



N° d'ordre



THESE DE DOCTORAT

Présentée devant L'université Djillali Liabes de Sidi- Bel-Abbes
Faculté de génie électrique
Département de télécommunications

Pour l'obtention du Diplôme de Doctorat LMD
Spécialité: Télécommunications

par

Melle. Chahinaz Kandouci

Formation doctorale : Télécommunications

Laboratoire : télécommunications et de traitement numérique du signal

Titre de la thèse :

Contribution à l'étude des codes optiques 2D : Application au CDMA optique

Soutenu le : 08 Juin 2017

Devant le jury composé de :

Président :	Belbachir Mohamed Faouzi	Pr	USTO-MB
Examineurs :	Naoum Rafah	Pr	UDL-SBA
	Elahmar Sidahmed	Pr	UDL-SBA
	Benaissa Mohammed	MCA	Centre universitaire d'Aïn Témouchent
Directeur de thèse :	Djebbari Ali	Pr	UDL-SBA

Année Universitaire: 2016-2017

Remerciements

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

Ce travail n'aurait pas pu voir le jour sans l'encadrement de mon directeur de thèse, professeur Ali Djebbari , qui a été mon mentor tout au long de ses dernières années. Je tiens à lui exprimer ma gratitude pour ses conseils, ses orientations et sa confiance dans les choix que j'ai pu faire tout au long de ma thèse, qui m'ont permis de travailler dans d'excellentes conditions.

J'exprime ma reconnaissance au professeur Belbachir Mohamed Faouzi, pour avoir accepté de présider le jury de ma thèse. Je remercie également les professeurs Naoum Rafah , Elahmar Sidahmed et Benaissa Mohamed pour avoir rapporté mon manuscrit de thèse et m'avoir fait part de leurs remarques et leurs corrections.

L'ambiance de travail n'aurait pas été aussi agréable sans la présence de l'ingénieur de laboratoire madame Leila Dassi. Je tiens à lui exprimer ma plus profonde gratitude pour son soutien indéfectible tout au long de ses années.

Je n'oublie pas l'ensemble des enseignants du département de télécommunications, en plus de ceux déjà cités plus haut, qui ont contribué à ma formation : Mme. Dekkich , Mr. Chouakri , Mr. Salah Belkhodja, Mr. Fassi , Mr. Djebbari , Mr. Djebbar , Mme. Driz , Mr.Seddiki et Mme. Azzaz Rahmani.

Je ne peux pas clore cette liste sans mentionner mes parents, mon frère Walid, mes cousins et ma meilleure amie Meriem.

Merci à toutes et à tous

*« À mes parents
à mon frère Walid
à la mémoire de ma défunte grand-mère
à mon grand père
à toute ma famille
à tous les doctorants du laboratoire TTNS des promotions 2011 et 2012 »*

Résumé

Le travail de cette thèse, s'inscrit dans le cadre des réseaux optique, à accès multiple par répartition de code. Le type d'encodage étudié se fait sur deux degrés de liberté temporel et spectral dont le but est de mieux satisfaire aux contraintes d'efficacité spectrale et au nombre croissant d'utilisateurs.

Dans ce travail, nous proposons tout d'abord, la construction de codes bidimensionnels à corrélation nulle, conçus par extension des codes unidimensionnels basés sur l'algorithme BIBD (Balanced Incomplete Block Design) . En second, nous proposons une nouvelle famille de codes bidimensionnels hybrides qui combinent deux familles de codes 1-D différentes.

Les particularités des codes que nous avons proposés sont analysées et comparées à d'autres codes.

Enfin, nous implémenterons et évaluerons les performances du système OCDMA temps/longueur d'onde « tout optique » en mettant en œuvre l'impact des codes proposés sur les performances évaluées en termes de taux d'erreur binaire.

Abstract

The work in this thesis is part of the code division multiple access, for optical communications networks, field. The two dimensional coding, studied, is both temporal and spectral with the aim to satisfy the spectral efficiency and the cardinality constraints.

In this thesis, we firstly propose, a new family of two dimensional, zero cross correlation, wavelength-time codes which is an extension of a one-dimensional codes based on the BIBD algorithm. Then a new family of two-dimensional optical hybrid codes, which employs optical complementary codes and zero cross correlation codes, constructed by the balanced incomplete block design, as time spreading and wavelength hopping patterns, respectively, is proposed.

The properties of both proposed codes are analyzed and compared with other codes.

The implementation of the “all optical” wavelength/time OCDMA system was made using the proposed code families .The performance of the system is characterized by referring to the bit error rate.

ملخص

العمل في هذه الأطروحة يشكل حصة من شبكات الاتصالات الضوئية متعددة تقسيم الرموز. تم فيه دراسة التشفير ثنائي الأبعاد كلا الزماني والطيفي. الهدف من ذلك هو محاولة تلبية قيود الكفاءة الطيفية و تزايد عدد المستخدمين المتواصل بأحسن طريقة ممكنة.

في هذه الأطروحة، نقترح أولاً، عائلة جديدة من الرموز ثنائية الأبعاد التي هي تمديد للرموز، الموجودة، أحادية الأبعاد ZCC-1D استناداً إلى خوارزمية ثم نقترح عائلة جديدة من الرموز الهجينة الضوئية، التي تدمج بين عائلتين مختلفتين من الرموز أحادية الأبعاد.

قورنت خصوصيات كلا عائلتين الرموز المقترحة ، بعد تحليلها ، إلي الرموز الأخرى القائمة سابقاً.

و أخيراً ، قد تم تنفيذ نظام 2-D OCDMA باستخدام الرموز المقترحة. ويتميز أداء النظام بالإشارة إلى المعاملات Q ، BER و مخطط نمط العين.

Table des matières

Résumé	i
Abstract	ii
ملخص	iii
Table des matières	iv
Liste des figures	vi
Liste des tableaux	viii
Liste des acronymes et abréviations	ix
Introduction générale.....	1

Chapitre 1 : Introduction au CDMA optique

1.1. Introduction	4
1.2. Définitions des principales techniques de multiplexage	4
1.3. Présentation du système OCDMA	6
1.4. Détection cohérente ou incohérente	7
1.5. Classification des systèmes OCDMA	8
1.6. Les systèmes OCDMA à deux dimensions (2-D)	9
1.7. Bande spectrale	13
1.8. Choix du modulateur dans les systèmes OCDMA	13
1.9. Conclusion.....	14

Chapitre 2 : Les codes optiques à une dimension

2.1. Introduction	16
2.2. Codes optiques à une dimension	16
2.2.1. Les codes optiques orthogonaux (Optical Orthogonal Codes OOC).....	17
2.2.2. Les codes premiers (prime codes PC).....	20
2.2.3. Les codes premiers modifiés (Modified Prime Code MPC).....	22
2.2.4. Les codes à inter-corrélation nulle (Zero Cross Correlation ZCC).....	24
2.3. Applications des codes 1-D.....	26
2.4. Conclusion.....	27

Chapitre 3 : Contribution à l'étude des codes optiques à deux dimensions

3.1. Introduction	28
3.2. Généralités.....	28
3.3. Codes optiques 2-D OCDMA proposés	30
3.3.1. 2-D ZCC/ZCC.....	30
3.3.2. 2-D OCC/ZCC	35
3.4. Comparaison entre les codes proposés et les codes existants	40
3.5. Conclusion.....	42

**Chapitre 4 : Implémentation et évaluation des performances d'un système 2-D
OCDMA temps/longueur d'onde « tout optique »**

4.1. Introduction	44
4.2. Implémentation du système 2-D OCDMA temps/longueur d'onde.....	44
4.3. Simulation du système 2-D OCDMA temps/longueur d'onde	48
4.4. Evaluation des performances de codes ZCC/ZCC	64
4.5. Analyse des résultats	70
4.6. Cas de la transmission des mêmes longueurs d'ondes par différents utilisateurs	71
4.7. Evaluation et analyse des performances de codes OCC/ZCC.....	75
4.8. Conclusion.....	77

Conclusion générale et perspectives	79
--	-----------

Annexe A : Racines primitives et corps de Galois	81
---	-----------

Annexe B : Familles de codes 2-D existantes dans la littérature : Construction et propriétés	85
---	-----------

Annexe C : Sous-système LTTNS limiteur d'impulsion	98
---	-----------

Annexe D : Paramètres de simulation	102
--	------------

Bibliographie.....	106
---------------------------	------------

Liste des figures

Figure 1- 1 Technique WDMA	5
Figure 1- 2 Technique TDMA	5
Figure 1- 3 Technique CDMA	6
Figure 1- 4 Présentation du système OCDMA [34]	7
Figure 1- 5 Classification des systèmes OCDMA [20]	8
Figure 1- 6 Codeur OCDMA 2-D temps/longueur d'onde [4]	10
Figure 1- 7 Décodeur OCDMA 2-D temps/longueur d'onde [4]	11
Figure 1- 8 Codeur et décodeur 2D-OCDMA espace/temps [22]	12
Figure 1- 9 Codeur et décodeur 2D-OCDMA espace / longueur d'onde [28]	12
Figure 1-10 Fenêtres fréquentielles utilisées en télécommunications optiques [37]	13
Figure 1- 11 Effet du « chirp » sur la modulation direct du laser	14
Figure 2- 1 (a) Auto corrélation périodique du code c_0 (b) Inter corrélation périodique entre c_0 et c_1	20
Figure 2- 2 (a) Auto corrélation périodique du code c_0 (b) Inter corrélation périodique entre les codes c_1 et c_2	22
Figure 2- 3 (a) Auto corrélation périodique de $c_{0,0}$ (b) Inter corrélation périodique entre $c_{1,1}$ et $c_{1,2}$ (même groupe) (c) Inter corrélation périodique entre $c_{0,1}$ et $c_{1,2}$ (groupes différents)	24
Figure 2- 4 (a) Auto corrélation périodique du code c_1 (b) Inter corrélation périodique entre c_1 et c_2	26
Figure 3- 1 Représentation des bits de données d'un code 2D - OCDMA : temps / longueurs d'ondes [4]	28
Figure 3- 2 Illustration des mots de codes C_0H_0 , C_0H_2 et C_1H_0	33
Figure 3- 3 (a) Auto corrélation du code C_0H_0 (b) Inter corrélation entre C_0H_0 et C_0H_1	34
Figure 3- 4 (a) Auto corrélation de k_0c_1 (b) Inter corrélation entre k_0c_1 et k_0c_2	40
Figure 4- 1 Répartition des longueurs d'ondes	45
Figure 4- 2 Implémentation du sous-système limiteur d'impulsion	46
Figure 4- 3 Modulation de l'impulsion à la donnée	47
Figure 4- 4 Structure du codeur 2-D OCDMA temps/longueur d'onde sous Optisystem	47
Figure 4- 5 Structure du décodeur 2-D OCDMA temps/longueur d'onde sous Optisystem	48
Figure 4- 6 Système 2-D OCDMA temps/longueur d'onde sous Optisystem	49
Figure 4- 7 Paramètres de simulation	50
Figure 4- 8 Puissance du signal à l'émission	51
Figure 4- 9 Signal de données du premier utilisateur	52

Figure 4- 10 Chronogramme des bits émis du premier utilisateur	53
Figure 4- 11 Chronogramme des bits émis en fonction du temps bit.....	54
Figure 4- 12 Obtention des longueurs d'ondes pour le code C_0H_0	55
Figure 4- 13 Longueurs d'ondes pour les codes : (a) C_0H_1 (b) C_0H_2 (c) C_0H_3	56
Figure 4- 14 (a) Impulsion lumineuse avant codage (b) Codeur 2-D , temps/longueur d'onde	57
Figure 4- 15 Retards des longueurs d'ondes du code C_0H_0	58
Figure 4- 16 Obtention de la signature spectrale du code C_0H_0	59
Figure 4- 17 Puissance optique : (a) injectée dans la fibre optique pour un bit '1' (b) reçue pour un bit '1'	59
Figure 4- 18 Décodeur 2-D temps/longueur d'onde	60
Figure 4- 19 Retards des longueurs d'ondes du code C_0H_0 au niveau du décodeur.....	61
Figure 4- 20 Reconstitution de l'impulsion lumineuse à la sortie du décodeur	62
Figure 4- 21 Récepteur après décodage	62
Figure 4- 22 (a) Signal à la sortie de la photo diode (b) Signal reçu bruité	63
Figure 4- 23 Signal reçu pour le premier utilisateur	64
Figure 4- 24 Fenêtre d'analyse des performances.....	64
Figure 4- 25 Seuil de décision.....	65
Figure 4- 26 Seuil de décision en fonction du temps bit.....	66
Figure 4- 27 Facteur Q en fonction du temps bit	67
Figure 4- 28 log (BER) en fonction du temps bit.....	68
Figure 4- 29 Diagramme de l'œil	69
Figure 4- 30 Ouverture de l'œil en fonction du temps bit.....	70
Figure 4- 31 Transmission simultanée des utilisateurs possédant les codes C_0H_0 et C_3H_0	71
Figure 4- 32 Transmission simultanée des utilisateurs possédant les codes C_1H_0 et C_2H_0	72
Figure 4- 33 Séparation des longueurs d'ondes interférentes par le décodeur	73
Figure 4- 34 Transmission simultanée des 4 utilisateurs C_0H_0 , C_1H_0 , C_2H_0 et C_3H_0	74
Figure 4- 35 Séparation des longueurs d'ondes interférentes par le décodeur 2-D OCDMA temps/longueur d'onde pour les codes OCC/ZCC.....	76
Figure 4- 36 Performances des codes OCC/ZCC dans le système OCDMA temps/longueur d'onde sous le logiciel Optisystem	77
Figure C- 1 Implémentation du limiteur d'impulsion dans le système OCDMA temps/longueur d'onde	98
Figure C- 2 Contenu du sous-système LTTNS limiteur d'impulsion.....	99
Figure C- 3 Séquence "1 0 1 0" après la limitation d'impulsion	100
Figure C- 4 Agrandissement sur un bit	100
Figure C- 5 Signal modulé	101
Figure D- 1 Projet de simulation sous le logiciel Optisystem.....	102
Figure D- 2 Paramètres de simulation (par défaut)	103
Figure D- 3 Paramètres de simulation dans les domaines temporel et fréquentiel	104

Liste des tableaux

Tableau 1. 1 Présentation des différents types d'OCDMA	9
Tableau 2. 1 Paramètres utilisés pour la construction des codes (73, 4, 1,1).....	18
Tableau 2. 2 Méthode ‘‘BIBD’’ pour un code de poids pair OOC (73, 4, 1, 1)	18
Tableau 2. 3 Position des chips du code OOC (73, 4, 1, 1).....	19
Tableau 2. 4 Codes PC pour $p = 3$	21
Tableau 2. 5 Codes MPC pour $p = 3$	23
Tableau 2. 6 Positions des chips ‘1’ pour les codes ZCC(13,3).....	25
Tableau 2. 7 Matrice des codes ZCC (13,3).....	25
Tableau 3. 1 Les positions des chips à ‘1’ dans les colonnes.....	31
Tableau 3. 2 Les positions des chips à ‘1’ dans les lignes.....	31
Tableau 3. 3 Mots de codes 2-D ZCC/ZCC obtenus pour $L = 13$, $\alpha = 2$, $w = 3$ et $N = 4$	32
Tableau 3. 4 Positions des ‘1’ dans le sous code j d’un mot de code i pour $p = 3$	36
Tableau 3. 5 Positions des chips à ‘1’ pour $w=p=3$ et $N=4$	38
Tableau 3. 6 Comparaison des propriétés des différentes familles de codes.....	41
Tableau 4. 1 Retards à l’émission correspondants aux codes ZCC/ZCC.....	58
Tableau 4. 2 Retards à la réception correspondants aux codes ZCC/ZCC	61

Liste des acronymes et abréviations

Acronyme	Signification anglaise	Traduction française
1-D	One dimensional	Unidimensionnel
2-D	Two dimensional	Bidimensionnel
AWG	Arrayed Waveguide Grating	réseau sélectif planaire
BER	Bit Error Rate	Taux d'erreur binaire (TEB)
BIBD	Balanced Incomplete Block Design	Blocs incomplets équilibrés
BOPTD	Brillouin Optical Time-Domain	Domaine temporel optique brouillon
CC	Complete Complementary Codes	Codes complets complémentaires
CDMA	Code Division Multiple Access	Accès multiple par répartition de code
DMux	Demultiplexer	Démultiplexeur
FE	Frequency Encoding	Encodage fréquentiel
GF	Galois Field	Corps de Galois
LED	Light-Emitting Diode	Diode électroluminescente (DEL)
MAI	Multiple Acces Interferences	Interférences d'accès Multiple (IAM)
MPC	Modified Prime Codes	Codes premiers modifiés
MUX	Multiplexer	Multiplexeur
MZ	Mach-Zehnder	/
NRZ	Non Return to Zero	Non-retour à zéro
OCC	Optical Complementary Codes	Codes optiques complémentaires
OCDMA	Optical Code Division Multiple Access	Accès multiple par répartition de code optique
OOC	Optical Orthogonal Code	Codes optiques orthogonaux
OOK	On-Off Keying	Modulation en tout-ou-rien
PC	Prime Code	Codes premiers
PD	Photodiode	Photodiode
PSO	Pseudo Orthogonal	Pseudo orthogonaux
RZ	Return to Zero	Retour à zéro
SAC	Spectral Amplitude Coding	Codage spectral d'amplitude
SNR	Signal-to-Noise Ratio	Rapport signal à bruit

TDMA	Time Division Multiple Acces	Accès multiple par répartition de longueur d'onde
TS	Time Spreading	Répartition temporelle
WDMA	Wavelength Division Multiple Acces	Accès multiple par répartition de longueur d'onde
WH	Wavelength Hopping	Saut de longueur d'onde
ZCC	Zero Cross-Correlation	Inter corrélation nulle

Introduction générale

La transmission par fibres optiques est une approche de communication d'un point à un autre en utilisant la lumière comme porteuse de l'information et les fibres optiques comme support de transmission. Dans les temps anciens, afin d'accélérer la transmission de l'information, apparut l'idée d'utiliser des signaux optiques, tels que des signaux de fumée, des sémaphores, etc., pour communiquer. Cependant, l'utilité de ces méthodes était très limitée.

Au début des années 1960, les physiciens américains ont inventé le laser rubis [1], et les propositions pour l'optique par l'intermédiaire de guides d'ondes diélectriques ou de fibres optiques en verre pour éviter la dégradation du signal optique par l'atmosphère ont été réalisées presque simultanément en 1966 par Kao (lauréat du prix Nobel en 2009), Hockham [2] et Werts [3]. Initialement, les fibres présentaient une atténuation très élevée (c'est-à-dire 1000 dB/km) et n'arrivaient donc pas à concurrencer avec les câbles coaxiaux qu'elles devaient remplacer (c'est-à-dire 5 à 10 dB/km). Jusqu'en 1970 où la compagnie américaine « Corning » fabriqua une fibre optique possédant une atténuation de 17 dB/km et qui pouvait être réduite à 0.3 dB/km à une longueur d'onde de 1310 nm [4]. C'est donc en utilisant cette fibre, qu'en 1977, l'essai sur le terrain de la première utilisation des fibres multimodes entre deux bureaux téléphoniques à Chicago (dans l'Illinois) à 7000 mètres de distance a été réalisé avec succès. Il s'en suivit une période florissante dans le développement, recherche et applications de systèmes de communication par fibre optique. À ce jour, les transmissions optiques sont passées par quatre générations [4] :

- Les systèmes de communication par fibre optique de première génération utilisaient une longueur d'onde à 0,85 μm et des fibres multimodes qui utilisent du matériau à base de quartz dont le diamètre était de 50 μm et la perte de 4 dB / km. Ils étaient utilisés dans les transmissions courtes distances entre les bureaux.
- Dans la seconde génération de systèmes de communication par fibre optique, l'atténuation en puissance a été réduite de 4 à 0,5 dB/km en utilisant une longueur d'onde de 1,31 μm avec des fibres monomodes. La deuxième génération était utilisée dans les liaisons entre les bureaux avec un débit binaire de 140 Mbits/s ou dans les liaisons longues distance avec un débit allant de 400 à 565 Mbits/s. La distance de transmission pouvait atteindre 40 km sans l'utilisation d'aucun système d'amplification.

- Les systèmes de communication par fibre optique de troisième génération utilisent des fibres monomodes à dispersion décalée ou à compensation de dispersion (DSF ou DCF) avec une longueur d'onde de 1,55 μm , l'atténuation étant de 0,2 dB/km. Ils peuvent être utilisés dans les télécommunications de longue distance ou sous-marines avec un débit élevé atteignant 2,5 Gbits/s.
- La quatrième génération de systèmes de communication par fibre optique, utilise des fibres à dispersion non nulle, plus connues sous la norme ITU-T G.652, conçues spécialement pour les systèmes à large bande allant de 1530 nm à 1565 nm tout en conservant une atténuation de 0,2 dB/km. Le débit dans ces systèmes peut aller de 2.5 à 10 Gbits/s. C'est dans cette dernière génération que s'inscrivent les systèmes d'accès optique par répartition de code OCDMA (Optical Code Division Multiple Acces).

Dans cette thèse, nous nous intéressons à un type précis d'OCDMA qui est celui de l'encodage à deux degrés de liberté (ou deux dimensions) : temps et longueur d'onde. Nous y proposons deux nouvelles familles de codes bidimensionnelles offrant de nombreux avantages relatifs aux différentes propriétés des codes optiques [5], [6]. 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 y sont présentées. Un accent particulier sera mis sur le principe d'encodage à deux dimensions en présentant ses différents types et en justifiant notre choix de se focaliser sur l'encodage temps/longueur d'onde.

Le deuxième chapitre est destiné à l'étude des familles des codes unidimensionnels (1-D) de utilisées en OCDMA, on y présente leurs propriétés ainsi que les différents codes existants dans la littérature.

Le troisième chapitre est consacré à notre contribution à l'étude des familles de codes bidimensionnels (2-D). Les deux nouvelles familles de codes 2-D proposées [5], [6] y sont présentées. La première étant basée sur l'extension d'une famille de codes 1-D et la seconde sur la combinaison de deux familles de codes 1-D différentes afin d'obtenir des codes 2-D hybrides.

Le quatrième, et dernier, chapitre est dédié à l'évaluation des performances des codes proposés dans un système OCDMA tout optique par simulation sous le logiciel Optisystem

version 9.0. Les performances sont estimées en fonction du taux d'erreur binaire (TEB ou bit error rate BER) , du facteur Q et du diagramme de l'œil. Nous simulons un système à 4 utilisateurs avec un débit de 2.5 Gbits/s, chacun, sur une transmission de 30 km.

