MAI due to the overlapping of spectral from the different users [1]. The key to an effective OCDMA system is efficient address codes with zero cross correlation to easily distinguish the intended signal from the interfering signal and high auto-correlation in order to maximize the intended signal with respect to the interfering (noise) [2].

The main goal of this study is to develop a new ZCC code to improve the performance of optical network. This paper is organized as follows. In Section 2 we provide a definition for double weight code and the modified double weight code, their properties, and their representation techniques. Section 3 gives an overview of some methods used for constructing ZCC codes. In Section 4 we introduce our new constructing method. Comparison and discussions are given in Section 5. Conclusions are drawn in Section 6.

2. Double weight code (DW)

The DW code is represented in [3] by using a $K \times C$ matrix, K represents the rows as the number of user and C represents the columns as the minimum code length, M represents number of mapping process. A basic DW is given by 2×3 matrix, which is illustrated in Eq. (1).

$$H_{M=1} = \begin{matrix} \begin{matrix} \downarrow 1 & \downarrow 2 & \downarrow 1 \end{matrix} \\ \begin{bmatrix} 0 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 0 \end{bmatrix} \end{matrix} \quad (1)$$

For every three columns the combination sequence is 1, 2, 1 to keep the maximum cross correlation one. The combination sequence is summation of the value of corresponding elements in every two rows. For basic matrix, the number of users is 2 and the length is 3. In order to increase the number of users and the code length, in this technique, the number of rows and columns should be doubled [3,4].

$$H_{M=2} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (2)$$

Note that as the number of user, K increases, the code length C also increases. The relationship between the two parameters, K and C is given by:

$$C = \begin{cases} \frac{3 \times K}{2} & \text{for } K \text{ is even.} \\ \frac{3 \times K}{2} + \frac{1}{2} & \text{for } K \text{ is odd.} \end{cases} \quad (3)$$

* Corresponding author. Tel.: +213 53 59 02 08.

E-mail addresses: garadi20@yahoo.fr (G. Ahmed), adjebbari2002@yahoo.fr (A. Djebbari).

¹ Tel.: +213 71 72 99 84.

2.1. Modified double weight code (MDW)

The MDW is a type of DW family. The properties of DW and MDW are the same except that the MDW has a weight more than two (multiple of two) to increase the signal to noise ratio (SNR) [5].

3. Construction of ZCC code

The ZCC code family is an evolution from the modified double weight code (MDW) which eliminate chip (high bit) overlaps in the sequences. ZCC code is represented in matrix of $K \times C$ where K (row) represents the number of users and C (column) represents the minimum code length. The matrix contains the binary coefficients. A basic ZCC code (for weight $w = 1$) is shown in Eq. (4) [2].

$$Z_{M=1} = \begin{matrix} & \begin{matrix} 1 & 1 \\ \downarrow & \downarrow \end{matrix} \\ \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \end{matrix} \quad (4)$$

Note that Z_1 has no overlapping of '1' for both users. In order to increase the number of users and length codes, a mapping technique is used as below [2]:

$$Z_{M=2} = \begin{bmatrix} 0 & Z_1 \\ Z_1 & 0 \end{bmatrix} \quad (5)$$

$$Z_{M=2} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (6)$$

$$Z_{M=3} = \begin{bmatrix} 0 & Z_2 \\ Z_2 & 0 \end{bmatrix} \quad (7)$$

$$Z_{M=3} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (8)$$

From the mapping, it is noted that as K increases, the code length C also increases but w is unchanged (for this particular example $w = 1$). The pattern of mapped code is mirror diagonally expanded and K is equally increased with C . The relation between the number of mapping process M , number of users K and code length C is given by [1].

$$K_M = 2^M \quad (9)$$

$$C_M = 2^M \times w \quad (10)$$

To increase the number of weight, formulation using a few steps so-called 'code transformation' [5] is required. In ZCC code, the basic code represents weight = "1". To transform the code from $w = "1"$ to $w = "2"$, the general form of transformation is given in [2,5]:

$$Z_W = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \quad (11)$$

where

$$Z_{W=1} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (12)$$

where $[A]$ consists of $[1, w(w-1)]$ matrix of zero, $[B]$ consists of w replication of matrix $[0 \ 1]$ (i.e. $\sum_{j=1}^w W \equiv [0 \ 1]$), $[C]$ consists

of duplication of matrix from $w-1$, and $[D]$ consists of diagonal pattern with alternate column zeros matrix.

For example the transformation code from $w = 1$ to $w = 2 \rightarrow w = 3$ are shown as [1]:

$$Z_2 = \begin{matrix} & \begin{matrix} A & & & B \\ \downarrow & & & \downarrow \end{matrix} \\ \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \\ & \begin{matrix} \uparrow & & & \uparrow \\ C & & & D \end{matrix} \end{matrix} \quad (13)$$

$$Z_3 = \begin{matrix} & \begin{matrix} A & & & & & & & B \\ \downarrow & & & & & & & \downarrow \end{matrix} \\ \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \\ & \begin{matrix} \uparrow & & & & & & & \uparrow \\ C & & & & & & & D \end{matrix} \end{matrix} \quad (14)$$

The relationship between parameters K , w and C is given by:

$$K = w + 1 \quad (15)$$

$$C = w \times (w + 1) \quad (16)$$

It is clear that from Eq. (15), the weight is always fixed to the number of users.

4. New construction of ZCC code

The newly proposed ZCC code is represented in a matrix $K \times C$, where K rows represent the number of users and C columns represent minimum code length. The construction method is as follows:

$$Z_W = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \quad (17)$$

where $[A]$ consists of $[2, 2 \times w]$ matrix, this matrix consists of w replication of matrix $(Z_{w=1})$ as shown in Eq. (12), $[B]$ consists of $[2, w \times (K-2)]$ matrix of zero, $[C]$ consists of $[(K-2), w \times 2]$ matrix of zero, and $[D]$ consists of $[(K-2), w \times (K-2)]$ matrix of 90° rotation diagonal pattern $[(K-2) \times (K-2)]$ with w replication of each column matrix.

Except for $K = 3$, the matrix D is as follows:

$[D]$ consists of $[1, w]$ matrix of ones.

For example, for $K = 3$, the transformation code from $w = 1$ to $w = 2$ is shown as:

$$Z_2 = \begin{matrix} & \begin{matrix} A & & & B \\ \downarrow & & & \downarrow \end{matrix} \\ \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 \end{bmatrix} \\ & \begin{matrix} \uparrow & & & \uparrow \\ C & & & D \end{matrix} \end{matrix} \quad (18)$$



A new code construction with zero cross correlation based on BIBD

A. Djebbari^{a,*}, A. Garadi^a, I. Dayoub^b, Taleb-Ahmed A^c

^a Telecommunications and Digital Signal Processing Laboratory, Djillali Liabes University of Sidi Bel-Abbes, Algeria

^b I.E.M.N. Department O.A.E, (U.M.R. 8520, C.N.R.S.), Université de Valenciennes et du Hainaut Cambresis, le Mont Houy 59313, France

^c Laboratoire LAMIH UMR C.N.R.S 8530, Université de Valenciennes et du Hainaut Cambresis, le Mont Houy 59313, France

ARTICLE INFO

Article history:

Received 25 May 2012

Accepted 22 October 2012

Keywords:

Spectral-amplitude-coding optical code division multiple access (SAC-OCDMA)

Zero cross-correlation (ZCC) code

Phase induced intensity noise (PIIN)

Balanced incomplete block design (BIBD)

ABSTRACT

This paper presents a newly constructed zero cross correlation code (ZCC) which is based on BIBD (balanced incomplete block design) code. The ZCC (C, w) code is a family of binary sequences of length C and constant Hamming-weight w . Such codes find applications in spectral amplitude-coding optical code division multiple access (SAC-OCDMA). The constructing ZCC codes have a size of $C \geq N \times w + 1$, where N is the number of users and C is any prime number. The proposed construction method is not complicated compared to the existing ones.

© 2013 Elsevier GmbH. All rights reserved.

1. Introduction

The spectral-amplitude-coding (SAC) scheme is a useful technique for OCDMA networks [1]. Among various implementations of OCDMA techniques, spectral amplitude coding (SAC) systems which are based on frequency domain coding, have received special attention [2–4].

The performance of SAC-OCDMA systems is severely curtailed by the multiple access interference (MAI) due to cross-correlation codes and by the phase induced intensity noise (PIIN) due to mixing of two uncorrelated light fields that have identical polarization, negligible self-intensity noise and having the same spectrum and intensity [5,6]. The code design with zero cross correlation is required in OCDMA systems since these codes remove the effect of MAI and suppress the effect of PIIN [7]. Several different signature codes with various properties have been proposed for SAC-OCDMA systems [4,7–12]. However, these codes suffer from various limitations one way or another. The code constructions are either with a too long code length (long code length is considered disadvantageous in its implementation, since either very wide band sources or narrow filter bandwidths are required) or more complex in construction.

The main goal of this study is to present a new family of ZCC codes based on BIBD. These codes are short length and can be easily

constructed (more flexibility in the selection of the code weight and number of users).