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

Chapitre 1 : Introduction au CDMA optique

1.1. Introduction

Jusqu'au milieu des années 1970, les systèmes de communication transmettaient les informations sur des câbles en cuivre ou dans l'espace libre. En 1966, Charles Kao et George Hockham [2], travaillant sur télécommunications standard au Royaume-Uni, furent les premiers à proposer que la fibre optique puisse être utilisée comme un moyen de communication à condition de réussir à obtenir une perte de signal inférieure à 20 dB / km. Mais ce n'est qu'en 1977 que le premier système de télécommunications optiques a été installé à environ 1.5 km du centre-ville de Chicago au États unis, chaque fibre optique transmettait l'équivalent de 672 canaux vocaux [4].

Actuellement, les systèmes de communications optiques mettent en œuvre des techniques d'accès multiple, dont le principe repose sur le multiplexage de plusieurs canaux de transmission de données sur le même support physique qu'est la fibre optique [7]-[11]. Cette opération de multiplexage permet de partager la bande passante de la fibre entre les différents utilisateurs des systèmes. Un démultiplexage adéquat permet de séparer les canaux.

Ce chapitre traite de la technique d'accès multiple par répartition de code (Code Division Multiple Acces CDMA) appliqué aux systèmes tout optiques. Il décrit les différents types de CDMA optique (OCDMA), afin de mieux comprendre les enjeux et les difficultés rencontrées pour la mise en place de chacune des méthodes d'accès.

1.2. Définitions des principales techniques de multiplexage

Dans le but d'exploiter pleinement la bande passante des fibres optiques et de satisfaire la demande des systèmes d'information, il est nécessaire de multiplexer le flux de données permettant ainsi à plusieurs utilisateurs de transmettre sur la même bande de fréquence. Ces systèmes de multiplexage (ou d'accès multiple) sont classés en trois catégories :

- L'accès multiple par répartition de fréquence (ou de longueur d'onde) : Wavelength division multiple access (WDMA) [12] ;
- L'accès multiple par répartition de temps : Time division multiple access (TDMA) [13] ;
- L'accès multiple par répartition de code : Code division multiple access (CDMA) [4] , [8] [10].

1.2.1. Wavelength division multiple access (WDMA)

Dans les systèmes WDMA, chaque canal occupe une largeur de bande optique étroite (≥ 100 GHz) autour d'une longueur d'onde ou d'une fréquence centrale. Comme l'illustre la figure 1.1.

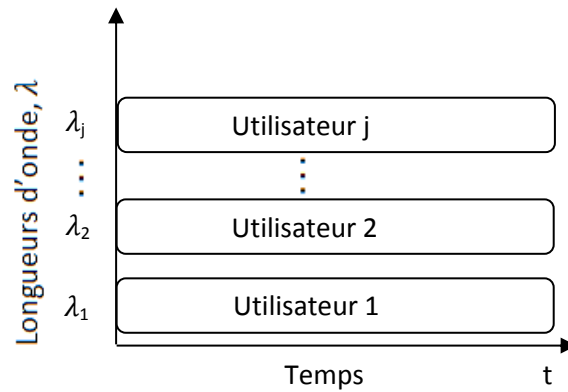


Figure 1- 1 Technique WDMA

1.2.2. Time division multiple access (TDMA)

Dans le système TDMA, chaque canal occupe un créneau temporel pré-assigné, ce qui entrelace les créneaux temporels d'autres canaux, comme le montre la figure 1.2.

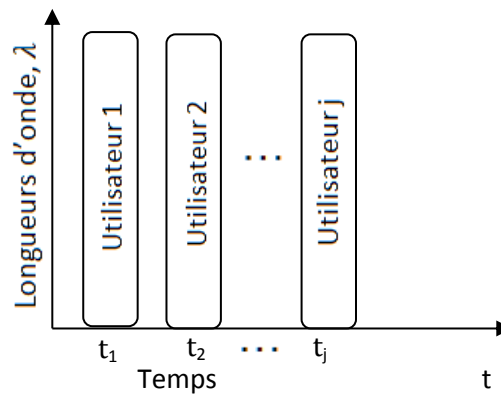


Figure 1- 2 Technique TDMA

1.2.3. Code division multiple access (CDMA)

Dans cette technique, les ressources sont partagées parmi les utilisateurs qui sont assignés à un code au lieu d'un intervalle de temps comme dans TDMA, ou une longueur d'onde comme dans WDMA. Ensuite, les différents utilisateurs sont capables d'accéder aux ressources en utilisant le même canal en même temps, comme représenté sur la figure 1.3.

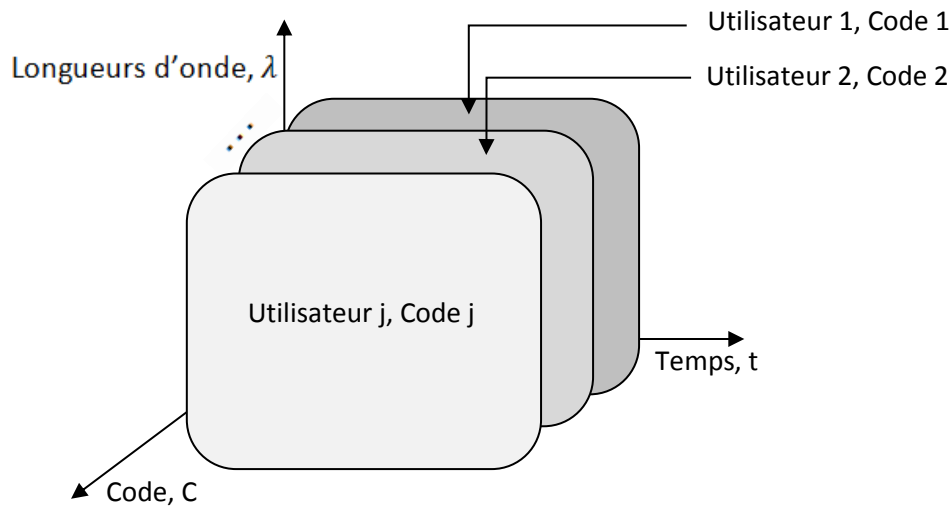


Figure 1- 3 Technique CDMA

Les études liées à la transposition des techniques CDMA dans les systèmes de communications optiques datent de ces trente dernières années [14]. Voulant profiter de la très large bande passante disponible sur le canal optique, le CDMA optique a aussi pour ambition d'augmenter la capacité de multiplexage en augmentant le nombre d'utilisateurs au prix d'une dégradation supportable de la qualité de la liaison et ce en exploitant simultanément les intervalles de temps et la bande de fréquence [15].

Le CDMA offre l'avantage potentiel de réaliser des systèmes "tout-optique" par des dispositifs optiques de codage et de décodage. Il permet aussi une transmission asynchrone des différents signaux sans recourir à des configurations et des protocoles de synchronisation [16], [17]. Un accès rapide est, par exemple, susceptible d'être apporté par des dispositifs passifs que sont les codeurs/ décodeurs optiques évitant ainsi la bande passante réduite des conversions optique - électrique / électrique - optique.

1.3. Présentation du système OCDMA

Dans les systèmes OCDMA les canaux des différents utilisateurs ne sont pas différenciés par leur longueur d'onde ou par leur créneau temporel, mais par un code (temporel ou spectral) distinct [4]. Le choix de ce code implique l'utilisation d'un récepteur approprié afin de distinguer l'information des différents utilisateurs. La figure 1.4 montre un réseau OCDMA avec N paires d'émetteurs et de récepteurs. Cette technique permet à plusieurs utilisateurs de transmettre simultanément sur la même fibre optique. Un système

OCDMA peut, pour chaque utilisateur, être décrit par une source de données contenant les informations qui seront envoyées, suivie d'un codeur et d'une source optique. Le signal sera converti de la forme électrique à une séquence d'impulsions optiques à l'aide d'un modulateur. A l'extrémité réception, un décodeur optique est utilisé pour extraire les données codées.

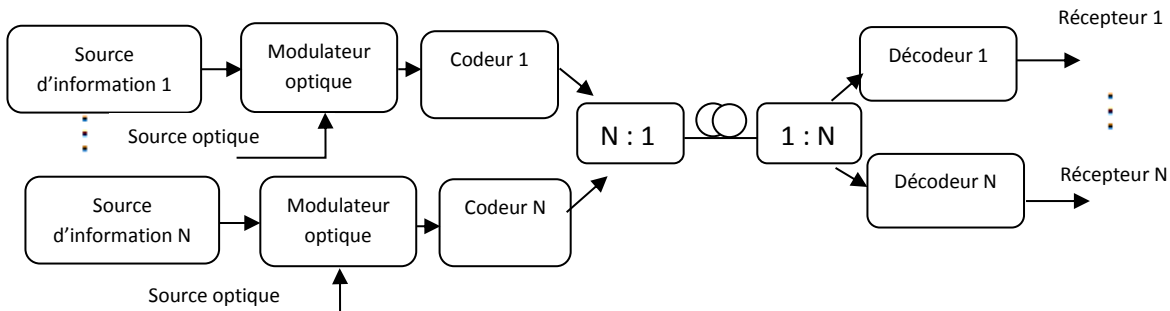


Figure 1- 4 Présentation du système OCDMA [34]

1.4. Détection cohérente ou incohérente

Au-delà du choix de la source optique et de la famille de code, le choix de la technique de détection est déterminant pour les performances des systèmes OCDMA. Il en existe deux types [14] :

- Incohérente : Simple, facile à implémenter et peu coûteuse, elle utilise une détection de l'intensité des champs optique aussi appelée détection quadratique du champ (ou détection directe) [18]. Le codage y est réalisé dans le domaine temporel ou spectral en utilisant les séquences unipolaires (0,1) ou bipolaires (-1, +1).
- Cohérente : Elle permet de détecter directement une modulation de phase de façon hétérodyne ou homodyne. Lors d'une détection cohérente, la lumière peut être modulée vectoriellement par des codes bipolaires. Ces derniers sont parfaitement orthogonaux lors d'une transmission synchrone des données [19]. L'emploi des codes bipolaires permet de multiplexer un nombre important d'utilisateurs et de minimiser les interférences d'accès multiple (IAM).

L'utilisation de la détection cohérente rend le système OCDMA complexe, coûteux et difficile à implémenter [20] , cependant, les performances du système cohérent sont supérieures à

celles de l'incohérent étant donné que les récepteurs sont plus sensibles au rapport signal-sur-bruit (SNR), ce qui rend la performance globale du système meilleur [4].

1.5. Classification des systèmes OCDMA

Il existe une grande variété de systèmes OCDMA. Ces derniers peuvent être classés en fonction du choix des sources optiques (cohérentes ou incohérentes), des techniques de détection et des moyens utilisés pour appliquer le code optique (type et dimension d'encodage). La figure 1.5 résume ces critères de classification [20].

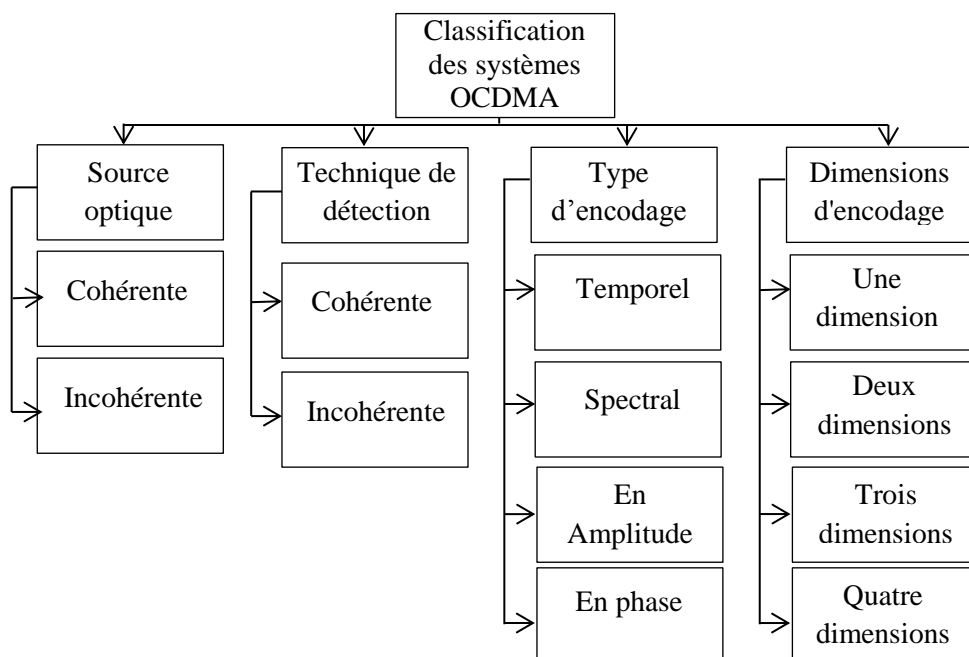


Figure 1- 5 Classification des systèmes OCDMA [20]

De cette classification résulte plusieurs types de systèmes OCDMA. Le tableau 1.1 illustre les différents schémas CDMA optiques actuels développés et existants dans la littérature.

	Source optique	Dimension d'encodage	Technique de détection
1-D temporel [20], [21]	Cohérente / Incohérente	Temps	Incohérente
2-D Espace-Temps [22], [23]	Cohérente / Incohérente	Espace-Temps	Incohérente
2-D Spectral-Temporel [24], [25], [26], [27]	Cohérente	Fréquence- Temps	Incohérente
Encodage Spectral d'amplitude (SAC) [10], [15]	Incohérente	Fréquence	Incohérente
2-D Espace-Longueur d'onde [28], [29], [30], [31]	Cohérente	Espace- Fréquence	Incohérente
Codage temporel en phase [32]	Cohérente	Temps	Cohérente
Codage spectral en phase [33]	Cohérente	Fréquence	Cohérente

Tableau 1. 1 Présentation des différents types d'OCDMA

Le codage temporel à une dimension [20], [21] (1-D) a été l'une des premières approches CDMA optiques, sa mise en œuvre implique des lignes à retard à fibre optique. Dans ce schéma, de courtes impulsions optiques sont retardées pour former un mot de code. Le récepteur doit alors inverser ces retards pour former un pic d'auto-corrélation. Bien que facile à mettre en œuvre, ce système souffre d'une faible tolérance aux interférences d'accès multiple [34]. Le codage spectral (SAC-OCDMA) quand à lui consiste à attribuer à chaque utilisateur une combinaison distincte de longueurs d'ondes appelée signature spectrale [10]. Cette technique a montré de meilleures performances que le 1-D temporel, elle nécessite cependant une large consommation de la bande spectrale pour un nombre d'utilisateurs réduit.

C'est dans le but d'outrepasser ces limitations du codage en une dimension que l'idée du codage bidimensionnel est née. Le principe étant d'avoir plus de flexibilité lors de la conception des codes et par conséquent obtenir un plus grand nombre d'utilisateurs.

1.6. Les systèmes OCDMA à deux dimensions (2-D)

On trouve dans la littérature trois types de systèmes OCDMA bidimensionnels :

- Codage 2 D temps- longueur d'onde [4] ;
- Codage 2 D espace-temps [22] ;
- Codage 2 D espace-longueur d'onde [28]-[31].

1.6.1. Codage 2-D temps-longueur d'onde

A l'émission, une source optique génère le groupe requis de longueurs d'onde w pour chaque utilisateur. La puissance de cette source est limitée seulement à une durée τ du temps bit en se répétant à chaque t_b (t_b étant la durée d'un bit égale à $\frac{1}{D}$ où D représente le débit binaire) et $\tau = \frac{t_b}{S}$, S étant le nombre de créneaux temporels). Il est ensuite modulé à des données d'entrée par une modulation de tout ou rien (On OFF Keying OOK). Chaque impulsion optique correspondant à un bit de données "1" est divisé en w impulsions optiques chacune retardée de t_j avec [4]:

$$t_j = j \times \tau \tag{1.1}$$

Où j est la position du bit "1" ($j = 1, \dots, S - 1$).

L'encodeur du système 2-D OCDMA temps/longueur d'onde est représenté ci-dessous dans la figure 1.6.

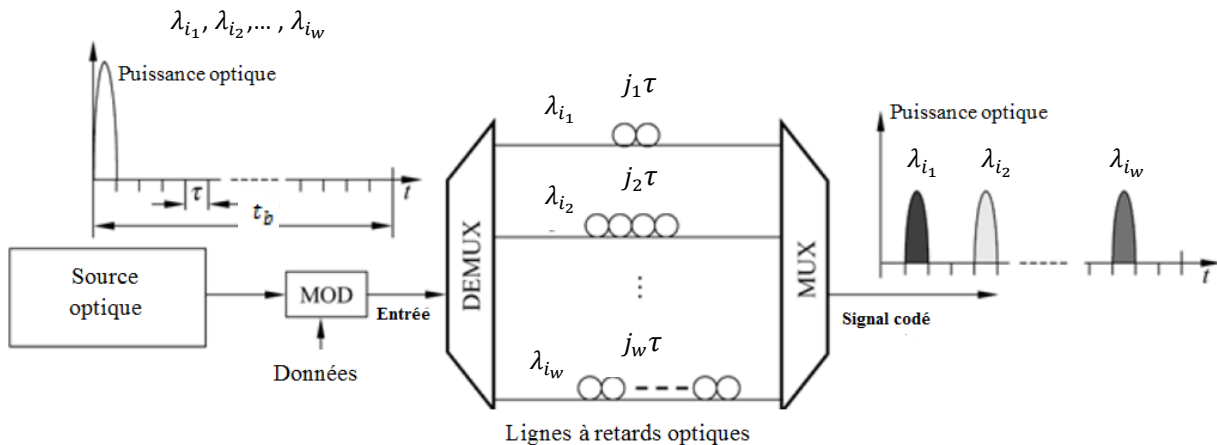


Figure 1- 6 Codeur OCDMA 2-D temps/longueur d'onde [4]

La structure du récepteur OCDMA 2-D temps/longueur d'onde montré en figure 1.7 est très similaire à celle de l'émetteur à la différence que les lignes à retard sont inversés avec des retards t'_j calculés comme suit :

$$t'_j = (S - 1 - j) \times \tau \quad (1.2)$$

Le but étant de déplacer le pic maximum d'autocorrélation au dernier créneau temporel du temps bit correspondant du débit de l'utilisateur lors de l'opération de décodage. Chaque bit de données est recouvré à la réception après une conversion optique/électrique.

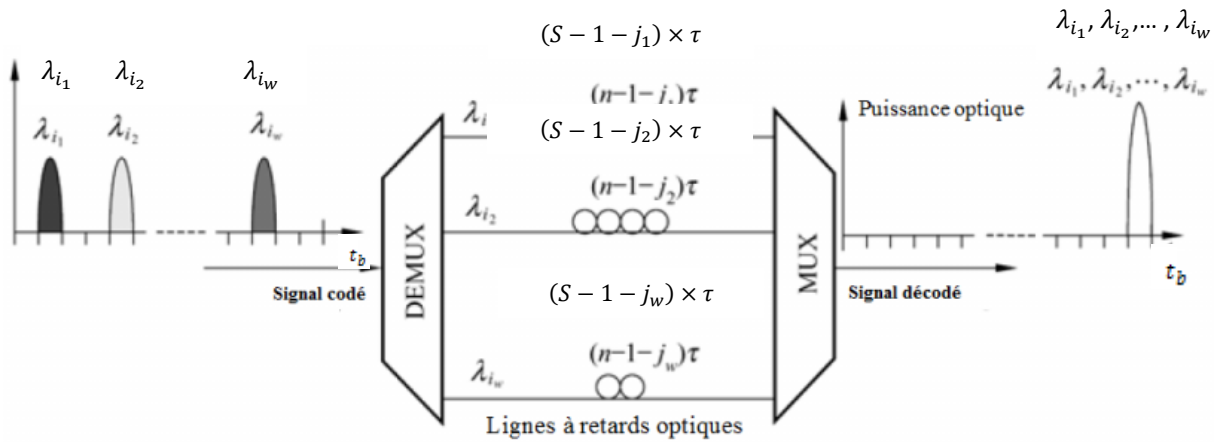


Figure 1- 7 Décodeur OCDMA 2-D temps/longueur d'onde [4]

1.6.2. Codage 2 D espace -temps

En 1992 E.Park et al [22] ont considéré l'utilisation de codes optiques en 2D en exploitant l'espace et le temps. Il s'agit du même principe que la méthode temps-longueur d'onde en remplaçant l'utilisation de plusieurs longueurs d'ondes par plusieurs fibres optiques.

Cette solution simplifie la structure d'émission puisque les données à émettre sont toutes sur la même longueur d'onde. Par contre le système est plus complexe puisqu'il nécessite l'utilisation simultanée de w fibres optiques (w étant le nombre de bits "1" du code que l'on appelle poids du code). De plus, l'utilisation d'une unique longueur d'onde par fibre diminue l'efficacité spectrale de la méthode. La figure 1.8 illustre le codeur et le décodeur dans ce cas.

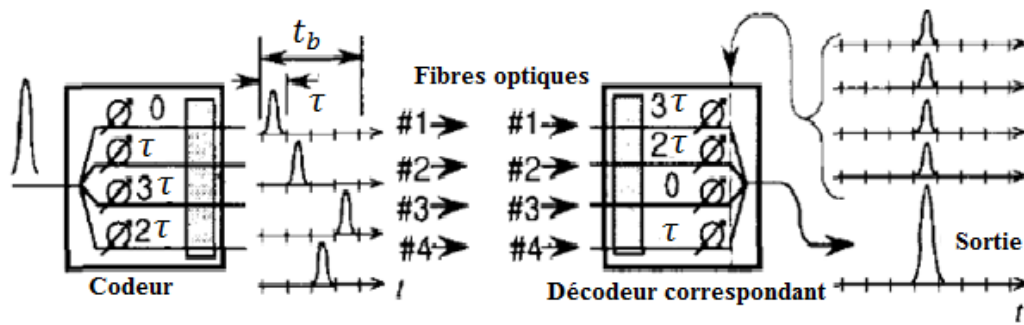


Figure 1- 8 Codeur et décodeur 2D-OCDMA espace/temps [22]

1.6.3. Codage 2 D espace-longueur d'onde

L'approche espace-longueur d'onde [28]-[31] a été étudiée en 2005 par Yang et al [28]. Dans ce cas, comme il n'y a plus d'étalement temporel, les débits proposés sont nettement supérieurs à ceux des autres techniques. Cependant, l'émission des codes sur différentes fibres optiques et sur différentes longueurs d'ondes nécessite une infrastructure très complexe (représentée dans la figure 1.9 pour 'n' utilisateurs). De plus, chaque longueur d'onde est émise sur une fibre différente, de ce fait, l'efficacité spectrale de la méthode est faible par rapport aux potentialités des fibres optiques.