This paper is organized as follows. In Section 2 we review the ZCC code construction. Section 3 is devoted to the traditional BIBD techniques. In Section 4 the design proposal is explained. Finally, conclusions are drawn in Section 5.

2. ZCC code construction

The ZCC code family is an evolution from the modified double weight code (MDW) which eliminates chip (high bit) overlapping in the sequences. ZCC code is represented in matrix of $N \times C$ where N (row) represents the number of users and C (column) represents the minimum code length. The matrix contains the binary coefficients. A basic ZCC code (for weight $w = 1$) is shown in Eq. (1) [13].

$$Z_{w=1} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (1)$$

In order to increase the number of users and length codes, a various mapping techniques were considered. Based on these techniques, several different construction methods of ZCC (see Table 1) have been proposed [6,7,14,15].

3. BIBD code

BIBD is a very old tool of combinatorial theory, having a variety of applications in various fields including 1D OCDMA [16,17]. The fundamental equations that govern a BIBD are

$$b \times k = v \times r \quad (2)$$

* Corresponding author.

E-mail addresses: adjebbari2002@yahoo.fr (A. Djebbari), garadi20@yahoo.fr (A. Garadi), idayoub@univ-valenciennes.fr (I. Dayoub), abdelmalik.taleb-ahmed@univ-valenciennes.fr (A. Taleb-ahmed).

Table 1
The different construction methods of ZCC.

Codes	Code length (C)	Cross correlation
ZCC [14]	$C = W \times (W + 1)$ $N = W + 1$	0
ZCC [6]	$Cm = 2mC$ $Nm = 2mN$ With $m = W$	0
ZCC [12]	$C = W \times N$	0
ZCC [15]	$C = W \times N$	0
ZCC [7]	$C = W \times N$	0

and

$$r \times (k - 1) = \lambda \times (v - 1) \tag{3}$$

where b is the number of blocks in a design, equivalent to number of codes in a family (cardinality), k is the number of elements in a block, equivalent to weight w of a code, v is the number of varieties, equivalent to the length (number of time chips) C of the code, r is the number of times each variety is replicated in the design, λ is the number of times each pair of elements occurs in the design, equivalent to cross-correlation (λ_c) of codes in a family.

The BIBD codes can be generated in different manners. In this paper, a simple method based on BIBD for designing the ZCC codes is proposed.

4. Proposed design

An (C, w) -ZCC code, with length $C > 1$ and $w \geq 1$, is a code family satisfying the following property:

$$\sum_{i=0}^{C-1} x(i) \times y(i) = 0 \tag{4}$$

for all pairs of distinct codes $x()$, $y()$ in (C, w) -ZCC code.

In this section, the BIBD technique is applied for the construction of new ZCC code. The proposed method is an arrangement of $N \times w$ chips '1' in C columns, in such a way that, at most one element occurs in single column (i.e. $\lambda_c = 0$). This ensures that each code sequence can be successfully distinguished from the other code sequences.

Construction: Let C prime, α is said to be a primitive element of C , with m integer, let P_m , denote the set

$$P_m = \alpha^m \text{ mod } C \quad \text{with } 0 \leq m \leq C - 2 \tag{5}$$

That is, the elements P_0, P_1, \dots, P_{C-2} would be all distinct.

Eq. (5) could be expanded, by substituting m with $(i + jN)$, to 2D case, which leads to our new proposed ZCC code represented in a matrix $N \times C$. These matrices have binary coefficients with all positions of chips "1" are given by:

$$P_{ij} = \{\alpha^{(i+jN)}\} \text{ mod } C \tag{6}$$

with

$$0 \leq i \leq N - 1, \quad 0 \leq j \leq w - 1 \tag{7}$$

It is worthy to note that, the upper bound of N (number of users) is determined, based on Eq. (6), as follows:

$$(N - 1) + (w - 1) \times N \leq C \tag{8}$$

This yields to:

$$N \leq \frac{C - 1}{w} \tag{9}$$

For example, let $C = 13$ and $w = 3$, we choose $\alpha = 3$ as the primitive root mod 13, using Eq. (9), the number of users is limited to 4. The

Table 2
ZCC codes generated with code length 'C = 13', weight 'w = 3' and $N = 4$.

i	j		
	0	1	2
$i = 0$ $P_{0j} = \{\alpha^{j4}\} \text{ mod } 13$	1	3	9
$i = 1$ $P_{1j} = \{\alpha^{1+j4}\} \text{ mod } 13$	2	6	5
$i = 2$ $P_{2j} = \{\alpha^{2+j4}\} \text{ mod } 13$	4	12	10
$i = 3$ $P_{3j} = \{\alpha^{3+j4}\} \text{ mod } 13$	8	11	7

all positions of chips '1' should be determined, for $N = 4$, as follows (see Table 2):

Table 3 lists some ZCC codes examples, in terms of their capacity (number of users) and their corresponding chips '1' positions, related to given values of C and w and chosen values.