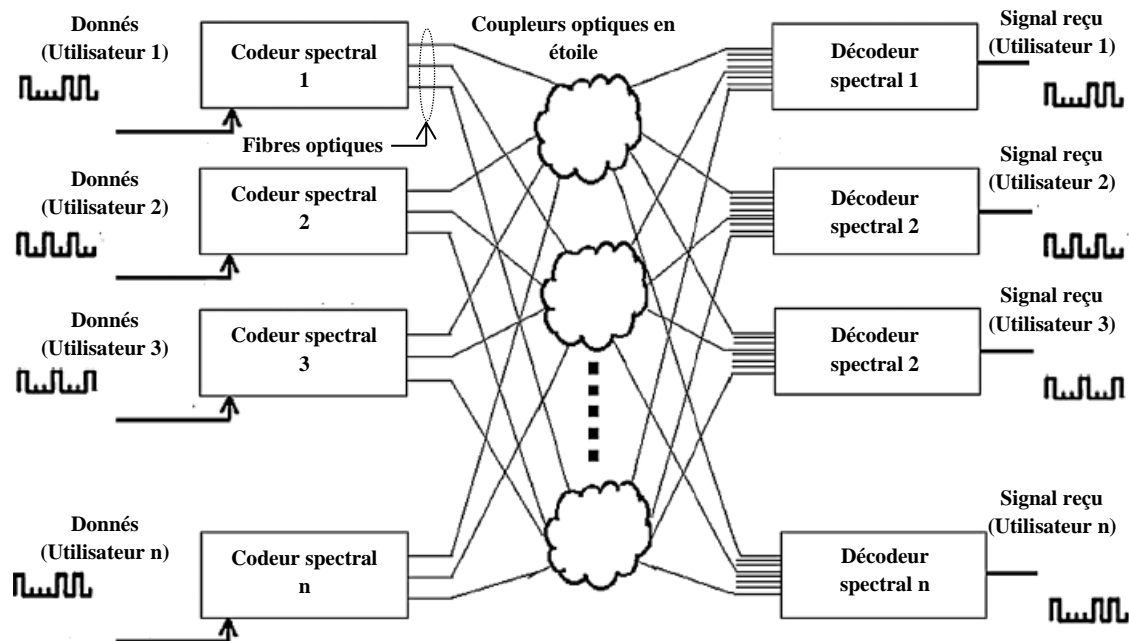


Figure 1- 9 Codeur et décodeur 2D-OCDMA espace / longueur d'onde [28]

1.7. Bande spectrale

Les communications par fibre optique fonctionnent typiquement dans une région de longueur d'onde correspondant à l'une des "fenêtres de fréquences" suivantes [35], [36] (voir figure 1.10) :

- Fenêtre de 800 à 900 nm où l'atténuation est élevée (3 dB/km) ;
- Fenêtre de 1280 à 1330 nm où l'atténuation est raisonnable (0.4 dB/km) ;
- Fenêtre de 1530 à 1565 nm où l'atténuation est minimale (0.2 dB/km). Également appelée 'Bande C' c'est cette plage fréquentielle qui est exploitée dans tous les systèmes OCDMA présentés précédemment.

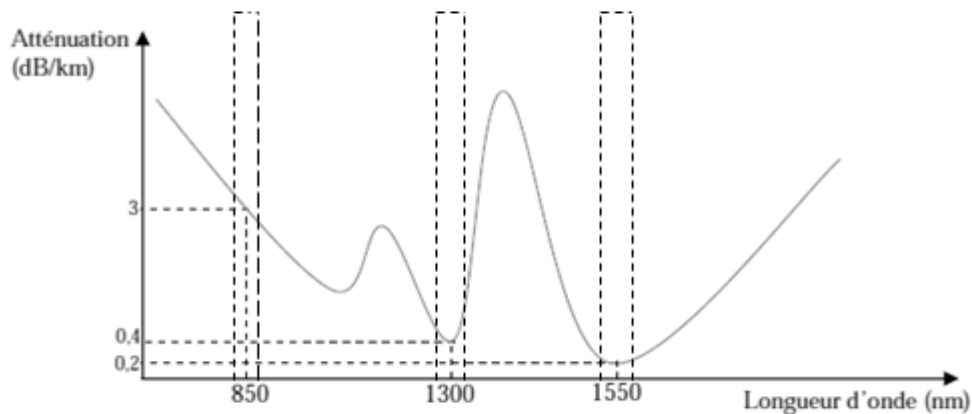


Figure 1-10 Fenêtres fréquentielles utilisées en télécommunications optiques [37]

1.8. Choix du modulateur dans les systèmes OCDMA

Bien que la modulation direct du laser soit un choix plus simple, le « chirp » ou glissement de fréquence (paramètre relié à l'effet de la dégradation par la dispersion) est très élevé [38], [39] (voir figure 1.11). Donc malgré son coût prohibitif, la modulation externe par électroréfraction dans un interféromètre Mach-Zehender (MZ) est donc nécessaire dans les systèmes OCDMA [40]. De par son « chirp » quasi-nul, sa rapidité et ses performances en haut débit.

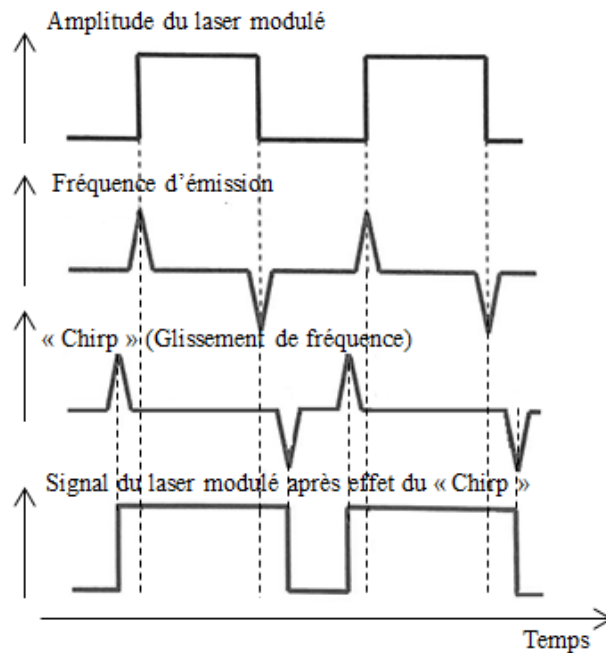


Figure 1- 11 Effet du « chirp » sur la modulation direct du laser

1.9. Conclusion

Dans ce chapitre d'introduction, nous avons rappelé les différentes techniques d'accès multiple couramment employées dans le domaine des communications radiofréquences et applicables dans celui des communications optiques. Notre intérêt ce portant plus précisément sur le l'accès multiple à répartitions de codes optiques (OCDMA).

Cette méthode d'accès se décline sous différents types, pouvant être classés en fonction du choix des sources optiques (cohérentes ou incohérentes), des techniques de détection , du type et de la dimension d'encodage.

Trois problématiques majeures sont rencontrées dans les systèmes OCDMA :

- La première est le choix d'une famille de codes ayant de bonnes propriétés de corrélation. Ces propriétés vont avoir un impact direct sur les performances du système en termes de taux d'erreur binaire. De plus, le nombre d'utilisateurs étant lié au nombre de codes disponibles, on peut obtenir une capacité de multiplexage plus importante en utilisant des algorithmes de génération de codes ayant de bonnes propriétés de corrélation ;
- La seconde est la limitation de la bande spectrale exploitable (fenêtre de 1530 à 1565 nm) où l'atténuation est minimale (0.2 dB/km) ;

- La dernière problématique est le critère de coût étant déterminant dans les réseaux d'accès et favorisant ainsi l'utilisation de sources optiques incohérentes. Il est néanmoins impossible de faire l'impasse sur l'utilisation de la modulation externe dans un interféromètre Mach-Zehender (la modulation directe étant inenvisageable à cause de l'effet du « chirp »).

Présentant le meilleur compromis entre la capacité de multiplexage et la consommation de la bande spectrale, notre choix s'est porté sur les systèmes OCDMA à deux degrés de dimensions (temps / longueur d'onde). De ce fait l'utilisation de codes à deux dimensions sera nécessaire. Ces derniers seront présentés dans le chapitre 3, après avoir préalablement exposé les codes unidimensionnels et leur contraintes qui nous ont poussé vers le codage bidimensionnel dans le chapitre 2.

Chapitre 2 : Les Codes optiques à une dimension

2.1. Introduction

Ce chapitre est consacré à la présentation des codes à une dimension utilisés dans les systèmes OCDMA. La première partie est destinée à la présentation des différents paramètres nécessaires pour définir un code suivie par la présentation des différentes familles de codes à une dimension existantes dans la littérature. Pour conclure, les contraintes imposées par ce type de codes seront présentées afin de justifier le passage aux familles de codes bidimensionnelles.

2.2. Codes optiques à une dimension

Un code optique 1-D noté $C(L, w, \lambda_a, \lambda_c, N)$ est une famille de séquences (0,1) où [4] :

- L est la longueur du code, Il s'agit du nombre de « 1 » et de « 0 » qui se trouve dans un code ;
- w est le poids du code : C'est le nombre de « 1 » contenu dans le code. Il est constant pour tous les codes d'une même famille ;
- l'autocorrélation périodique : C'est la somme du résultat d'une opération logique AND entre un code et lui-même. De façon plus explicite, on peut dire que c'est le nombre de « 1 » en commun à la même position entre deux codes différents. Elle est définie, pour un code $X \in C$, par [41]:

$$Z_{x,x}(l) = \sum_{n=0}^{L-1} x_n x_{(n+l) \bmod L} = \begin{cases} w & \text{pour } l = 0 \\ \lambda_a & \text{pour } 1 \leq l \leq L - 1 \end{cases} \quad (2.1)$$

où $x_n \in \{0,1\}$ représente un élément de X à la $n^{\text{ème}}$ colonne.

- l'inter-corrélation périodique (ou corrélation croisée) : C'est la somme du résultat d'une opération logique AND entre deux codes différents pris parmi une famille de codes. De façon plus explicite, on peut dire que c'est le nombre de « 1 » en commun à la même position entre deux codes différents. Soient deux codes X et Y tirés d'une même famille, leur corrélation croisée est définie par [41] :

$$Z_{x,y}(l) = \sum_{n=0}^{L-1} x_n y_{(n+l) \bmod L} \leq \lambda_c \text{ pour } 0 \leq l \leq L - 1 \quad (2.2)$$

Avec :

Et $y_n \in \{0,1\}$ représente un élément de Y à la $n^{\text{ème}}$ colonne.

- N est la cardinalité ou tout simplement le nombre d'utilisateurs maximum qu'un code peut supporter. Ce paramètre est important, car lors du choix d'une famille de code, il

faut s'assurer qu'il soit le plus élevé et de préférence égal ou supérieure à la longueur L du code.

Il existe plusieurs types de codes optiques 1-D, nous en citerons les principaux dans ce paragraphe (à noter que tous les codes cités sont tous définis par les mêmes paramètres cités précédemment).

2.2.1. Les codes optiques orthogonaux (Optical Orthogonal Codes OOC)

Développés en 1989 par Salehi [41]-[43], les codes optiques orthogonaux (OOC) furent spécialement conçus pour les systèmes OCDMA unipolaires. Ils ont la particularité d'avoir une corrélation maximale égale à 1 ($\lambda_a = \lambda_c = 1$) ce qui correspond aux exigences des systèmes OCDMA asynchrones incohérents. Ils peuvent donc être représentés sous la forme $C(L, w, 1, 1)$. La cardinalité maximum que l'on puisse obtenir pour une famille de codes OOC a été définie dans [41] comme étant :

$$N \leq \frac{L-1}{w(w-1)} \quad (2.3)$$

a. Méthode de construction

En plus de celles citées précédemment, de nombreuses méthodes ont été proposées dans la littérature afin de construire de codes OOC [44]-[51] notre choix se porte sur la présentation de la méthode BIBD [46] (Balanced Incomplete Block Design) de par sa flexibilité et du fait qu'elle ait inspiré la méthode de construction des codes ZCC (voir paragraphe 2.2.3). Cette méthode nous permet de générer des séquences OOC quand la longueur du code L est un nombre premier. Elle fait appel à l'utilisation des racines primitives du corps de Galois (Galois Field GF) (voir annexe A).

Le nombre des codes possibles est donné par l'équation (2.3). Selon la parité de w deux types de vecteur de position des codes peuvent être obtenus [46]:

- Quand w est pair : $w = 2m$

La longueur du code L est un nombre premier. On considère la racine primitive α de L . Pour un nombre d'utilisateurs N calculé, les séquences OOC $(L, w, 1, 1)$ sont obtenues à partir de la relation suivante qui calcule l'ensemble P_{c_i} des positions des w chips à 1 dans le code c_i [46]:

$$P_{c_i} = \{\alpha^{mi+kj}\} \cup \{0\} \quad (2.4)$$

Avec :

$$k = wN = 2mN$$

$$i = 0, 1, \dots, N - 1$$

$$j = 0, 1, \dots, w - 2$$

- **Quand w est Impair : $w = 2m + 1$**

Dans ce cas l'ensemble P_{c_i} est obtenu à partir de [46] :

$$P_{c_i} = \{\alpha^{mi+kj}\} \tag{2.5}$$

Avec :

$$k = (w - 1)N = 2mN$$

$$i = 0, 1, \dots, N - 1$$

$$j = 0, 1, \dots, w - 1$$

Exemple : pour un code de poids pair OOC (73, 4, 1, 1)

Le tableau 2.1 illustre les paramètres utilisés pour la construction

$w = 2m$	m	L	α	N	$K = wN$	c_i
4	2	73	5	6	24	$P_{c_i} = \{0\} \cup \{\alpha^{2i+24j}\} \text{ mod } L$

Tableau 2. 1 Paramètres utilisés pour la construction des codes (73, 4, 1, 1)

On trouve les positions des bits '1' en utilisant l'équation (2.4) comme indiqué sur le tableau 2.2.

OOC (73, 4, 1, 1) N=6		Premier chip	j		
			0	1	2
i	0	0	1	8	64
	1		25	54	67
	2		41	36	69
	3		3	24	46
	4		2	16	55
	5		50	35	62

Tableau 2. 2 Méthode "BIBD" pour un code de poids pair OOC (73, 4, 1, 1) [46]

Après organisation du tableau 2.2 on obtient les positions des bits '1' pour chaque utilisateur (tableau 2.3) :

	Positions des chips dans les codes c_i	Chip 1	Chip 2	Chip 3	Chip 4
OOO (73, 4, 1, 1) N=6	P_{c_0}	0	1	8	64
	P_{c_1}	0	25	54	67
	P_{c_2}	0	41	36	69
	P_{c_3}	0	3	24	46
	P_{c_4}	0	2	16	55
	P_{c_5}	0	35	50	61

Tableau 2. 3 Position des chips du code OOC (73, 4, 1, 1)

b. Propriétés de corrélation

En utilisant les équations (2.1) et (2.2) on obtient les figures 2.1 (a) et (b) représentant respectivement la fonction d'autocorrélation périodique de code c_0 et la fonction d'inter corrélation périodique entre les codes c_0 et c_1 .

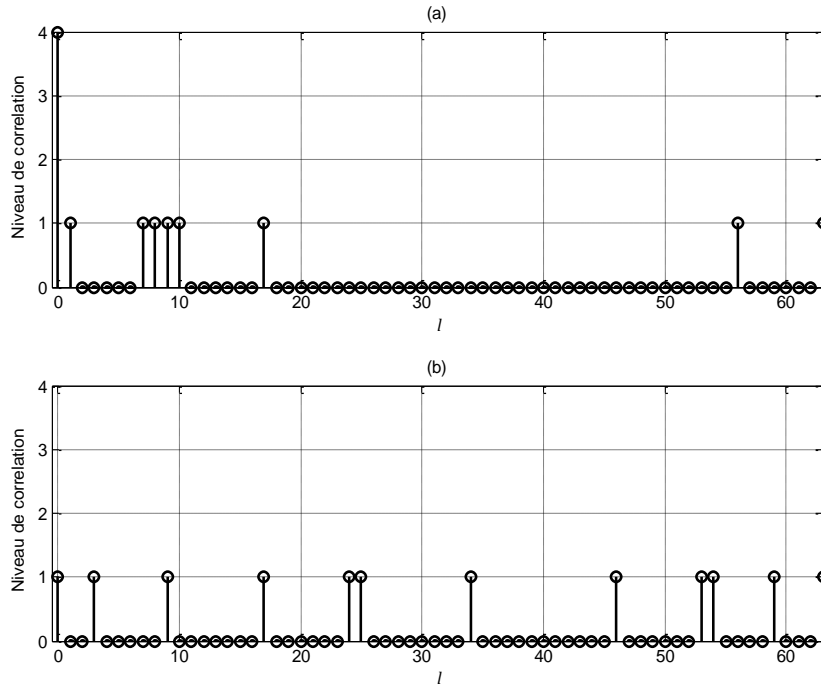


Figure 2- 1 (a) Auto corrélation périodique du code c_0 (b) Inter corrélation périodique entre c_0 et c_1

D'après les figures ci-dessus, on constate que :

$$\lambda_a \leq 1 \text{ et } \lambda_c \leq 1 ; \forall l$$

2.2.2. Les codes premiers (prime codes PC)

Initialement créées en 1981 par Titlebaum [52] pour les systèmes radars à multiutilisateurs, ce n'est qu'en 1995 que Yang et Kwong [53], [54] implémentent les codes premiers dans les systèmes CDMA optiques. Comme pour les codes optiques orthogonaux, les séquences premières sont des codes unipolaires permettant le multiplexage d'un certain nombre d'utilisateurs tout en observant une limitation des niveaux des interférences multi-utilisateurs résultant du ce multiplexage.

La particularité de ces séquences est que leur algorithme de construction se base sur le choix d'un nombre premier p .

a. Méthode de construction

La construction des codes premiers se fait en deux étapes [53] :

En premier, il faut constituer un ensemble de séquences premières $S_x = (S_{x_0}, S_{x_1}, \dots, S_{x_j}, \dots, S_{x_{p-1}})$ de $GF(p) = (0, 1, 2, \dots, j, \dots, p-1)$, où $p \geq 3$ est un nombre premier. Cette séquence est obtenue en multipliant chaque éléments $x, j \in GF(p)$ où $x, j \in \{0, 1, 2, \dots, p-1\} \text{ mod-}p$ comme le montre l'équation (2.6).

$$S_{x_j} = x \otimes j \quad (2.6)$$

Où $x, j \in \{0, 1, 2, \dots, p-1\}$ et \otimes représente la multiplication mod- p .

En second, chaque séquence première S_x est représentée en séquence binaire $c_x = (c_{x_0}, c_{x_1}, \dots, c_{x_j}, \dots, c_{x_{p^2-1}})$ de longueur p^2 dont les éléments sont déterminés selon l'équation (2.7)

$$c_{xi} = \begin{cases} 1 & i = S_{x_j} + jp, j = 0, 1, \dots, p-1 \\ 0 & \text{sinon} \end{cases} \quad (2.7)$$

C'est en suivant cette approche que les codes PC peuvent être générés. Notant que ces codes ont un niveau $\lambda_c \leq 2$ [53]; le tableau 2.4 illustre un exemple de codes pour $p = 3$. On y voit que la longueur est bien de p^2 soit 9.

Groupe x	j			Séquences « S_x »	Codes premiers « c_x »
	0	1	2		
	$S_{x,j}$				
0	0	0	0	S_0	$c_0 = 100\ 100\ 100$
1	0	1	2	S_1	$c_1 = 100\ 010\ 001$
2	0	2	1	S_2	$c_2 = 100\ 001\ 010$

Tableau 2. 4 Codes PC pour $p = 3$

b. Propriétés de corrélation

En utilisant les équations (2.1) et (2.2) on obtient les figures 2.2 (a) et (b) représentant respectivement la fonction d'autocorrélation périodique de code c_0 et la fonction d'inter corrélation périodique entre les codes c_1 et c_2 . D'après les figures ci-dessous, on constate que : $\lambda_a \leq p$ et $\lambda_c \leq 2; \forall l$

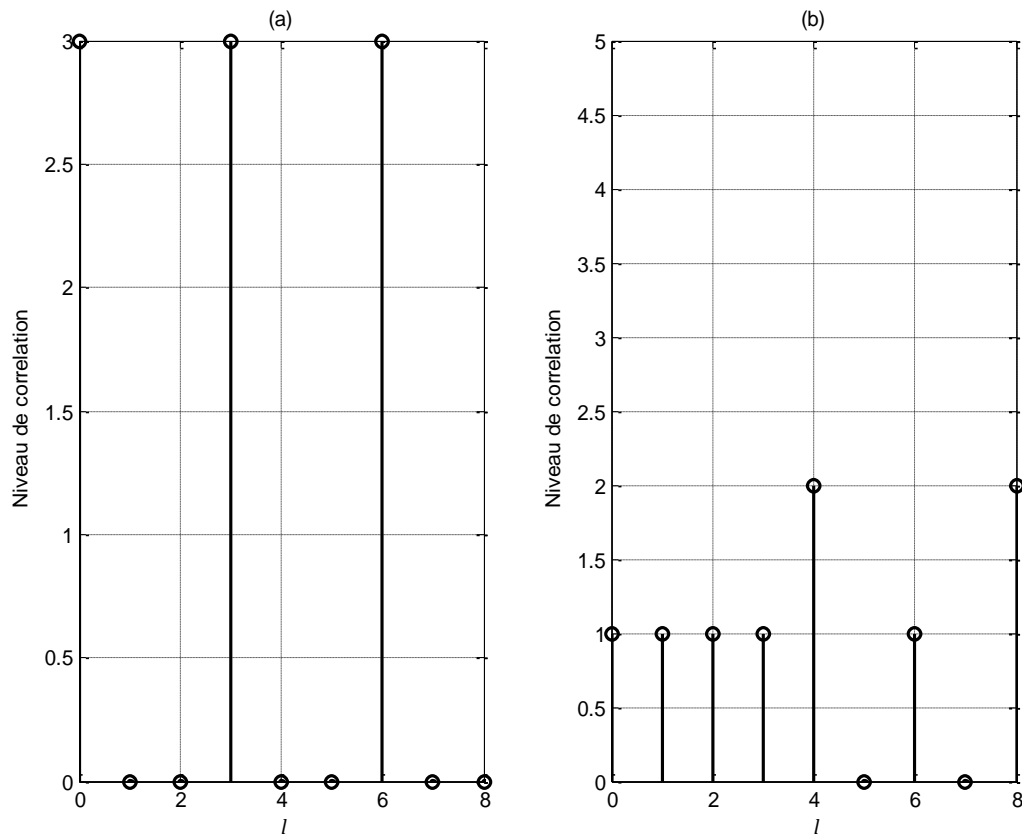


Figure 2- 2 (a) Auto corrélation périodique du code c_0 (b) Inter corrélation périodique entre les codes c_1 et c_2

2.2.3. Les codes premiers modifiés (Modified Prime Code MPC)

Dans le but de réduire le niveau maximum d'inter corrélation (de 2 à 1) des codes premiers précédemment présentés, une version modifiée des codes PC appelée MPC (Modified Prime Code) a été introduite par Zhang et Kwong en 1997 [55], permettant d'obtenir p^2 utilisateurs répartie en p groupes.

a. Construction

Les codes MPC sont obtenus par décalage des séquences premières, précédemment trouvées lors de la construction des codes premiers, puis en le représentant sous forme de séquence binaire. De cette façon le nombre de codes MPC disponibles est p fois supérieur à la cardinalité des codes PC.

La construction des codes MPC dépend de la séquence de décalage [55] :

$$S_{i,l} = (S_{i,l,0}, S_{i,l,1}, \dots, S_{i,l,j}, S_{i,l,(p-1)}) \quad (2.8)$$

où

$$S_{i,l,j} = (i \otimes j) \oplus l \quad (2.9)$$

$i, j, l \in GF(p) = \{0, 1, \dots, p-1\}$ et \otimes, \oplus représentent respectivement la multiplication et

l'addition mod- p . Les codes $c_{i,l}$ sont obtenus en se basant sur le même principe que celui de

l'équation (2.7). Les codes MPC obtenus pour $p=3$ sont représentés dans le tableau 2.5.

i	l	Séquences $S_{i,l} = (S_{i,l,0}, S_{i,l,1}, S_{i,l,2})$	Codes MPC
0	0	$S_{0,0}=(0,0,0)$	$c_{0,0} = 100100100$
	1	$S_{0,1}=(1,1,1)$	$c_{0,1} = 010010010$
	2	$S_{0,2}=(2,2,2)$	$c_{0,2} = 001001001$
1	0	$S_{1,0}=(0,1,2)$	$c_{1,0} = 100010001$
	1	$S_{1,1}=(1,2,0)$	$c_{1,1} = 010001100$
	2	$S_{1,2}=(2,0,1)$	$c_{1,2} = 001100010$
2	0	$S_{2,0}=(0,2,1)$	$c_{2,0} = 100001010$
	1	$S_{2,1}=(1,0,2)$	$c_{2,1} = 010100001$
	2	$S_{2,2}=(2,1,0)$	$c_{2,2} = 001010100$

Tableau 2. 5 Codes MPC pour $p = 3$

b. Propriétés de corrélation

En utilisant les équations (2.1) et (2.2), si les deux mots de code font partie de groupes différents (i différent), $\lambda_c = 1$ [56], par contre on note que $\lambda_c \leq p$ si les deux mots de code font partie du même groupe (même i). Il est à noter que λ_a reste inférieure à p . Les figures 2.3 (a), (b) et (c) illustrent respectivement les propriétés de corrélation pour les différents cas présentés.

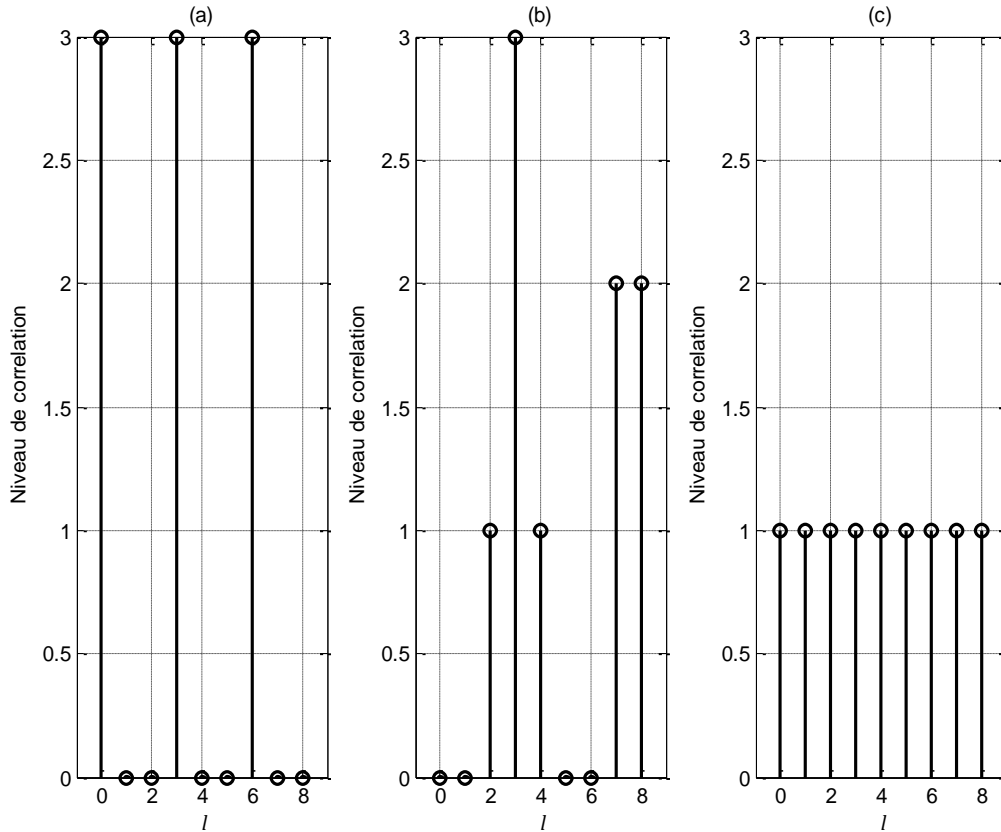


Figure 2- 3 (a) Auto corrélation périodique de $c_{0,0}$ (b) Inter corrélation périodique entre $c_{1,1}$ et $c_{1,2}$ (même groupe) (c) Inter corrélation périodique entre $c_{0,1}$ et $c_{1,2}$ (groupes différents)

2.2.4. Les codes à inter-corrélation nulle (Zero Cross Correlation ZCC)

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

$$\sum_{i=0}^{L-1} x(i)y(i) = 0 \quad (2. 10)$$

Pour toute paire de codes distincts (i) , $y(i)$ appartenant à la famille ZCC (L, w) .

Inspirée de la méthode construction des codes OOC (présentée dans la section 2.2.1) ; La méthode BIBD a été appliquée pour la construction du nouveau code ZCC. Cette méthode a été proposée par Djebbari et al [62] , est un arrangement de $K \times w$ chips '1' dans C colonnes de telle sorte que, au plus un chips unique se produit dans la colonne (i.e. $\lambda_c = 0$ pour $l=0$). Cela garantit que chaque séquence de code peut se distinguer avec succès des autres séquences de code dans le cas d'une transmission synchrone. Notant que ces codes sont construit pour le système de transmission SAC-OCDMA.

a. Construction

Soit L un nombre premier, α un nombre primitif de L (voir annexe A), les codes ZCC (L, w) sont données par une matrice à coefficients binaires de dimension $K \times L$, où K représente le nombre d'utilisateurs dont les positions des chips à '1' sont données par [62] :

$$P_{i,j} = \alpha^{(i+jK)} \text{ mod } L \quad (2.11)$$

où $0 \leq i \leq K - 1$ et $0 \leq j \leq w - 1$

Le nombre d'utilisateurs K est déterminé comme suit [62] :

$$K \leq \left\lfloor \frac{L-1}{w} \right\rfloor \quad (2.12)$$

Où $|x|$ est l'opérateur qui prend la partie entière de x .

Prenons un exemple pour $L=13$ et $w = 3$:

Les racines primitive de 13 sont : 2, 6, 7 et 11, pour $\alpha = 2$, d'après l'équation (2.12), le nombre d'utilisateur est : $K \leq \left\lfloor \frac{13-1}{3} \right\rfloor = 4$. Les positions des chips à '1' déduites à partir de l'équation (2.11) sont illustrée dans le tableau 2.6.

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

Tableau 2. 6 Positions des chips '1' pour les codes ZCC(13,3)

Les positions des chips à '1' sont donc (pour $j = 0,1,2$) : $P_{0,j} = \{1,3,9\}$, $P_{1,j} = \{2,6,5\}$, $P_{2,j} = \{4,12,10\}$, $P_{3,j} = \{8,11,7\}$, des quelles ont déduit (voir tableau 2.7) la matrice, des codes ZCC, correspondante.

	L												
	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13
c_1	1	0	1	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0
c_2	0	1	0	0	1	1	0	0	0	0	0	0	0
c_3	0	0	0	1	0	0	0	0	0	1	0	1	0
c_4	0	0	0	0	0	0	1	1	0	0	1	0	0

Tableau 2. 7 Matrice des codes ZCC (13,3)

b. Propriétés de corrélation

Les figures 2.4 (a) et (b) représentent respectivement la fonction d'autocorrélation périodique de code c_1 et la fonction d'inter corrélation périodique entre les codes c_1 et c_2 selon les équations (2.1) et (2.2).

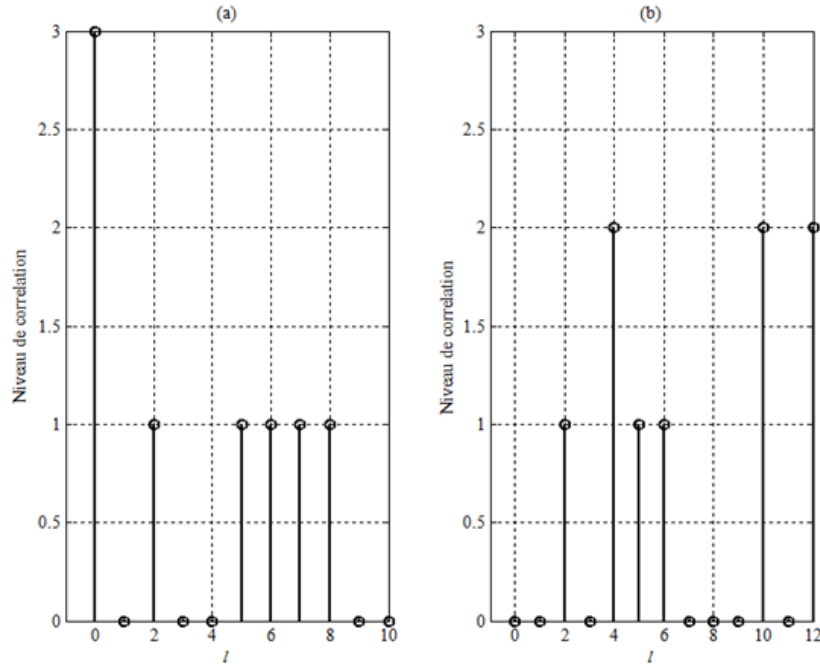


Figure 2- 4 (a) Auto corrélation périodique du code c_1 (b) Inter corrélation périodique entre c_1 et c_2

D'après la figure 2-4, on $\lambda_a = 1$ et $\lambda_c = 0$ pour $l = 0$ et $\leq w - 1$ ailleurs.

2.3. Applications des codes 1-D

Les différentes familles de codes présentées précédemment trouvent leur application dans les systèmes OCDMA qu'ils soient à encodage spectral d'amplitude « SAC » [15, 57, 58, 61, 64] ou temporel [34] ou elles ont toutes présenté de bonnes performances et une bonne résistance aux interférences d'accès multiple (IAM). Il est néanmoins préférable pour des applications synchrones, où tous les utilisateurs émettent simultanément de façon synchrone les informations, d'utiliser des codes présentant une fonction d'inter-corrélation nulle pour un décalage nul ($l = 0$) comme les codes ZCC. Ces dernières restent à ce jour les codes présentant le meilleur compromis performances/ facilité d'implémentation dans les systèmes SAC-OCDMA [57], [58], [61], [64]. Les codes optiques à une dimension présentent néanmoins un certain nombre de limitations dues principalement à la corrélation entre la

cardinalité et le poids du code. C'est pour remédier à ce type de contrainte que les familles de codes à deux degrés de liberté (2-D) ont été proposées.

2.4. Conclusion

Au cours de ce chapitre nous avons présenté les principales familles de codes utilisées dans les systèmes OCDMA, le but étant d'utiliser des codes les plus orthogonaux possibles afin de partager au mieux la bande passante optique. Pour assurer l'orthogonalité entre les utilisateurs, il est important que les codes d'une même famille respectent certaines propriétés en termes d'inter corrélation.

Les codes OOC, PC, MPC et ZCC sont les familles de séquences binaires unipolaires étudiées dans ce chapitre. Les critères de taille de code, de capacité de multiplexage et de niveau de corrélation périodique ont été définis pour l'ensemble de ces codes.

Les codes OOC, bien qu'orthogonaux présentent un faible rapport capacité de multiplexage/ longueur du mot de code. Les codes PC, élaborés quelques années plus tard, remédient au problème de longueur du mot de code mais au détriment des propriétés de corrélation. Ces dernières ont pu être améliorées avec l'apparition des codes MPC. Néanmoins leur cardinalité reste faible, due à sa dépendance au poids du code. Cette dernière contrainte a été résolue par l'apparition des codes ZCC qui en plus présentent une fonction d'inter-corrélation périodique nulle pour un décalage nul ($l = 0$).

Cependant, malgré leurs propriétés et une implémentation réussie notamment dans les systèmes SAC-OCDMA [57], [58], [61] [64], la délimitation spectrale de la bande optique C (présentée dans le chapitre 1) limite toujours la capacité de multiplexage. C'est dans l'optique de résoudre ce problème que les familles de codes 2-D ont été élaborées. Les propriétés, avantages ainsi que notre contribution à l'étude de ce type de codes (en se basant sur les codes 1-D ZCC) sont exposés dans le chapitre suivant.

Chapitre 3 : Contribution à l'étude des codes optiques à deux dimensions

3.1. Introduction

Le nombre d'utilisateurs dans les systèmes 1-D OCDMA est très limité. Un grand nombre d'utilisateurs exige une longueur des mots de code importante, ce qui a pour conséquence d'utiliser des filtres optiques à bande très étroite difficile à réaliser [61]. De plus, on ne peut risquer d'augmenter la cardinalité, pour une longueur donnée, des codes de peur d'affecter leurs propriétés de corrélation, rendant ainsi le système vulnérable aux interférences d'accès multiple (IAM) [65].

C'est dans le but d'overpasser ces limitations que les codes à deux dimensions (2-D) ont été conçus [66]. Pour les causes précisées dans le chapitre précédent, deux constructions de codes 2-D ont été proposées et pour être implémentés dans une structure OCDMA temps/longueur d'onde.

3.2. Généralités

Les codes optiques 2D (temps/ longueur d'onde) sont communément représentés dans la littérature comme illustré dans la figure 3.1. On y voit que les colonnes représentent les instants de transmissions des longueurs d'ondes (représentées par les lignes) lorsque le bit de donnée est '1'. Il y figure également que lorsque ce dernier est '0' rien n'est transmis (cela est dû à l'utilisation de la modulation du tout ou rien expliquée précédemment dans le chapitre 1).

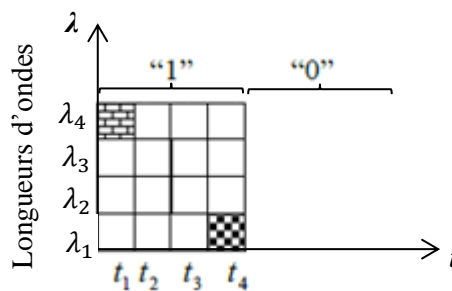


Figure 3- 1 Représentation des bits de données d'un code 2D - OCDMA : temps / longueurs d'ondes [4]

On représente une famille de codes 2-D 'C'est par une matrice de dimensions ($L \times F$) pour chaque utilisateur, et sont caractérisés par les paramètres ($L, F, w, \lambda_a, \lambda_c$) avec :

- L : nombre de lignes de la matrice de code caractérisant le nombre de longueurs d'ondes utilisées ;
- F : nombre de colonnes de la matrice de code représentant le nombre de chips (ou nombre de créneaux temporels dont la durée est de $\frac{t_b}{F}$) ;
- w : comme pour les codes unidimensionnels, représente le poids du code ;
- L'autocorrélation d'un code $X \in C$ est définie pour les codes 2-D par [4] :

$$Z_{x,x}(l) = \sum_{m=0}^{L-1} \left(\sum_{n=0}^{F-1} x_{m,n} x_{m,(n+l) \bmod F} \right) \leq \lambda_a \quad (3.1)$$

Pour $0 < l \leq F - 1$

Et $x_{m,n} \in \{0,1\}$ représente un élément de X à la $m^{\text{ème}}$ ligne et la $n^{\text{ème}}$ colonne.

- L'inter-corrélation est définie pour deux codes 2-D $X, Y \in C$ avec $X \neq Y$, par [4] :

$$Z_{x,y}(l) = \sum_{m=0}^{L-1} \left(\sum_{n=0}^{F-1} x_{m,n} y_{m,(n+l) \bmod F} \right) \quad (3.2)$$

Avec : $0 \leq l \leq F - 1$

Et $y_{m,n} \in \{0,1\}$ représente un élément de Y à la $m^{\text{ème}}$ ligne et la $n^{\text{ème}}$ colonne.

Selon les travaux existants dans la littérature (voir annexe C), les codes 2-D temps/longueur d'onde peuvent être classés en trois catégories [67] , [68]:

- Codes 2-D spécialement conçus pour les systèmes OCDMA temps/longueur d'onde [69], [70] ;
- Codes 1-D convertis ou étendus en codes 2-D [5], [71], [72];
- Codes 2-D hybrides : dans ce cas une famille de code 1-D est utilisée pour l'étalement temporelle et une autre pour l'étalement spectral [71], [73]- [75].

C'est dans les deux dernières catégories que notre contribution a été apportée par la construction des codes ZCC/ZCC [5] (qui sont une extension des codes 1D-ZCC) et des codes hybrides OCC/ZCC [6] (ou les codes OCC sont utilisés pour l'étalement temporel et les codes 1-D ZCC pour l'étalement spectral).

3.3. Codes optiques 2-D OCDMA proposés

3.3.1. 2-D ZCC/ZCC

Dans le travail proposé, les codes 2-D ZCC/ZCC [5] sont obtenus en utilisant un code ZCC à une dimension [62] pour le choix des longueurs d'ondes ainsi que pour le choix de leurs instants de transmission. Basé sur l'idée de la construction de 2-D codes PC/PC [71], Les avantages du cas proposé sont :

- L'augmentation significative du nombre d'utilisateurs en conservant le même poids ;
- Le maintien de la propriété de corrélation croisée des codes 1-D ZCC.

a. Construction

En se basant sur la construction des codes ZCC [62] , les codes 2-D ZCC/ZCC ont été élaborés comme suit :

Soit L un nombre premier et α un nombre primitif de L (voir annexe A) ; les positions des chips à '1' dans une matrice ZCC/ZCC, représentant un code 2-D, de dimensions $L \times L$ sont donnés par :

$$\begin{cases} C_{i,k} = \alpha^{(i+kN)} \bmod L & 0 \leq i \leq N-1 \\ H_{j,k} = \alpha^{(j+kN)} \bmod L & 0 \leq j \leq N-1 \\ & 0 \leq k \leq w-1 \end{cases} \quad (3.3)$$

où :

- Les $C_{i,k}$ déterminent les positions des chips à '1' dans les colonnes, représentant les instants de transmission des longueurs d'ondes ;
- Les $H_{j,k}$ déterminent les lignes (à partir du bas de la matrice) correspondantes aux positions des chips à '1', déterminés par les $C_{i,k}$, et les longueurs d'ondes associées ;
- N représente le nombre d'utilisateurs du codes 1-D ;
- w représente le poids du code.

Exemple : Pour $L = 13$, $\alpha = 2$, $w = 3$ et $N = 4$

En utilisant l'équation (3.3), les positions des chips à '1' $C_{i,k}$ et $H_{j,k}$ obtenus sont représentés respectivement par les tableaux 3.1 et 3.2.

	k		
	0	1	2
i	$C_{i,k}$		
0	1	3	9
1	2	6	5
2	4	12	10
3	8	11	7

Tableau 3. 1 Les positions des chips à '1' dans les colonnes

	k		
	0	1	2
j	$H_{j,k}$		
0	1	3	9
1	2	6	5
2	4	12	10
3	8	11	7

Tableau 3. 2 Les positions des chips à '1' dans les lignes

Afin de simplifier la notation, l'indice k est supprimé et les mots de codes obtenus prendront la même notation que les positions des chips '1' qui leurs correspondent (C_iH_j). L'ensemble des mots de codes obtenus pour l'exemple donné précédemment (à partir des tableaux 3.1 et 3.2) est donné dans le tableau 3.3.

C_0H_0	λ_1	0	λ_3	0	0	0	0	0	λ_9	0	0	0	0
C_0H_1	λ_2	0	λ_6	0	0	0	0	0	λ_5	0	0	0	0
C_0H_2	λ_4	0	λ_{12}	0	0	0	0	0	λ_{10}	0	0	0	0
C_0H_3	λ_8	0	λ_{11}	0	0	0	0	0	λ_7	0	0	0	0
C_1H_0	0	λ_1	0	0	λ_9	λ_3	0	0	0	0	0	0	0
C_1H_1	0	λ_2	0	0	λ_6	λ_5	0	0	0	0	0	0	0
C_1H_2	0	λ_4	0	0	λ_{12}	λ_{10}	0	0	0	0	0	0	0
C_1H_3	0	λ_8	0	0	λ_{11}	λ_7	0	0	0	0	0	0	0

C_2H_0	0	0	0	λ_1	0	0	0	0	0	0	λ_3	0	λ_9	0
C_2H_1	0	0	0	λ_2	0	0	0	0	0	0	λ_6	0	λ_5	0
C_2H_2	0	0	0	λ_4	0	0	0	0	0	0	λ_{12}	0	λ_{10}	0
C_2H_3	0	0	0	λ_8	0	0	0	0	0	0	λ_{11}	0	λ_7	0
C_3H_0	0	0	0	0	0	0	λ_9	λ_1	0	0	0	λ_3	0	0
C_3H_1	0	0	0	0	0	0	λ_5	λ_2	0	0	0	λ_6	0	0
C_3H_2	0	0	0	0	0	0	λ_{10}	λ_4	0	0	0	λ_{12}	0	0
C_3H_3	0	0	0	0	0	0	λ_7	λ_8	0	0	0	λ_{11}	0	0

Tableau 3. 3 Mots de codes 2-D ZCC/ZCC obtenus pour $L = 13$, $\alpha = 2$, $w = 3$ et $N = 4$

La représentation matricielle du C_0H_1 est donnée comme suit :

$$\begin{array}{c}
 \lambda_{13} \\
 \lambda_{12} \\
 \lambda_{11} \\
 \lambda_{10} \\
 \lambda_9 \\
 \lambda_8 \\
 \lambda_7 \\
 \lambda_6 \\
 \lambda_5 \\
 \lambda_4 \\
 \lambda_3 \\
 \lambda_2 \\
 \lambda_1
 \end{array}
 \begin{bmatrix}
 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0
 \end{bmatrix}
 \begin{array}{c}
 t_1 \\
 t_2 \\
 t_3 \\
 t_4 \\
 t_5 \\
 t_6 \\
 t_7 \\
 t_8 \\
 t_9 \\
 t_{10} \\
 t_{11} \\
 t_{12} \\
 t_{13}
 \end{array}$$

Il est à noter que deux mots de code peuvent être différenciés soit par leurs signatures spectrales ou par les instants de transmission de ses longueurs d'onde. Par exemple, dans la figure 3.2, les mots de codes C_0H_0 et C_1H_0 partagent la même combinaison de longueurs d'ondes ($\lambda_1, \lambda_3, \lambda_9$) mais ces dernières sont transmises à des instants différents. On constate également que si deux mots de code transmettent aux mêmes instants, les signatures spectrales seront différentes (comme pour les deux mots de code C_0H_0 et C_0H_2). Cette méthode nous permet donc d'obtenir N^2 mots de codes.