Table 3
 (C, w) -ZCC codes by the proposed construction method.

C	w	α	N	Position of chips '1' P_{C_i}
11	3	2	3	$p_{ij} = \{\sigma^{i+jN}\} \text{ mod } 11$ Where $0 \leq i \leq 3$ and $0 \leq j \leq 3$
13	3	2	4	$p_{ij} = \{\sigma^{i+jN}\} \text{ mod } 13$ Where $0 \leq i \leq 4$ and $0 \leq j \leq 3$
17	4	3	4	$p_{ij} = \{\sigma^{i+jN}\} \text{ mod } 17$ Where $0 \leq i \leq 4$ and $0 \leq j \leq 4$
19	4	2	4	$p_{ij} = \{\sigma^{i+jN}\} \text{ mod } 19$ Where $0 \leq i \leq 4$ and $0 \leq j \leq 4$
23	3	5	7	$p_{ij} = \{\sigma^{i+jN}\} \text{ mod } 23$ Where $0 \leq i \leq 7$ and $0 \leq j \leq 3$
31	4	3	7	$p_{ij} = \{\sigma^{i+jN}\} \text{ mod } 31$ Where $0 \leq i \leq 7$ and $0 \leq j \leq 4$
41	4	6	10	$p_{ij} = \{\sigma^{i+jN}\} \text{ mod } 41$ Where $0 \leq i \leq 10$ and $0 \leq j \leq 4$
79	5	3	15	$p_{ij} = \{\sigma^{i+jN}\} \text{ mod } 79$ Where $0 \leq i \leq 15$ and $0 \leq j \leq 5$
97	5	5	19	$p_{ij} = \{\sigma^{i+jN}\} \text{ mod } 97$ Where $0 \leq i \leq 19$ and $0 \leq j \leq 5$
127	4	3	31	$p_{ij} = \{\sigma^{i+jN}\} \text{ mod } 127$ Where $0 \leq i \leq 31$ and $0 \leq j \leq 4$
181	5	2	36	$p_{ij} = \{\sigma^{i+jN}\} \text{ mod } 181$ Where $0 \leq i \leq 36$ and $0 \leq j \leq 5$
191	5	19	38	$p_{ij} = \{\sigma^{i+jN}\} \text{ mod } 191$ Where $0 \leq i \leq 38$ and $0 \leq j \leq 5$
229	4	6	57	$p_{ij} = \{\sigma^{i+jN}\} \text{ mod } 229$ Where $0 \leq i \leq 57$ and $0 \leq j \leq 4$
251	4	6	62	$p_{ij} = \{\sigma^{i+jN}\} \text{ mod } 251$ Where $0 \leq i \leq 62$ and $0 \leq j \leq 4$
263	3	5	87	$p_{ij} = \{\sigma^{i+jN}\} \text{ mod } 263$ Where $0 \leq i \leq 87$ and $0 \leq j \leq 3$
271	4	6	65	$p_{ij} = \{\sigma^{i+jN}\} \text{ mod } 271$ Where $0 \leq i \leq 65$ and $0 \leq j \leq 4$
293	3	2	97	$p_{ij} = \{\sigma^{i+jN}\} \text{ mod } 293$ Where $0 \leq i \leq 97$ and $0 \leq j \leq 3$
331	5	3	66	$p_{ij} = \{\sigma^{i+jN}\} \text{ mod } 331$ Where $0 \leq i \leq 66$ and $0 \leq j \leq 5$
337	3	10	112	$p_{ij} = \{\sigma^{i+jN}\} \text{ mod } 337$ Where $0 \leq i \leq 112$ and $0 \leq j \leq 3$
367	5	6	72	$p_{ij} = \{\sigma^{i+jN}\} \text{ mod } 367$ Where $0 \leq i \leq 72$ and $0 \leq j \leq 5$
409	3	21	136	$p_{ij} = \{\sigma^{i+jN}\} \text{ mod } 409$ Where $0 \leq i \leq 136$ and $0 \leq j \leq 3$
439	4	15	109	$p_{ij} = \{\sigma^{i+jN}\} \text{ mod } 439$ Where $0 \leq i \leq 109$ and $0 \leq j \leq 4$
457	5	13	91	$p_{ij} = \{\sigma^{i+jN}\} \text{ mod } 457$ Where $0 \leq i \leq 91$ and $0 \leq j \leq 5$
479	6	13	79	$p_{ij} = \{\sigma^{i+jN}\} \text{ mod } 479$ Where $0 \leq i \leq 79$ and $0 \leq j \leq 6$

5. Conclusion

In this paper, we have proposed a new family of ZCC codes, based on BIBD, for spectral amplitude coding optical CDMA systems. The proposed construction method has the advantage to be easy and to design short code lengths comparable to those achieved by the previously reported ZCC methods.