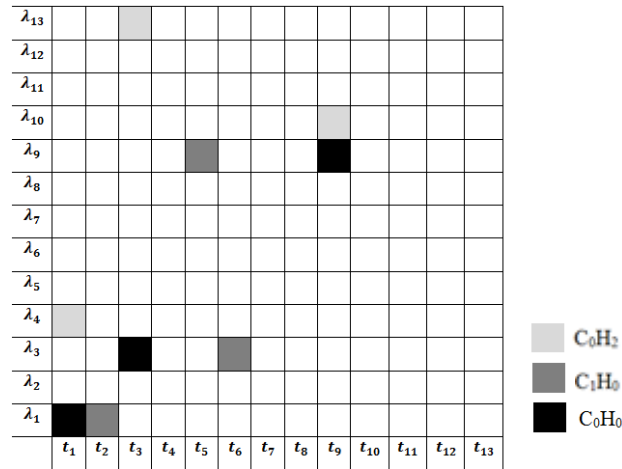


Figure 3- 2 Illustration des mots de codes C_0H_0 , C_0H_2 et C_1H_0

b. Propriétés de corrélation

En utilisant les équations (3.1) et (3.2), si les deux mots de code transmettent les mêmes longueurs d'ondes (même j), $\lambda_c \leq w - 1$, par contre on note que $\lambda_c = 0$ si les deux mots de code transmettent des signatures spectrales différentes (j différent). Il est à noter que $\lambda_a=0$. Les figures 3.3 (a), (b) et (c) illustrent les propriétés de corrélation pour les différents cas présentés.

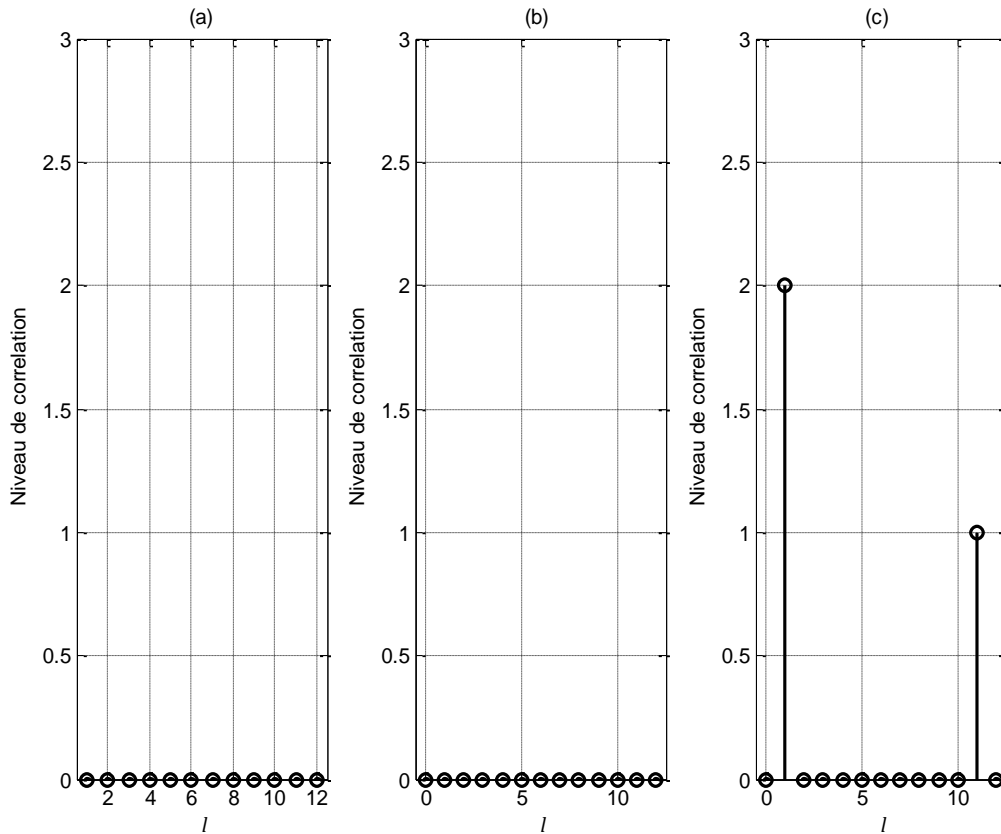


Figure 3- 3 (a) Auto corrélation du code C_0H_0 (b) Inter corrélation entre C_0H_0 et C_0H_2 (c) Inter corrélation entre C_0H_0 et C_2H_0

De ses propriétés de corrélation, on déduit que chaque mot de code possède une corrélation croisée nulle avec $N^2 - (N - 1)$ autres mots de codes. Au niveau de l'implémentation dans le system 2-D OCDMA temps/longueurs d'ondes, cela signifie que toutes les longueurs d'ondes interférentes seront éliminées au niveau des filtres de détection du décodeur (présenté dans la section 1.6.1 du chapitre 1). Pour les $N - 1$ codes restants, interférents, c'est la partie temporelle du décodeur (lignes à retards optiques) qui aura pour rôle de disperser les longueurs d'ondes du code interférent, évitant ainsi les interférences avec les longueurs d'ondes transportant l'information utile. Ces deux cas de figures seront illustrés lors de l'implémentation dans le chapitre 4.

3.3.2. 2-D OCC/ZCC

Dans cette section on propose une méthode de construction de codes hybrides OCC/ZCC [6]. Les codes ZCC [62] et OCC (Optical Complementary Codes) [76] sont respectivement utilisés pour le choix des longueurs d'ondes et pour la détermination de leurs instants de transmission. Cette construction nous permet d'obtenir $N \times p$ mots de codes (N étant la cardinalité des codes 1-D ZCC et p un nombre premier utilisé pour construire les codes OCC) de dimensions $L \times p$ (ou L représente la longueur des codes 1-D ZCC).

a. Codes optiques complémentaires OCC (Optical complementary codes)

Dérivés des codes complets complémentaires (Complete Complementary : CC), D'abord créés par Golay [77] puis par Turyn [78] sous le nom de séries complémentaires (Complementary Series) au début des années 60', Ils furent ensuite étendus par Chen [79] pour des applications pratiques aux systèmes CDMA radiofréquence, ils ont également été appliqués aux systèmes BOPTD (Brillouin Optical Time-Domain) [80] avant d'être finalement implémentés dans les systèmes OCDMA [76]. La méthode de construction suivante est basée sur la théorie du corps de Galois. La première étape est de définir la longueur du sous code p ainsi que l'indice j en respectant deux conditions : p doit être un nombre premier et > 2 . Les positions des '1' dans les sous codes k_i^j est ensuite déterminée par [76] :

$$P_i^j = i \otimes_p j \quad (3.4)$$

Le nombre entier i représente l'indice du mot de code dans un ensemble de code. $i, j \in GF(p)$, où $GF(p)$ est le corps de Galois et \otimes_p est le produit de i et j modulo p . Chaque mot de code est représenté par une matrice $(p \times p, p, \lambda_a, \lambda_c)$, $p \times p$ est la dimension de chaque matrice, p est le poids du code, λ_a et λ_c désignent respectivement l'autocorrélation et la corrélation croisée avec $\lambda_a = 0$ et $\lambda_c = 1$. Les position des chips à '1' dans les $j^{\text{ème}}$ lignes de chaque $i^{\text{ème}}$ mot de code sont être déterminés comme suit [76]:

$$\mathbf{k}_i = \begin{bmatrix} k_i^0 \\ k_i^1 \\ \vdots \\ k_i^{p-1} \end{bmatrix} \quad (3.5)$$

Exemple : pour $p = 3$

Dans ce cas on a $i, j \in GF(3) = \{0,1,2\}$. En utilisant l'équation (3.4) les positions des chips à '1' sont facilement obtenus pour construire les matrices des mots de code comme l'indique le tableau 3.4.

i	j		
	0	1	2
$i=0$ $P_0^j = 0 \otimes_3 j$	0	0	0
$i=1$ $P_1^j = 1 \otimes_3 j$	0	1	2
$i=2$ $P_2^j = 2 \otimes_3 j$	0	2	1

Tableau 3. 4 Positions des '1' dans le sous code j d'un mot de code i pour $p = 3$

Du tableau 3.4, les trois matrices suivantes de dimension 3×3 , correspondant à chaque mot de code, peuvent être facilement déduites en utilisant l'équation (3.5) :

$$\mathbf{k}_0 = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \end{pmatrix}; \quad \mathbf{k}_1 = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix}; \quad \mathbf{k}_2 = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 0 \end{pmatrix}$$

b. Construction des codes hybrides proposés

Les positions des chips à '1' des N mots de code de longueur L , notés c_n avec $1 \leq n \leq N$, de la famille 1-D ZCC [62] (présentés dans le chapitre 2 section 2.2.4) sont obtenus par la relation :

$$P_{i',j'} = \alpha^{(i'+j'N) \bmod L} \quad (3.6)$$

Pour $0 \leq i' \leq N - 1$ et $0 \leq j' \leq w - 1$

Où α est une racine primitive de L , N est le nombre d'utilisateurs 1-D ZCC et w est le poids du code.

Afin de simplifier la notation, les codes OCC et ZCC seront tous deux notés selon les positions de leurs chips à '1' correspondantes. P_i^j (positions des '1' dans les sous codes OCC) représentera les instants de transmissions des longueurs d'onde (créneaux temporels) et $P_{i',j'}$ (positions des '1' dans les codes 1-D ZCC) sera utilisé pour le choix des longueurs d'onde de chaque matrice de mot de code. La condition principale à respecter afin de pouvoir associer les codes OCC et ZCC est de choisir $p = w$. Les positions des chips à '1' dans les matrices de mots de code sont définies par [6] :

$$\begin{cases} P_i^j = i \otimes_p j & 0 \leq i \leq p-1 \\ & 0 \leq j \leq p-1 \\ P_{i',j'} = \alpha^{(i'+j'N) \bmod L} & 0 \leq i' \leq N-1 \\ & 0 \leq j' \leq w-1 \end{cases} \quad (3.7)$$

Les positions des chips à '1' sont données par les couples $(P_i^j, P_{i',j'})$ où les P_i^j et $P_{i',j'}$ déterminent respectivement les colonnes et les lignes

Ces positions nous permettent d'obtenir des matrices, représentant les mots de codes, de dimensions $L \times p$ notées $\mathbf{k}_i \mathbf{c}_n$ ($i = 0, 1, \dots, p-1$; $n = 1, 2, \dots, N$) où \mathbf{k}_i représente le $i^{\text{ème}}$ code OCC et \mathbf{c}_n Représente un vecteur contenant les positions des chips à '1' dans le $n^{\text{ème}}$ code ZCC.

Exemple :

Pour $p = w = 3$ et $N=4$, On obtient les positions des chips à '1' en utilisant l'équation (3.7) comme l'illustre le tableau 3.5 :

Colonnes contenant les chips à '1'				Lignes contenant les chips à '1'			
(P_i^j)				$(P_{i',j'})$			
j				j'			
i				i'			
0				0			
1				1			
2				2			
3				3			
	0	1	2		0	1	2
0	0	0	0	0	1	3	9
1	0	1	2	1	2	6	5
2	0	2	1	2	4	12	10
	0	2	1	3	8	11	7

Tableau 3. 5 Positions des chips à '1' pour $w=p=3$ et $N=4$

Du tableau 3.5 on déduit les $N \times p$ soit 12 matrices représentant les mots de codes obtenus OCC/ZCC :

$$\begin{aligned}
 & \begin{matrix} \lambda_{13} \\ \lambda_{12} \\ \lambda_{11} \\ \lambda_{10} \\ \lambda_9 \\ \lambda_8 \\ \lambda_7 \\ \lambda_6 \\ \lambda_5 \\ \lambda_4 \\ \lambda_3 \\ \lambda_2 \\ \lambda_1 \end{matrix} \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \end{pmatrix} ; \begin{matrix} \lambda_{13} \\ \lambda_{12} \\ \lambda_{11} \\ \lambda_{10} \\ \lambda_9 \\ \lambda_8 \\ \lambda_7 \\ \lambda_6 \\ \lambda_5 \\ \lambda_4 \\ \lambda_3 \\ \lambda_2 \\ \lambda_1 \end{matrix} \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} ; \begin{matrix} \lambda_{13} \\ \lambda_{12} \\ \lambda_{11} \\ \lambda_{10} \\ \lambda_9 \\ \lambda_8 \\ \lambda_7 \\ \lambda_6 \\ \lambda_5 \\ \lambda_4 \\ \lambda_3 \\ \lambda_2 \\ \lambda_1 \end{matrix} \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} ; \begin{matrix} \lambda_{13} \\ \lambda_{12} \\ \lambda_{11} \\ \lambda_{10} \\ \lambda_9 \\ \lambda_8 \\ \lambda_7 \\ \lambda_6 \\ \lambda_5 \\ \lambda_4 \\ \lambda_3 \\ \lambda_2 \\ \lambda_1 \end{matrix} \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} ;
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 & \begin{matrix} \lambda_{13} \\ \lambda_{12} \\ \lambda_{11} \\ \lambda_{10} \\ \lambda_9 \\ \lambda_8 \\ \lambda_7 \\ \lambda_6 \\ \lambda_5 \\ \lambda_4 \\ \lambda_3 \\ \lambda_2 \\ \lambda_1 \end{matrix} \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \end{pmatrix} ; \begin{matrix} \lambda_{13} \\ \lambda_{12} \\ \lambda_{11} \\ \lambda_{10} \\ \lambda_9 \\ \lambda_8 \\ \lambda_7 \\ \lambda_6 \\ \lambda_5 \\ \lambda_4 \\ \lambda_3 \\ \lambda_2 \\ \lambda_1 \end{matrix} \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} ; \begin{matrix} \lambda_{13} \\ \lambda_{12} \\ \lambda_{11} \\ \lambda_{10} \\ \lambda_9 \\ \lambda_8 \\ \lambda_7 \\ \lambda_6 \\ \lambda_5 \\ \lambda_4 \\ \lambda_3 \\ \lambda_2 \\ \lambda_1 \end{matrix} \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} ; \begin{matrix} \lambda_{13} \\ \lambda_{12} \\ \lambda_{11} \\ \lambda_{10} \\ \lambda_9 \\ \lambda_8 \\ \lambda_7 \\ \lambda_6 \\ \lambda_5 \\ \lambda_4 \\ \lambda_3 \\ \lambda_2 \\ \lambda_1 \end{matrix} \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} ;
 \end{aligned}$$

$$\begin{array}{c}
 \lambda_{13} \\
 \lambda_{12} \\
 \lambda_{11} \\
 \lambda_{10} \\
 \lambda_9 \\
 \lambda_8 \\
 \lambda_7 \\
 \lambda_6 \\
 \lambda_5 \\
 \lambda_4 \\
 \lambda_3 \\
 \lambda_2 \\
 \lambda_1 \\
 t_0 \quad t_1 \quad t_2
 \end{array}
 \begin{pmatrix}
 0 & 0 & 0 \\
 0 & 0 & 0 \\
 0 & 0 & 0 \\
 0 & 0 & 0 \\
 0 & 1 & 0 \\
 0 & 0 & 0 \\
 0 & 0 & 0 \\
 0 & 0 & 0 \\
 0 & 0 & 0 \\
 0 & 0 & 0 \\
 0 & 0 & 1 \\
 0 & 0 & 0 \\
 1 & 0 & 0 \\
 0 & 0 & 0
 \end{pmatrix}
 ; \mathbf{k}_2 \mathbf{c}_2 =
 \begin{array}{c}
 \lambda_{13} \\
 \lambda_{12} \\
 \lambda_{11} \\
 \lambda_{10} \\
 \lambda_9 \\
 \lambda_8 \\
 \lambda_7 \\
 \lambda_6 \\
 \lambda_5 \\
 \lambda_4 \\
 \lambda_3 \\
 \lambda_2 \\
 \lambda_1 \\
 t_0 \quad t_1 \quad t_2
 \end{array}
 \begin{pmatrix}
 0 & 0 & 0 \\
 0 & 0 & 0 \\
 0 & 0 & 0 \\
 0 & 0 & 0 \\
 0 & 0 & 0 \\
 0 & 0 & 0 \\
 0 & 0 & 0 \\
 0 & 0 & 1 \\
 0 & 1 & 0 \\
 0 & 0 & 0 \\
 0 & 0 & 0 \\
 0 & 0 & 0 \\
 1 & 0 & 0 \\
 0 & 0 & 0
 \end{pmatrix}
 ; \mathbf{k}_2 \mathbf{c}_3 =
 \begin{array}{c}
 \lambda_{13} \\
 \lambda_{12} \\
 \lambda_{11} \\
 \lambda_{10} \\
 \lambda_9 \\
 \lambda_8 \\
 \lambda_7 \\
 \lambda_6 \\
 \lambda_5 \\
 \lambda_4 \\
 \lambda_3 \\
 \lambda_2 \\
 \lambda_1 \\
 t_0 \quad t_1 \quad t_2
 \end{array}
 \begin{pmatrix}
 0 & 0 & 0 \\
 0 & 0 & 1 \\
 0 & 0 & 0 \\
 0 & 1 & 0 \\
 0 & 0 & 0 \\
 0 & 0 & 0 \\
 0 & 0 & 0 \\
 0 & 0 & 0 \\
 0 & 0 & 0 \\
 1 & 0 & 0 \\
 0 & 0 & 0 \\
 0 & 0 & 0 \\
 0 & 0 & 0 \\
 0 & 0 & 0
 \end{pmatrix}
 ; \mathbf{k}_2 \mathbf{c}_4 =
 \begin{array}{c}
 \lambda_{13} \\
 \lambda_{12} \\
 \lambda_{11} \\
 \lambda_{10} \\
 \lambda_9 \\
 \lambda_8 \\
 \lambda_7 \\
 \lambda_6 \\
 \lambda_5 \\
 \lambda_4 \\
 \lambda_3 \\
 \lambda_2 \\
 \lambda_1 \\
 t_0 \quad t_1 \quad t_2
 \end{array}
 \begin{pmatrix}
 0 & 0 & 0 \\
 0 & 0 & 0 \\
 0 & 0 & 1 \\
 0 & 0 & 0 \\
 0 & 0 & 0 \\
 1 & 0 & 0 \\
 0 & 1 & 0 \\
 0 & 0 & 0 \\
 0 & 0 & 0 \\
 0 & 0 & 0 \\
 0 & 0 & 0 \\
 0 & 0 & 0 \\
 0 & 0 & 0 \\
 0 & 0 & 0
 \end{pmatrix}$$

c. Propriétés de corrélation

Les codes OCC/ZCC peuvent avoir les propriétés de corrélation, en se basant sur les équations (3.1) et (3.2), suivantes:

- Pour une transmission de codes de mêmes signatures spectrales (même indice n): exemple $\mathbf{k}_0 \mathbf{c}_1$ et $\mathbf{k}_1 \mathbf{c}_1$ l'inter corrélation $\lambda_c = 1$;
- Dans le cas de la transmission de codes de signatures spectrales différentes (indice n différent): exemple $\mathbf{k}_0 \mathbf{c}_1$ et $\mathbf{k}_0 \mathbf{c}_2$ l'inter corrélation λ_c est nulle;
- Tous les codes ont une auto corrélation $\lambda_a=0$.

Les figures 3.4 (a), (b) et (c) représentent respectivement l'inter corrélation entre $\mathbf{k}_0 \mathbf{c}_1$ et $\mathbf{k}_1 \mathbf{c}_1$, l'inter corrélation entre $\mathbf{k}_0 \mathbf{c}_1$ et $\mathbf{k}_0 \mathbf{c}_2$ et l'auto corrélation des mot de code $\mathbf{k}_0 \mathbf{c}_1$, $\mathbf{k}_1 \mathbf{c}_2$ et $\mathbf{k}_2 \mathbf{c}_3$

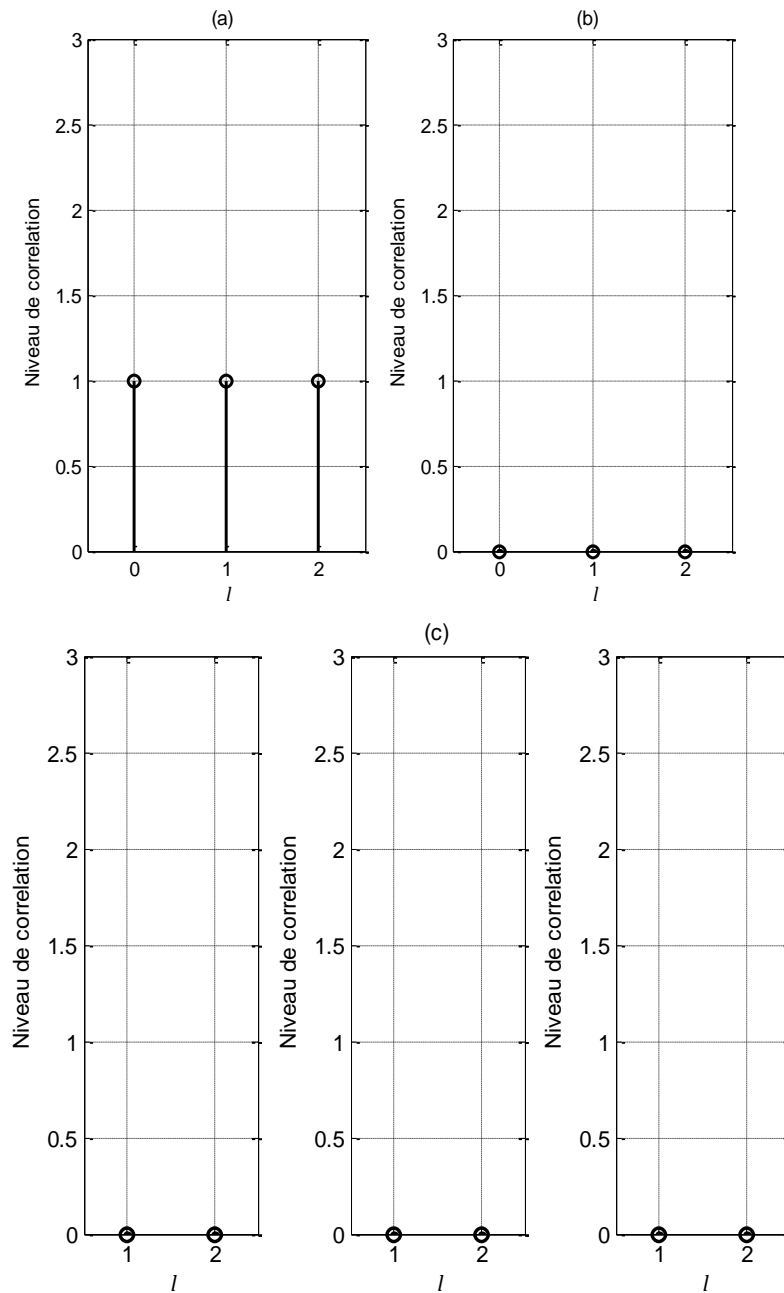


Figure 3- 4 (a) Auto corrélation du mot de code k_0c_1 (b) Inter corrélation entre k_0c_1 et k_1c_1 (c) Inter corrélation entre k_0c_1 et k_0c_2 .

3.4. Comparaison entre les codes proposés et les codes existants

Les familles de codes élaborées (ZCC/ZCC et OCC/ZCC) sont comparées à celles, existantes, de même type (voir détail annexe C) en termes de dimensions, de poids, de

cardinalité et de propriété d'inter corrélation (voir tableau 3.6) où L_{ZCC} représente la longueur des codes 1-D ZCC, L_{OOC} la longueur des codes 1-D OOC, N_{ZCC} , N_{OOC} et N_{m-seq} représentent respectivement la cardinalité des codes 1-D ZCC, 1-D OOC et 1-D M-séquences et p représente le poids.

	Famille de codes	Dimensions	Poids	Cardinalité	λ_c pour $l = 0$
Codes 1-D convertis en codes 2-D	PC/PC [71]	$p \times p^2$	p	$p \times (p - 1)$	1
	ZCC/ZCC [5]	$L_{ZCC} \times L_{ZCC}$	p	N_{ZCC}^2	0
Codes hybrides	MWOOC [81]	$p \times L_{OOC}$	p	p^2	≤ 1
	PC/OOC [74]	$L_{OOC} \times p^2$	p	$L_{OOC} \times N_{OOC} \times p$	1
	WH/TS M- séquences [75]	$p^2 \times p^2$	$2 \times p$	$p \times (p - 1)$ $\times N_{m-seq}$	p
	OCC/ZCC [6]	$L_{ZCC} \times p$	p	$N_{ZCC} \times p$	≤ 1

Tableau 3. 6 Comparaison des propriétés des différentes familles de codes

Bien qu'étant basé sur la même méthode de construction, la cardinalité des codes ZCC/ZCC est supérieure à celle des PC/PC, cela étant dû, comme mentionné dans la section 3.3.1, aux propriétés des codes 1-D ZCC (un code 1-D ZCC présente une cardinalité supérieure à celle donnée par un code PC, pour poids $p = 3$ on obtient 3 codes PC alors qu'on peut avoir un nombre $N_{ZCC} > 3$ en conséquence pour $p = 3$ et $N_{ZCC} = 4$ on obtient une cardinalité de 6 pour les codes PC/PC contre 16 pour les codes ZCC/ZCC). Les codes hybrides OCC/ZCC, quant à eux, offrent le meilleur compromis longueur temporelle/cardinalité comparés aux autres familles de codes hybrides (MWOOC, PC/OOC et WH/TS M-séquences). L'intérêt

d'une courte longueur temporelle est d'obtenir une puissance maximale de la signature spectrale à l'émission dans les systèmes 2-D OCDMA temps/longueur d'onde (pour une puissance P disponible à l'émission, cette dernière est globalement exploitée par les codes OCC/ZCC contrairement aux autres codes). Cette propriété particulière des codes OCC/ZCC est illustrée lors de l'implémentation de ces codes dans le système 2-D OCDMA temps/longueur d'onde (voir chapitre 4).

3.5. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté les codes bidimensionnels adaptés au CDMA optique temps/longueur d'onde en définissant leurs différentes caractéristiques en termes de dimensions, de poids et de propriétés de corrélation.

Deux nouvelles méthodes d'élaborations de code 2-D ont été présentées, toutes deux basées sur les codes BIBD 1-D ZCC [62].

Les premiers codes proposés sont les 2-D ZCC/ZCC. Ces codes nous permettent d'obtenir un nombre d'utilisateurs égal au carré de celui des codes 1-D ZCC sans consommer plus de bande spectrale. Pour certains groupes de ces codes, l'inter corrélation est nulle ce qui permet d'éliminer, pour un utilisateur désiré donné, tous les signaux interférents (dus aux autres utilisateurs) grâce aux filtres du récepteur 2-D OCDMA temps/longueur d'ondes conçus pour les longueurs d'ondes contenus dans la signature spectrale de l'utilisateur en question. Pour les autres groupes (dont l'inter corrélation est différente de zéro), c'est la partie temporelle du décodeur de l'utilisateur désiré (composée de lignes à retards optiques) qui aura pour mission de disperser les longueurs d'ondes interférentes, tout en rassemblant celles contenant l'information utile, des autres utilisateurs.

Les deuxièmes codes élaborés sont des codes hybrides 2-D OCC/ZCC. Le principal avantage de ces codes est leur faible la longueur temporelle (égale au poids) ; ceci se traduit par une exploitation maximale de la puissance disponible à l'émission (tout en conservant la même bande spectrale que les codes 1-D ZCC). Ils présentent, également, une inter corrélation nulle pour certains groupes de codes et égale au maximum à un (1) pour les autres.

Conserver la même largeur de bande spectrale, initialement dédiée au codes 1-D ZCC, à l'avantage de transmettre les signatures spectrales (les codes) nécessaires sans avoir à réduire la largeur des longueurs d'ondes qui les composent. Ce qui, par conséquent, évite

d'utiliser des filtres à bande étroite coûteux et difficiles à réaliser, à l'émission et à la réception. On note également, qu'en plus des avantages cités, que les deux méthodes proposées, due à l'absence de calcul itératif, présentent une simplicité de construction.

Chapitre 4 : Implémentation et évaluation des performances d'un système 2-D OCDMA temps/longueur d'onde « tout optique »

4.1. Introduction

Nous présentons, dans un premier temps, dans ce chapitre, l'évaluation des performances du système 2-D OCDMA temps/longueur d'onde, en utilisant les codes que nous avons proposé, présentés dans le chapitre 3 [5], [6]. Le logiciel Optisystem 9.0 [82] est utilisé d'abord pour l'implémentation de la chaîne de transmission complète, en utilisant sa bibliothèque de composants, et ensuite pour la simulation [72], [83], [84], [85], [86]. Trois critères de qualité sont pris en compte pour évaluer les performances du système 2-D OCDMA temps/longueur d'onde ; le taux d'erreur binaire (BER : Bit Error Rate), le facteur Q et le diagramme de l'œil.

4.2. Implémentation du système 2-D OCDMA temps/longueur d'onde

4.2.1. Répartition des longueurs d'onde

Pour l'implémentation des codes ZCC/ZCC [5], présentés dans le chapitre 3, le spectre disponible (sous bande de la bande C : 1549.6-1560 nm) est fractionné en un nombre de longueurs d'ondes, égale à la longueur spectrale du code, pour 4 utilisateurs actifs, on considère une longueur du code 1-D ZCC $L=13$ et de poids $w=3$, avec un espacement de 0.8 nm correspondant à intervalle de 100 GHz. Chaque utilisateur se voit attribuer sa combinaison de longueurs d'ondes dans la bande C (voir chapitre 1 section 1.8). Ceci est illustré sur la figure 4.1.

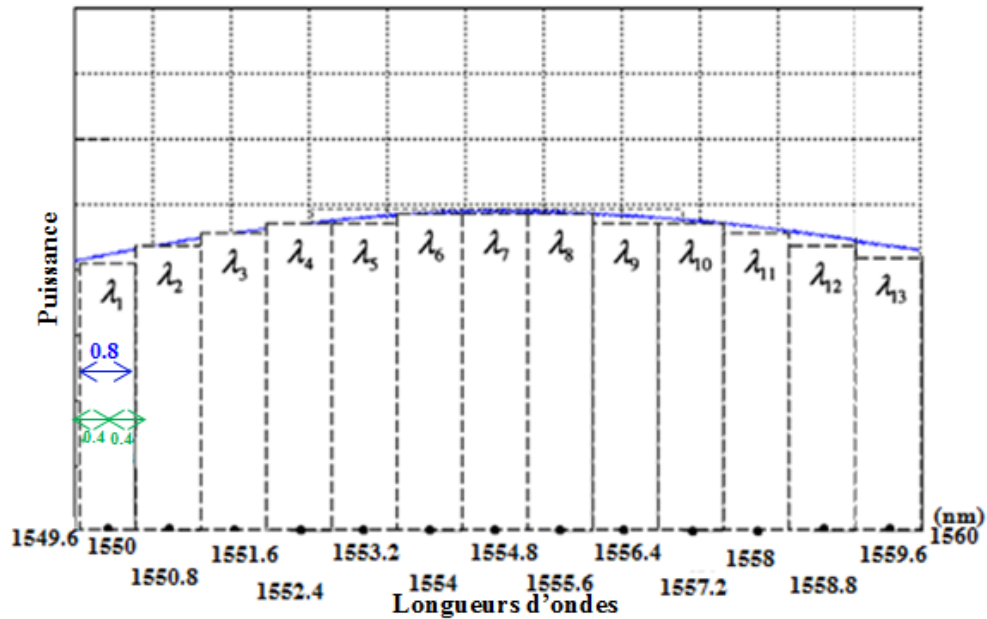


Figure 4- 1 Répartition des longueurs d'ondes

Nous nous intéressons dans un premier temps à un groupe de mots de codes ZCC/ZCC où l'inter corrélation est nulle ($\lambda_c = 0 \forall l$, voir équation (3.1)). Les longueurs d'ondes contenues dans les signatures spectrales des 4 utilisateurs correspondants respectivement aux codes C_0H_0 , C_0H_1 , C_0H_2 et C_0H_3 , selon le fractionnement du spectre (voir figure 4.1) sont :

$$\text{Utilisateur 1 : } \begin{cases} \lambda_1 = 1550 \text{ nm} \\ \lambda_3 = 1551.6 \text{ nm} \\ \lambda_9 = 1556.4 \text{ nm} \end{cases}$$

$$\text{Utilisateur 2 : } \begin{cases} \lambda_2 = 1550.8 \text{ nm} \\ \lambda_6 = 1554 \text{ nm} \\ \lambda_5 = 1553.2 \text{ nm} \end{cases}$$

$$\text{Utilisateur 3 : } \begin{cases} \lambda_4 = 1552.4 \text{ nm} \\ \lambda_{12} = 1558.8 \text{ nm} \\ \lambda_{10} = 1557.2 \text{ nm} \end{cases}$$

$$\text{Utilisateur 4 : } \begin{cases} \lambda_8 = 1555.6 \text{ nm} \\ \lambda_{11} = 1558 \text{ nm} \\ \lambda_7 = 1554.8 \text{ nm} \end{cases}$$

La bande B , nécessaire à la transmission des signatures spectrales des différents utilisateurs va donc de 1549.6 à 1560 nm. On note $B = L \times 0.8 = 10.4$ nm.

4.2.2. Limitation de la largeur de l'impulsion lumineuse

Comme expliqué précédemment dans le chapitre 1, la largeur de l'impulsion lumineuse générée par la source doit être d'une durée limite τ pour chaque bit. Une telle source n'étant pas disponible sur le logiciel Optisystem, nous avons conçu un sous-système limiteur d'impulsion que nous avons dénommé « sous système LTTNS » (voir annexe B) à implémenter après la source optique comme l'indique la figure 4.2.

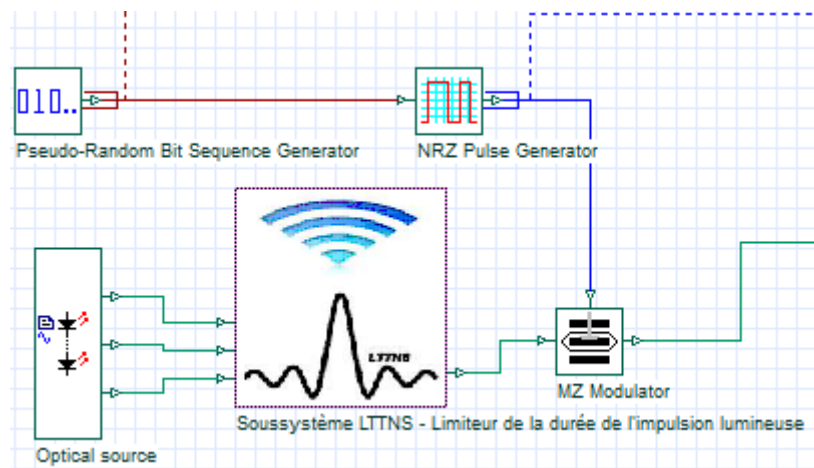


Figure 4- 2 Implémentation du sous-système limiteur d'impulsion

Pour un débit de 2.5 Gbits/s par exemple, en utilisant les codes 2-D ZCC/ZCC, la largeur de l'impulsion sera $\tau = \frac{0.4 \times 10^{-9}}{13} \cong 0.03$ ns. C'est cette impulsion lumineuse qui sera modulée à la donnée de l'utilisateur (à 2.5 Gbits/s) comme l'indique la figure 4.3 (voir l'explication détaillée en annexe C).

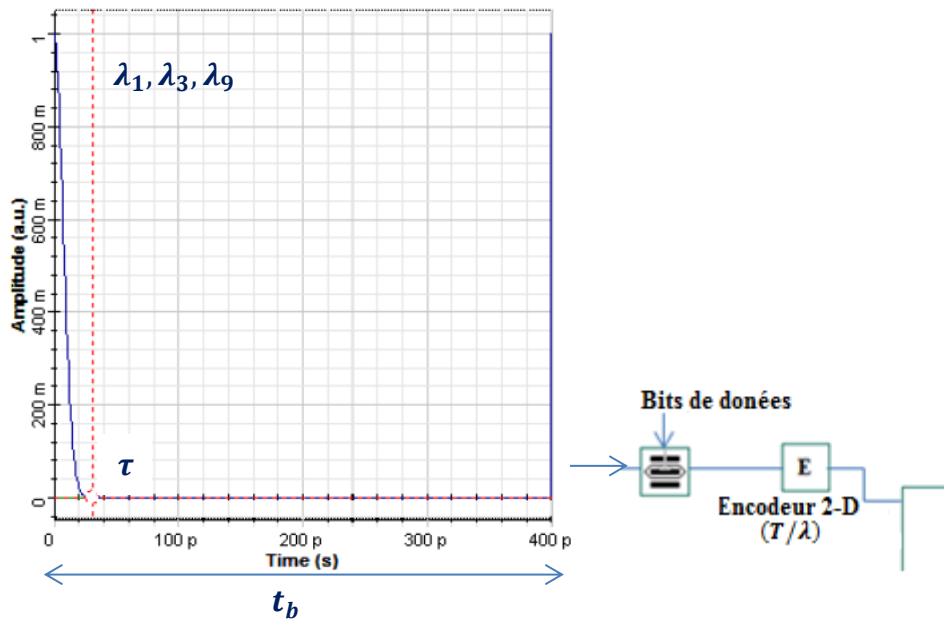


Figure 4- 3 Modulation de l'impulsion à la donnée

La modulation est suivie par le codeur composé d'un démultiplexeur qui a pour rôle de faire passer les longueurs d'ondes, qui devraient être contenues dans la signature spectrale d'un utilisateur donnée (voir figure 4.4). Ces longueurs d'ondes seront ensuite retardées par des lignes à retards optiques selon une règle donnée puis recombinaées par un multiplexeur pour former la signature spectrale d'un code donné. Ce principe est répété pour les différents utilisateurs, toutes les signatures spectrales sont ensuite rassemblées et transmises à travers la fibre optique.

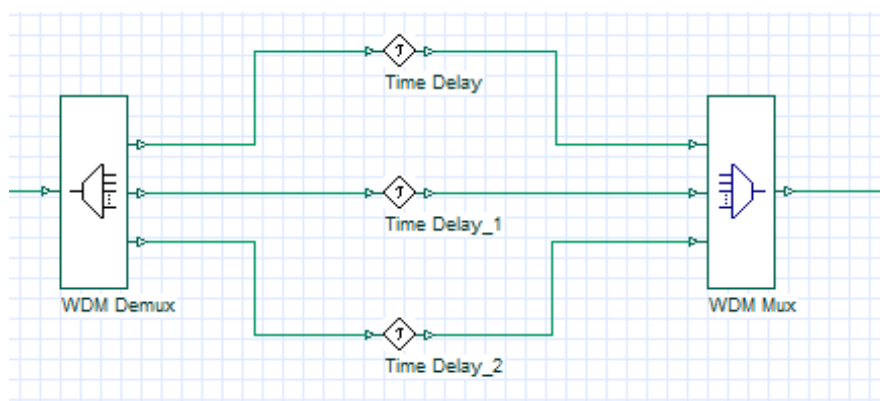


Figure 4- 4 Structure du codeur 2-D OCDMA temps/longueur d'onde sous Optisystem

A la réception, un démultiplexeur, donne à sa sortie une signature composite (contenant toutes les longueurs d'ondes des différents codes). Le décodeur 2-D d'un utilisateur désiré (voir figure 4.5) est composé de filtres optiques qui sont utilisés pour détecter les longueurs d'ondes qui lui sont associées. Ces dernières sont ensuite retardées une seconde fois par des lignes à retards optiques afin de se retrouver à la même position sur le temps bit, avant d'être finalement rassemblées par un multiplexeur. Afin de retrouver la puissance transmise dans un bit '1'. Cette puissance va être détectée par une photo diode ensuite convertie en signal électrique.

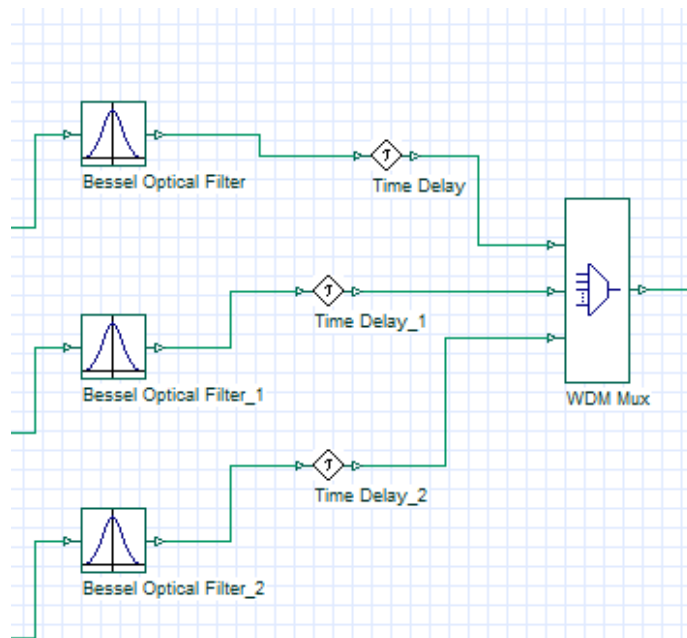


Figure 4- 5 Structure du décodeur 2-D OCDMA temps/longueur d'onde sous Optisystem

4.3. Simulation du système 2-D OCDMA temps/longueur d'onde

4.3.1. Structure 2-D OCDMA temps/longueur d'onde sous Optisystem

La structure en blocs du système 2-D OCDMA temps/longueur d'onde, sous le logiciel Optisystem, est représentée en figure 4.6. Cette structure, contient en plus des composants cités dans la partie implémentation, un filtre de Bessel de mise en forme et un composant « BER analyzer » qui permet d'effectuer la décision sur les données reçues ('0' ou '1') et d'évaluer les performances à l'aide du taux d'erreur binaire et du tracé du diagramme de l'œil.

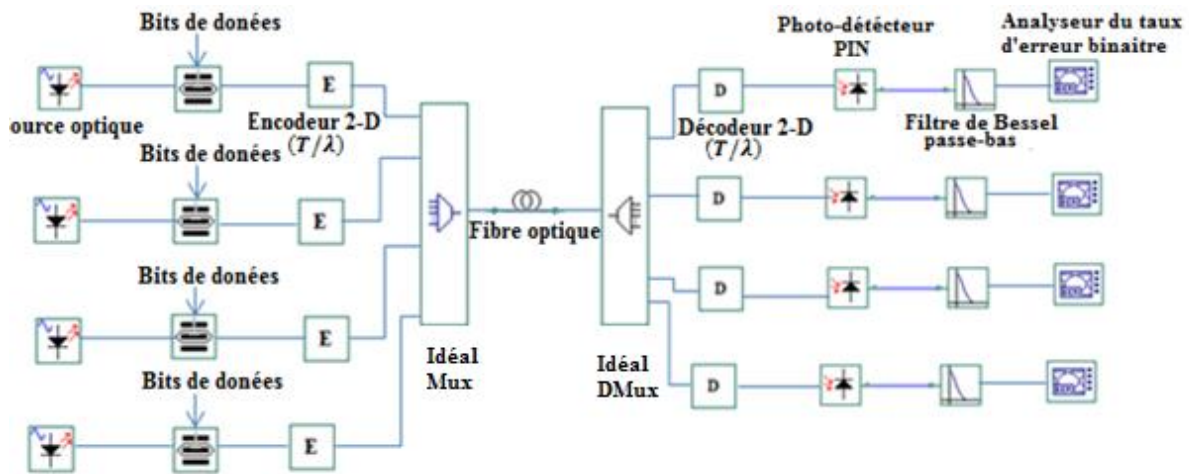


Figure 4- 6 Système 2-D OCDMA temps/longueur d'onde sous Optisystem

4.3.2. Calcul des paramètres de simulation

La bande spectrale de transmission considérée (vue dans la section 4.2.1) est égale au paramètre 'fréquence d'échantillonnage' (Sample Rate) (voir annexe D). Cette fréquence d'échantillonnage nécessite un débit de simulation (Bit rate) particulier qu'il est indispensable de calculer [87].