References

- [1] Chao-Chin Yang, Spectral Efficiencies of the optical CDMA-Based PONs using two-code Keying, *IEEE Commun. Lett.* 14 (2010) 767–769.
- [2] J.P. Heritage, A.M. Weiner, Advances in spectral optical code-division multiple access communications, *IEEE J. Sel. Top. Quant. Electron.* 13 (2007) 1351–1369.
- [3] J. Penon, Z.A. El-Sahn, L.A. Rusch, S. LaRochelle, Spectral-amplitude-coded OCDMA optimized for a realistic FBG frequency response, *J. Lightwave Technol.* 25 (2007) 1256–1263.
- [4] S.P. Tseng, J. Wu, Extended M-sequence codes for SAC FO-CDMA PONs applications, *Elect. Lett.* 44 (2008) 488–490.
- [5] Shin-Pin Tseng, Jingshown We, A new code family suitable for high-rate SAC OCDMA PONs applications, *IEEE J. Sel. Areas Commun.* 28 (6) (2010) 827–837.
- [6] M.S. Anuar, S.A. Aljunid, N.M. Saad, S.M. Hamzah, New design of spectral amplitude coding in OCDMA with zero cross-correlation, *Opt. Commun.* 282 (2009) 2659–2664.
- [7] T.H. Abd, S.A. Aljunid, H. Adnan Fadhil, R.A. Ahmad, N.M. Saad, Development of a new code family based on SAC-OCDMA system with large cardinality for OCDMA network, *Opt. Fiber Technol.* 17 (2011) 273–280.
- [8] S.A. Aljunid, M. Ismail, A.R. Ramil, A new family of optical code sequences for spectral-amplitude-coding optical CDMA systems, *IEEE Photon Technol. Lett.* 16 (2004) 2383–2385.
- [9] S.A. Hillal Adnan Fadhil, R.B. Aljunid, J. Ahmed, Performance of random diagonal code for OCDMA systems using new spectral direct detection technique, *Opt. Fiber Technol.* 15 (2009) 283–289.
- [10] M. Kavehrad, D. Zaccarin, Optical code-division-multiplexed systems based on spectral encoding of noncoherent sources, *J. Lightwave Technol.* 13 (1995) 534–545.
- [11] Z. Wei, H.M.H. Shalaby, H. Ghafouri-Shiraz, Modified quadratic congruence codes for fiber Bragg-grating-based spectral-amplitude-coding optical CDMA systems", *J. Lightwave Technol.* 19 (2001) 1274–1281.
- [12] G. Ahmed, A. Djebbari, New technique for construction of a zero cross correlation code, *Int. J. Comput. Sci. Network Security* 123 (2012) 1382–1384.
- [13] E.I. Babekir, N.M. Saad, N. Elfadel, A. Mohammed, A. Aziz, M.S. Anuar, S.A. Aljunid, M.K. Abdullah, Study of optical spectral CDMA zero cross-correlation code, *Int. J. Comput. Sci. Network Security* 7 (7(July)) (2007).
- [14] M.S. Anuar, S.A. Aljunid, N.M. Saad, A. Mohammed, E.I. Babekir, Development of a zero cross-correlation code for spectral-amplitude coding optical code division multiple access (OCDMA), *Int. J. Comput. Sci. Network Security* 6 (12(December)) (2006).
- [15] G. Ahmed, A. Djebbari, New family of algebraically designed zero cross-correlation codes for use in CDMA fibre-optic networks, *Int. J. Comput. Sci. Network Security* 11 (12(December)) (2011).
- [16] R.C. Bose, On the construction of balanced incomplete block designs, *Ann. Eugenics* 9 (1939) 353–399.
- [17] M. Ravi Kumar, S.S. Pathaky, N.B. Chakrabarti, A new multi wavelength – optical code division multiple access code design based on balanced incomplete block design, in: *International Conference on Industrial & Information Systems*, 8–11 August, Sri Lanka, 2007.