- Calcul de la fréquence d'échantillonnage en Hz (Sample rate)

Selon le spectre disponible (voir figure 4.1) qui s'étend de 1549.6 nm à 1560 nm. Sachant que $\lambda = \frac{c}{f}$ 'c' étant la vitesse de la lumière $\Rightarrow f = \frac{c}{\lambda}$ d'où :

$$f_{max} = \frac{3 \times 10^8}{1549.6 \times 10^{-9}} = 193.464 THz$$

$$f_{min} = \frac{3 \times 10^8}{1560 \times 10^{-9}} = 192.307 THz$$

Ce qui donne une largeur de bande spectrale ($f_{max} - f_{min} = 1.157 THz = f_e$)

- Calcul du débit de simulation (Bit rate)

Selon les paramètres par défaut du logiciel [87] (Voir annexe C)

$$0.64 THz \longrightarrow 10 Gbits/s$$

1.157 THz → Débit nécessaire

$$\Rightarrow \text{Débit nécessaire} = \frac{1.157 \times 10^{12} \times 10 \times 10^9}{0.64 \times 10^{12}} = 18.078125 \text{ Gbits/s}$$

En utilisant ce débit de simulation, le logiciel calcule la fréquence d'échantillonnage correspondant la bande souhaitée comme le montre la fenêtre des paramètres de simulation figure 4.7.

Si la longueur de séquence à transmettre choisie est de 2048 bits, où chaque bit est représenté par 64 échantillons, cela donne 131072 échantillons au total.

Name	Value	Units	Mode
Simulation window	Set bit rate		Normal
Reference bit rate	<input checked="" type="checkbox"/>		Normal
Bit rate	18078125000	Bits/s	Normal
Time window	1.132860847018e-007	s	Normal
Sample rate	1157000000000	Hz	Normal
Sequence length	2048	Bits	Normal
Samples per bit	64		Normal
Number of samples	131072		Normal

Figure 4- 7 Paramètres de simulation

- **Puissance d'émission**

A l'émission, nous utilisons un réseau de diodes laser d'une puissance de 0 dBm (1 mW) chacune, soit 3 mW lors de l'utilisation d'un code de poids 3. Cependant, une grande partie de cette puissance est perdue au cours de la limitation d'impulsion. La durée de l'impulsion lumineuse étant limitée à τ , la puissance sera par conséquent divisée par 13 (longueur temporelle du code) soit, $\frac{3 \cdot 10^{-3}}{13} = 0.23 \text{ mW} \cong -6.36 \text{ dBm}$ comme indiqué en figure 4.8.

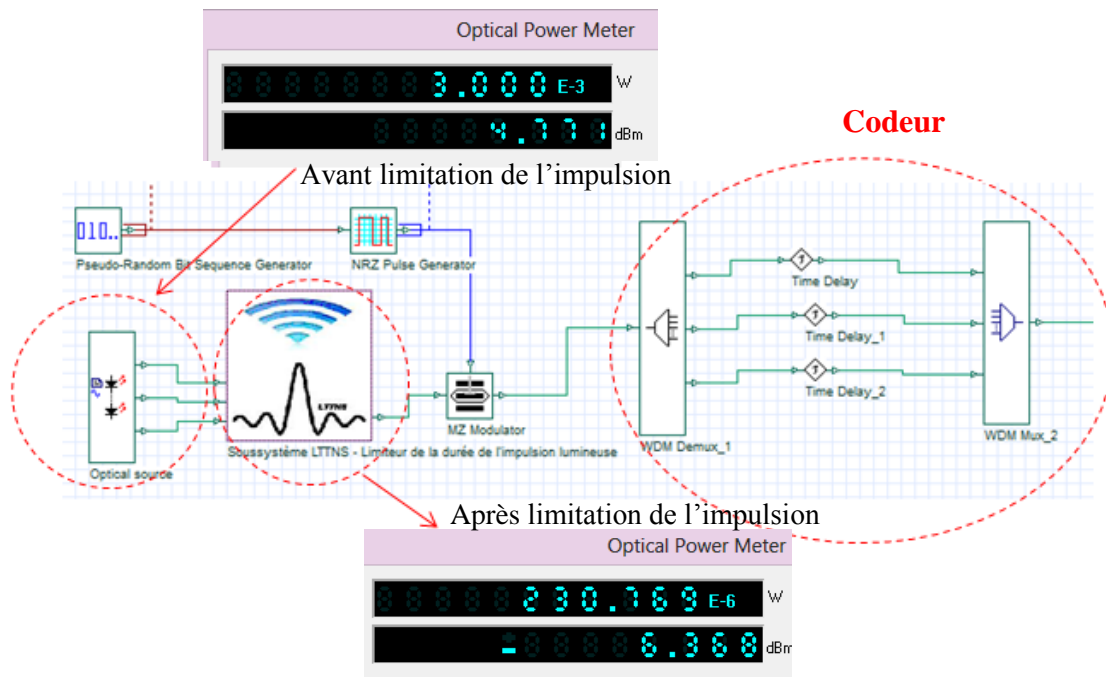


Figure 4- 8 Puissance du signal à l'émission

- Paramètres supplémentaires

La fibre optique considérée, durant l'étape de simulation, est une fibre monomode de type G 653, qui est une fibre à dispersion décalée ayant une dispersion quasi-nulle et une faible atténuation autour de 1550 nm (0.2 dB/km).

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 existant dans le domaine de l'industrie, sont utilisés [88], [89]:

- Courant d'obscurité des photodiodes = 5 n.A ;
- Bruit thermique = 1.8×10^{-23} W/Hz.

4.3.3. Signaux à la sortie de chaque bloc

- a. Générateur aléatoire de séquence binaire (PRBS : Pseudo Random Bit Sequence Generator)

Le générateur PRBS permet le réglage de la donnée de chaque utilisateur, les paramètres suivants sont pris en compte :

- Le débit binaire de la donnée (data bit rate) a été pris égal à 2.5 Gbits/s ;
- Les données de chaque utilisateur sont générées de façon aléatoire et équiprobable entre les '0' et les '1' ($P_0 = P_1 = 0.5$ où 'P₀' et 'P₁' désignent respectivement les probabilités a priori des bits '0' et '1').

Le signal de données du premier utilisateur est représenté dans la figure 4.9. On peut y voir que la durée de transmission (time window : TW) est effectivement celle correspondante au débit de simulation indiqué précédemment dans la figure 4.7.

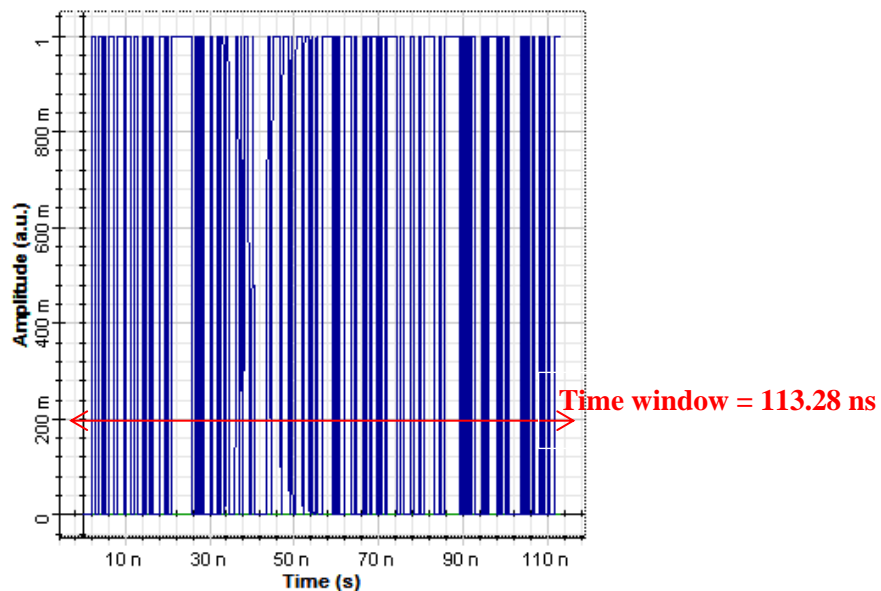


Figure 4- 9 Signal de données du premier utilisateur

En effectuant un agrandissement, on peut confirmer que le débit est bien de 2.5 Gbits/s et ceci par le calcul de la durée d'un bit $t_b = \frac{1}{\text{Débit}} = \frac{1}{2.5 \times 10^9} \Rightarrow t_b = 0.4 \text{ ns}$ comme l'indique la figure 4.10.

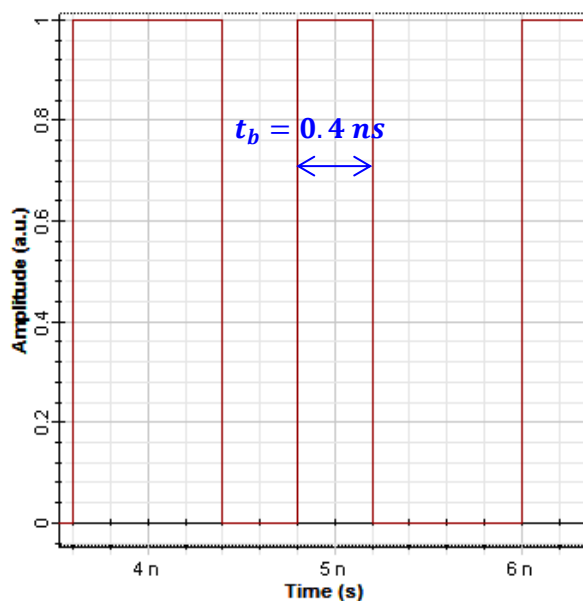


Figure 4- 10 Chronogramme des bits émis du premier utilisateur

- Nombre de bits à visualiser

Etant donné, que le débit de simulation : Bit rate = $18.078125 \text{ Gbits/s}$, correspondant à une fenêtre de visualisation d'intervalle T_w de 113.28 ns (Voir paramètres de simulation figure 4.7). Pour un débit de transmission de 2.5 Gbits/s , le nombre de bits qu'on puisse visualiser est de $\frac{T_w}{t_b} = \frac{113.28}{0.4} = 283.2$ bits.

Les bits en question sont montrés dans la figure 4.11 (ou la donnée de l'utilisateur est affichée en fonction du nombre de bits et non du temps).

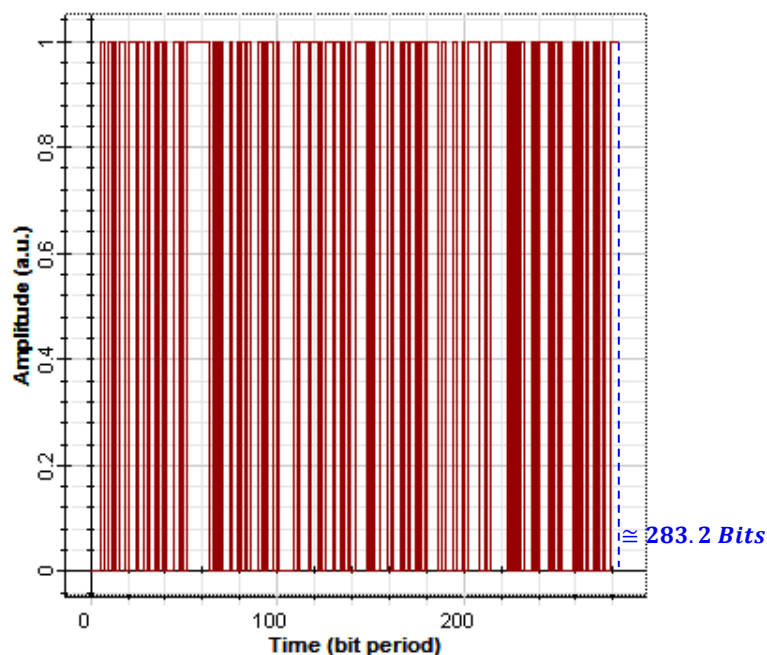


Figure 4- 11 Chronogramme des bits émis en fonction du temps bit

b. Source optique

Un réseau de diodes laser (CW laser array) est utilisé afin de générer toute les longueurs d'ondes nécessaires à la transmission simultanée des 4 utilisateurs. Ces dernières sont ensuite rassemblées pour former la combinaison qui permettra d'obtenir, après codage, la signature spectrale correspondante à chaque utilisateur. Pour l'utilisateur 1, prenons par exemple le code C_0H_0 , les trois longueurs d'ondes nécessaires sont : $\lambda_1=1550$ nm, $\lambda_3=1551.6$ nm et $\lambda_9=1556.4$ nm. Les blocs utilisés ainsi que les longueurs d'ondes obtenues sont représentés dans la figure 4.12.

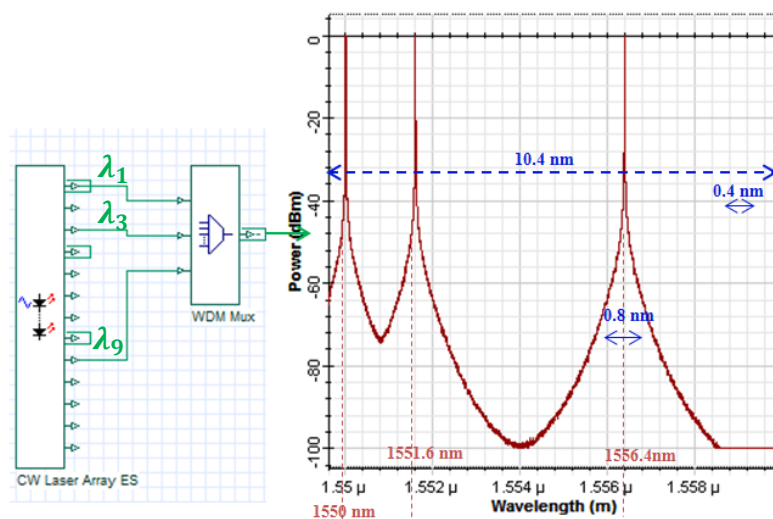


Figure 4- 12 Obtention des longueurs d'ondes pour le code C_0H_0

Les figure 4.13 (a), (b) et (c) illustrent les longueurs d'ondes nécessaires, respectivement, pour les codes C_0H_1, C_0H_2 et C_0H_3 .

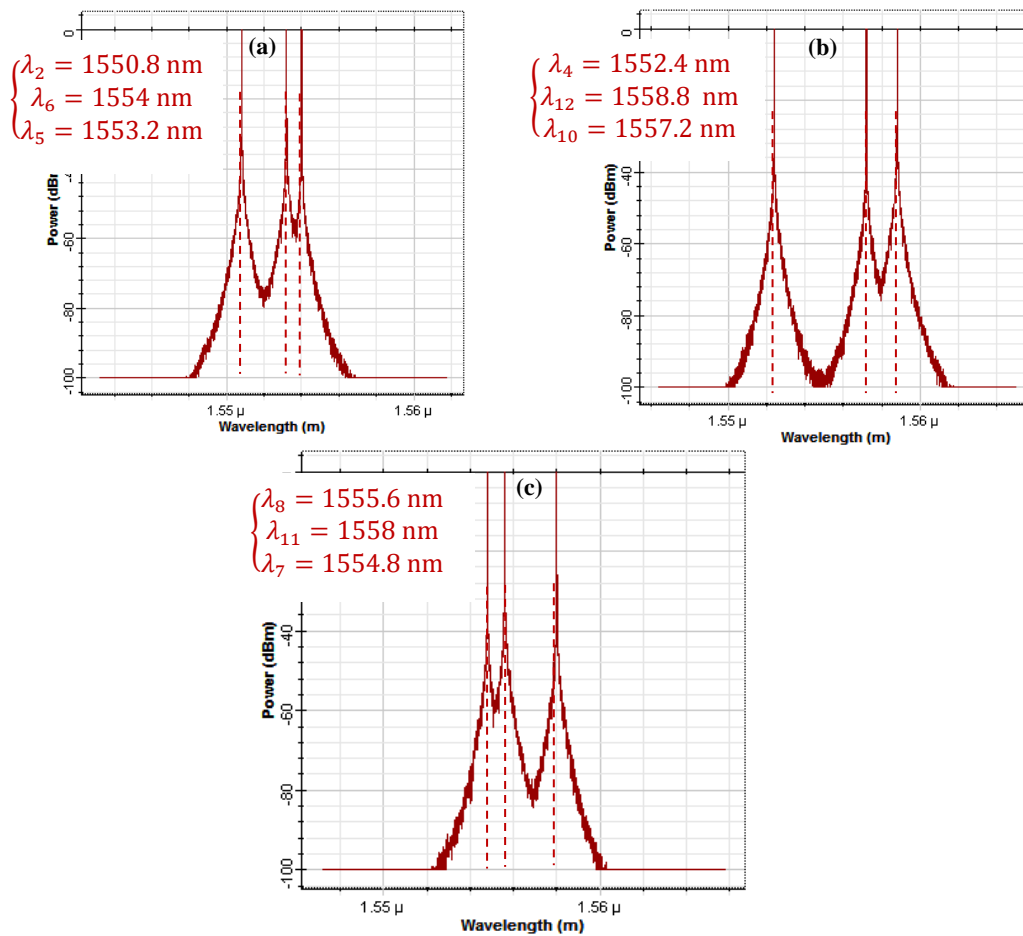


Figure 4- 13 Longueurs d'ondes pour les codes : (a) C_0H_1 (b) C_0H_2 (c) C_0H_3

c. Codeur 2-D temps/longueur d'onde

Le codeur (illustré dans la figure 4.14) se compose d'un démultiplexeur (composé de filtres sélectifs reconfigurables) afin de séparer les 3 longueurs d'ondes λ_1 , λ_3 , λ_9 , composant la signature spectrale. Chacune sera ensuite injectée dans une ligne à retard optique et recombinaée à la fin par un multiplexeur (figure 4.14.b). Comme nous l'avons vu dans la section 1.6.1 du chapitre 1, les retards de chacune des lignes sont calculés par la formule : $t_j = j \times \tau$. Prenons l'exemple du code C_0H_0 [0 λ_1 0 λ_3 0 0 0 0 0 λ_9 0 0 0] toujours pour un débit de 2.5 Gbits/s. La signature spectrale du code C_0H_0 , contient les longueurs d'ondes λ_1 , λ_3 , λ_9 qui sont transmises aux instants t_j , $j = 1, 3, 9$.

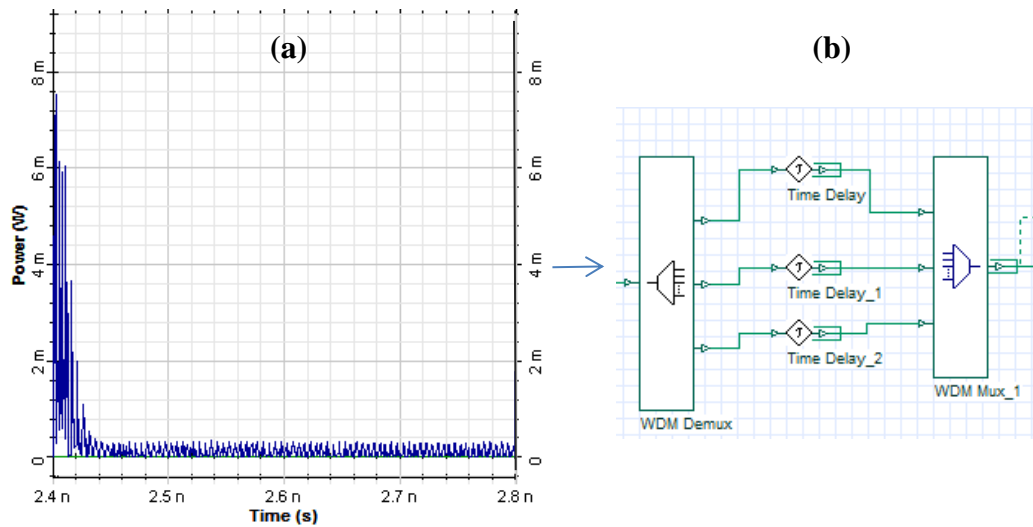


Figure 4- 14 (a) Impulsion lumineuse avant codage (b) Codeur 2-D , temps/longueur d'onde
 Avec $\tau = \frac{t_b}{S}$ où t_b est le temps bit et S est le nombre de time slots égal à la longueur temporelle du code 2-D ZCC/ZCC.

$$t_1 = 1 \times \frac{0.4 \times 10^{-9}}{13} = 0.03 \text{ ns}$$

$$t_3 = 3 \times \frac{0.4 \times 10^{-9}}{13} = 0.09 \text{ ns}$$

$$t_9 = 9 \times \frac{0.4 \times 10^{-9}}{13} = 0.27 \text{ ns}$$

Les longueurs d'ondes contenus dans les signatures spectrales des trois autres utilisateurs, associés respectivement aux codes (C_0H_1, C_0H_2 et C_0H_3), sont différentes mais transmises aux mêmes instants. On obtiendra donc les mêmes retards.

Les retards à l'émission correspondants aux 16 codes ZCC/ZCC (vus dans le chapitre 3, tableau 3.3) sont illustrés dans le tableau 4.1 ci-dessous :

t_1	0.03 ns	t_5	0.15 ns	t_9	0.27 ns
t_2	0.06 ns	t_6	0.18 ns	t_{10}	0.30 ns
t_3	0.09 ns	t_7	0.21 ns	t_{11}	0.33 ns
t_4	0.12 ns	t_8	0.24 ns	t_{12}	0.36 ns

Tableau 4. 1 Retards au niveau du codeur pour les codes 2-D ZCC/ZCC ($L = 13$, $\alpha = 2$,
 $w = 3$ et $N = 4$)

Les figures 4.15 (a),(b) et(c) représentent, respectivement, les positions des longueurs d'ondes λ_1 , λ_3 et λ_9 lors de l'opération de codage en faisant un agrandissement sur un bit.

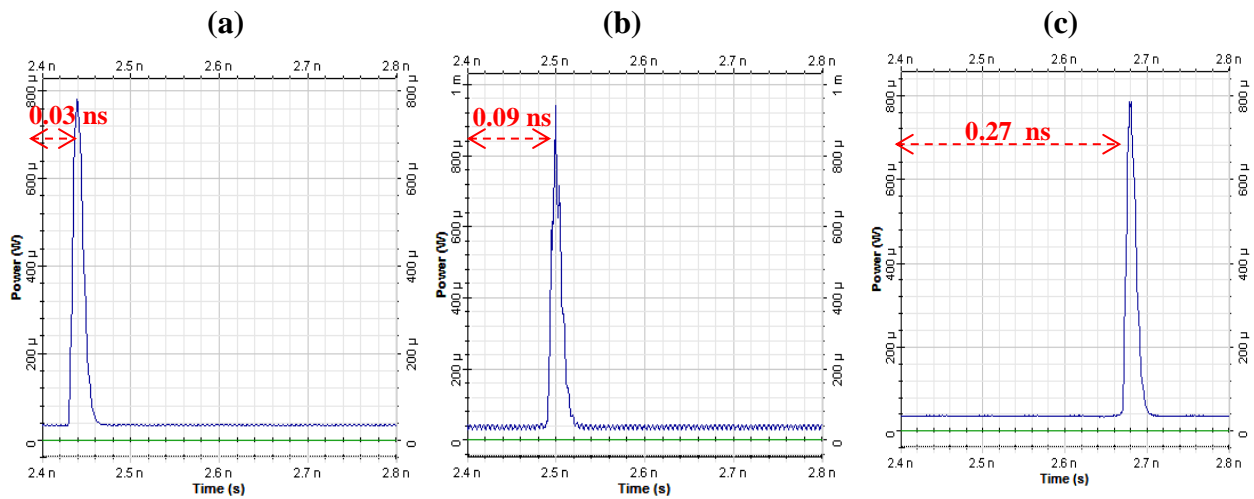


Figure 4- 15 Retards des longueurs d'ondes du code C_0H_0

On peut constater, à la figure 4.16, que la signature spectrale du code C_0H_0 a été obtenue en retardant et rassemblant les différentes longueurs d'ondes.

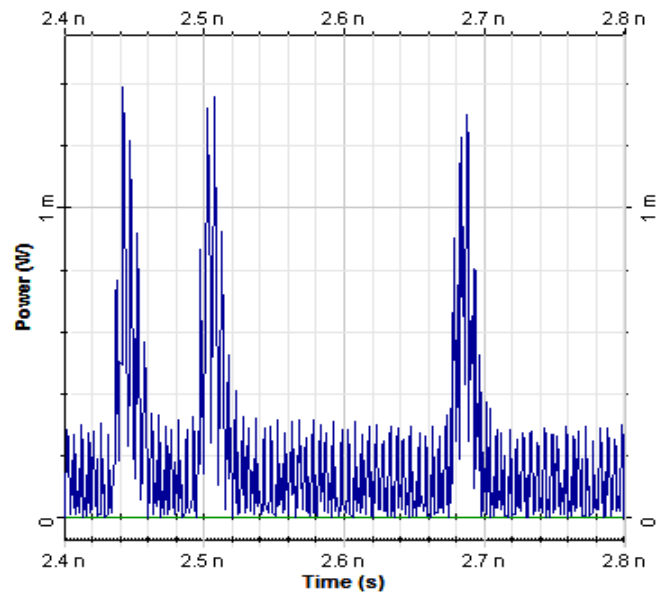


Figure 4- 16 Obtention de la signature spectrale du code C_0H_0

d. La fibre optique

- **Effet de l'atténuation**

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 figure 4.17).

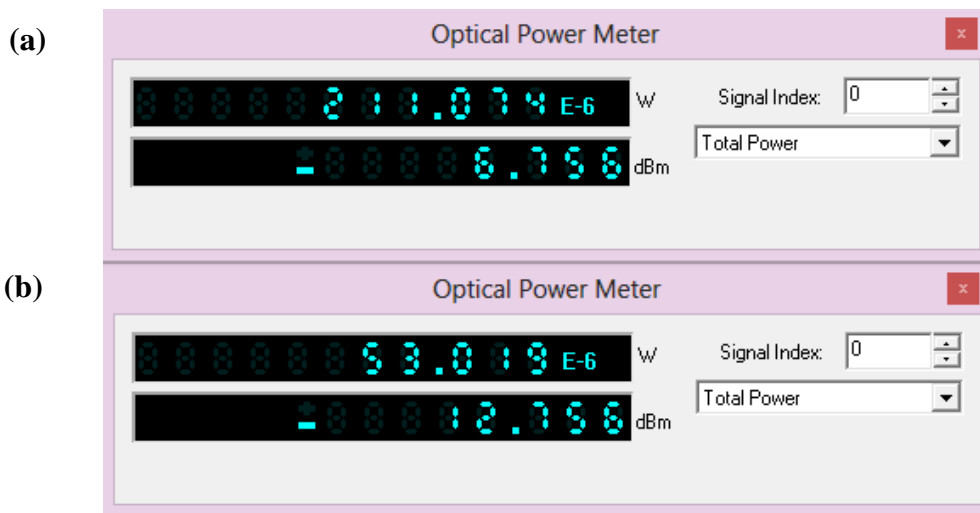


Figure 4- 17 Puissance optique : (a) injectée dans la fibre optique pour un bit '1' (b) reçue pour un bit '1'

e. Le décodeur

À la réception, des filtres optiques de Bessel sont utilisés afin de détecter les différentes longueurs d'ondes correspondantes à chaque utilisateur ($\lambda_1=1550$ nm, $\lambda_3=1551.6$ nm et $\lambda_9=1556.4$ nm dans le cas de l'utilisateur 1 par exemple). Ces filtres sont suivis de lignes à retards, qui ont pour rôle de replacer les différentes longueurs d'ondes au même instant du temps bit, comme indiqué sur la figure 4.18. Ces dernières sont ensuite rassemblées par un multiplexeur.

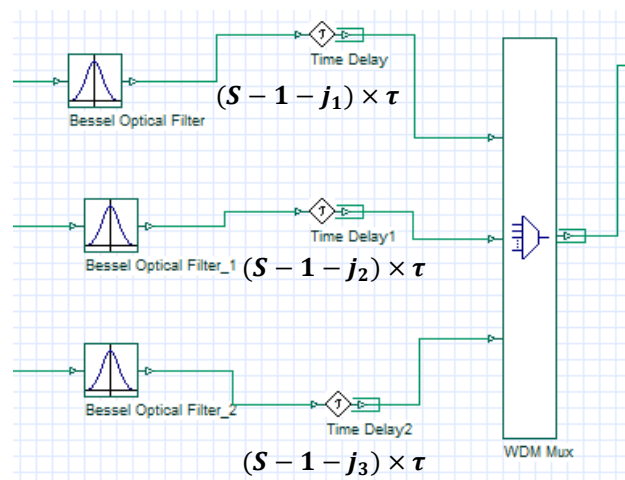


Figure 4- 18 Décodeur 2-D temps/longueur d'onde

Comme vu précédemment, dans le chapitre 1, les retards à la réception sont calculés par la relation $t'_j = (S - 1 - j) \times \tau$, en considérant toujours l'exemple du code C_0H_0 on obtient :

$$t'_1 = (13 - 1 - 1) \times 0.03 = 0.33 \text{ ns}$$

$$t'_3 = (13 - 1 - 3) \times 0.03 = 0.27 \text{ ns}$$

$$t'_9 = (13 - 1 - 9) \times 0.03 = 0.09 \text{ ns}$$

Les retards au niveau du décodeur correspondants aux 16 codes ZCC/ZCC (vus dans le chapitre 3 tableau 3.3) sont illustrés dans le tableau 4.2 ci-dessous :

t'_1	0.33 ns	t'_5	0.21 ns	t'_9	0.09 ns
t'_2	0.3 ns	t'_6	0.18 ns	t'_{10}	0.06 ns
t'_3	0.27 ns	t'_7	0.15 ns	t'_{11}	0.03 ns
t'_4	0.24 ns	t'_8	0.12 ns	t'_{12}	0 ns

Tableau 4. 2 Retards au niveau du décodeur pour les codes 2-D ZCC/ZCC ($L = 13$, $\alpha = 2$, $w = 3$ et $N = 4$)

Les figure 4.19 (a), (b) et (c) illustrent, respectivement, la position des trois longueurs d'ondes λ_1 , λ_3 et λ_9 à la sortie des différentes lignes à retard.

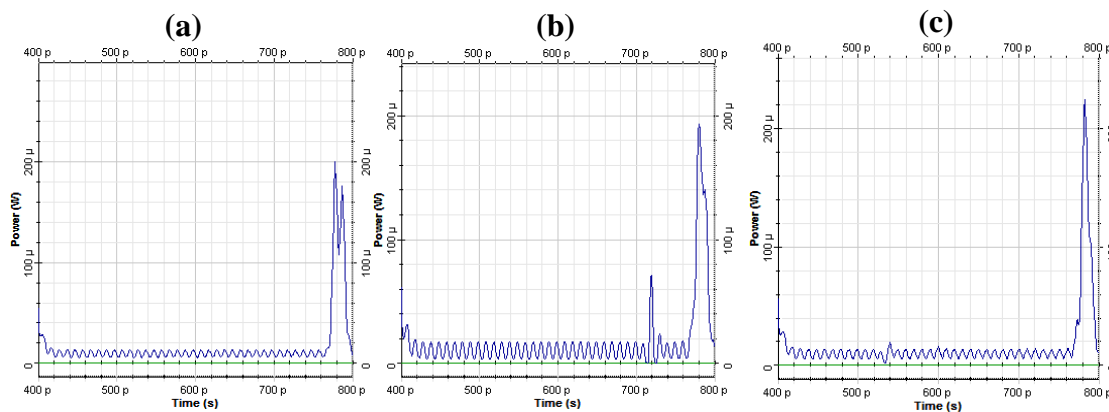


Figure 4- 19 Retards des longueurs d'ondes du code C_0H_0 au niveau du décodeur

Selon les calculs effectués précédemment, les trois impulsions aurait toutes dues se retrouver au même instant (le retard total entre le codage et le décodage étant de 0.36 ns pour les trois longueurs d'ondes). Cependant, due à l'effet de la dispersion, on retrouve certains légers décalages. Après rassemblement des impulsions par le multiplexeur, on retrouve néanmoins une impulsion de puissance maximale à l'instant souhaité (voir figure 4.20).

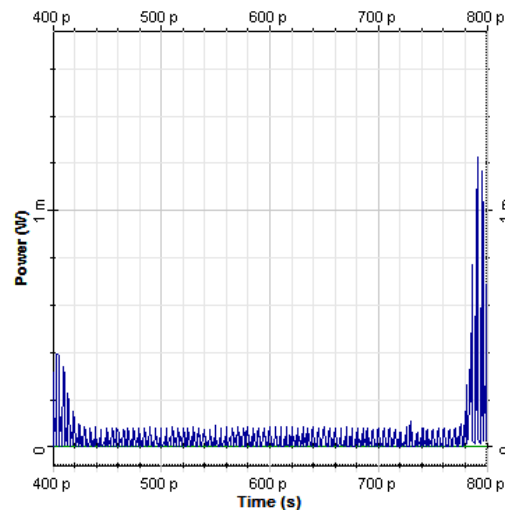


Figure 4- 20 Reconstitution de l'impulsion lumineuse à la sortie du décodeur

f. Photo détecteur et filtre de mise en forme

À la réception, une photo diode est utilisée pour détecter la signature spectrale reçue. La puissance reçue est ensuite convertie en un signal électrique (voir figure 4.21).

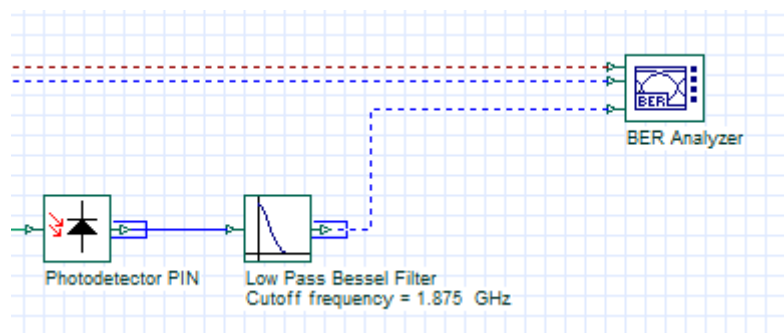


Figure 4- 21 Récepteur après décodage

C'est à ce niveau que s'achève le traitement en tout optique, la photodiode convertit le signal reçu en signal électrique en y ajoutant un bruit thermique de 1.8×10^{-23} W/Hz. Le rendement des photodiodes est défini par la relation [87]:

$$\mathfrak{R} = \frac{\eta \times e}{h \times f_0} \quad (4.1)$$

Où h est la constante de Planck ($6,626068 \times 10^{-34}$ m² kg / s), η l'efficacité quantique ($\eta=0.6$), f_0 la fréquence centrale d'émission en Hz, et e la charge électrique de l'électron (1.6×10^{-19} C). Dans le cas présent le rendement est donc $\mathfrak{R} = 0.75$.

Le signal à la sortie du photo détecteur est représenté sur la figure 4.22.

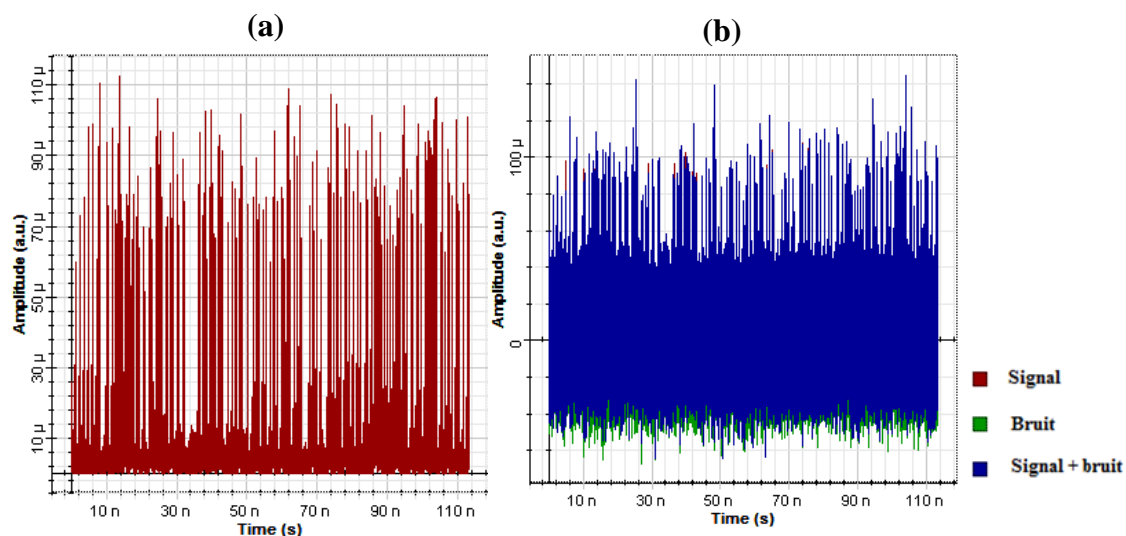


Figure 4- 22 (a) Signal à la sortie de la photo diode (b) Signal reçu bruité

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 $f_c = 0.75 \times D$
 $\Rightarrow f_c = 0.75 \times 2.5 \times 10^9 = 1.875 \text{ GHz}$.

Le signal à la sortie de ses filtres est illustré dans les figures 4 .23.

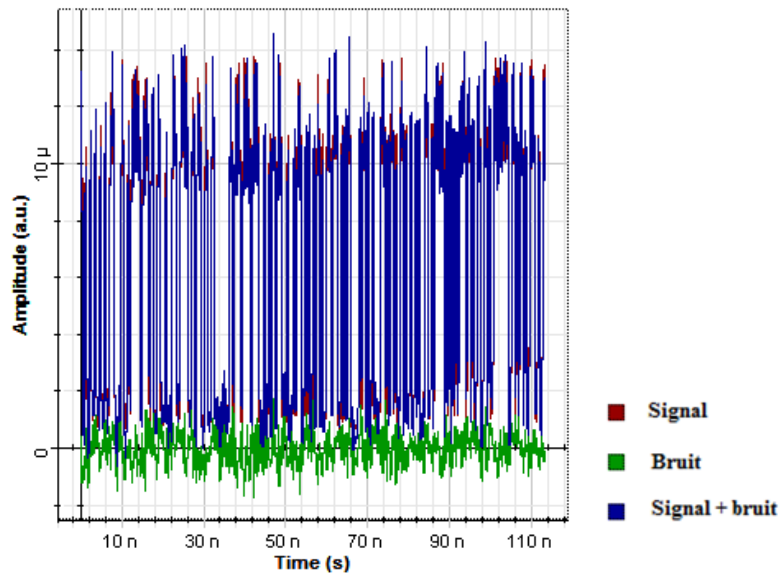


Figure 4- 23 Signal reçu pour le premier utilisateur

4.4. Evaluation des performances de codes ZCC/ZCC

Dans la bibliothèque de composants du logiciel Optisystem ,le bloc « BER analyzer » permet d'afficher , après avoir comparé le signal reçu à la donnée transmise , les valeurs prises par les différents paramètres (seuil de décision : threshold , instant de décision , decision instant) et critères d'évaluation (facteur Q , taux d'erreur binaire TEB : Bit Error Rate BER , ouverture du diagramme de l'œil) des performances du système (figure 4.24).

- Seuil de décision

Analysis	
Max. Q Factor	8.0253
Min. BER	5.05611e-016
Eye Height	6.10136e-006
Threshold	5.84692e-006
Decision Inst.	0.615994

Figure 4- 24 Fenêtre d'analyse des performances

Le calcul de seuil de décision est réalisé par la relation [87], [90]:

$$Th = \frac{i_0 + i_1}{2} \quad (4.2)$$

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 au 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 4.25, représente le seuil de décision calculé sur le signal électrique reçu.

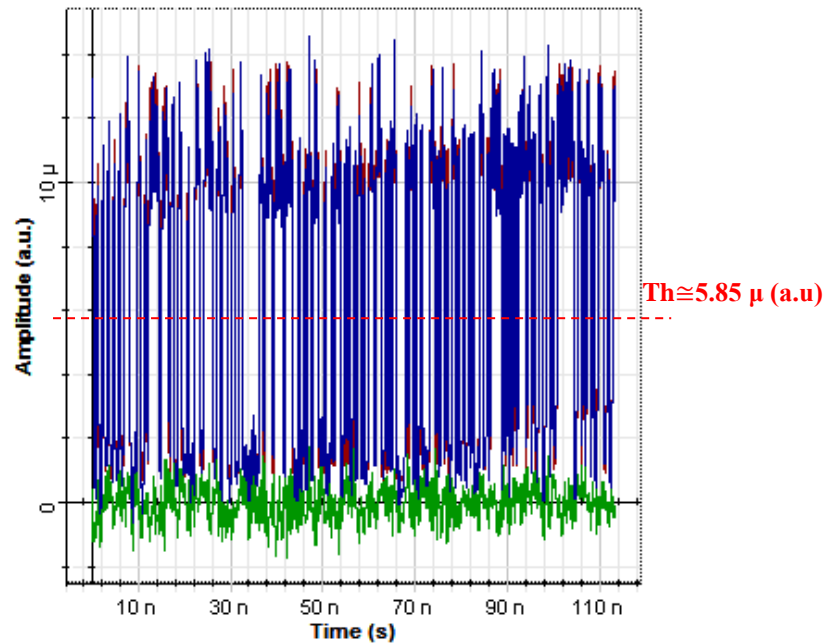


Figure 4- 25 Seuil de décision

La valeur du seuil de décision peut donc être représentée en fonction du temps bit comme le montre la figure 4.26. 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 dû au fait que la séquence binaire émise suit un codage NRZ. La valeur correspondante à ce seuil de décision sur l'axe du temps bit représente l'instant de décision qui sera utilisé pour les prochaines courbes.

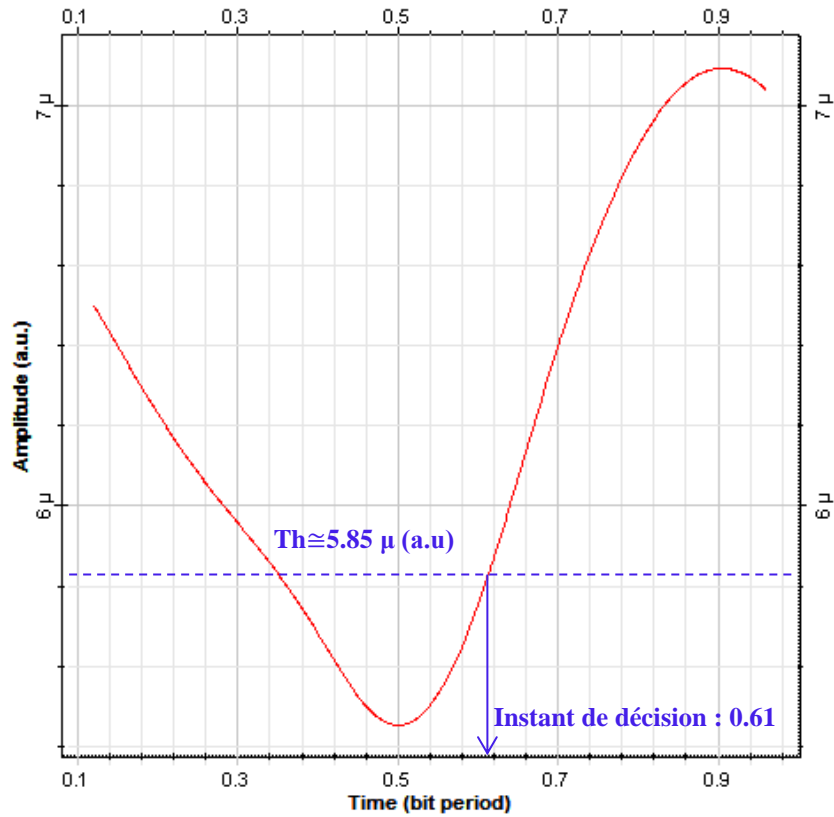


Figure 4- 26 Seuil de décision en fonction du temps bit

- Le facteur Q

C'est la valeur minimale du SNR pour obtenir un certain BER. Il est défini par la relation [87]:

$$Q = \frac{i_1 - i_0}{2\sigma} \quad (4.3)$$

Sachant que i_0 et i_1 représentent respectivement les courants associés aux bits '0' et '1', ces deux derniers variant au cours de la durée d'un bit, et σ^2 étant la variance du bruit. La figure 4.27 représente la courbe du facteur Q en fonction du temps bit.

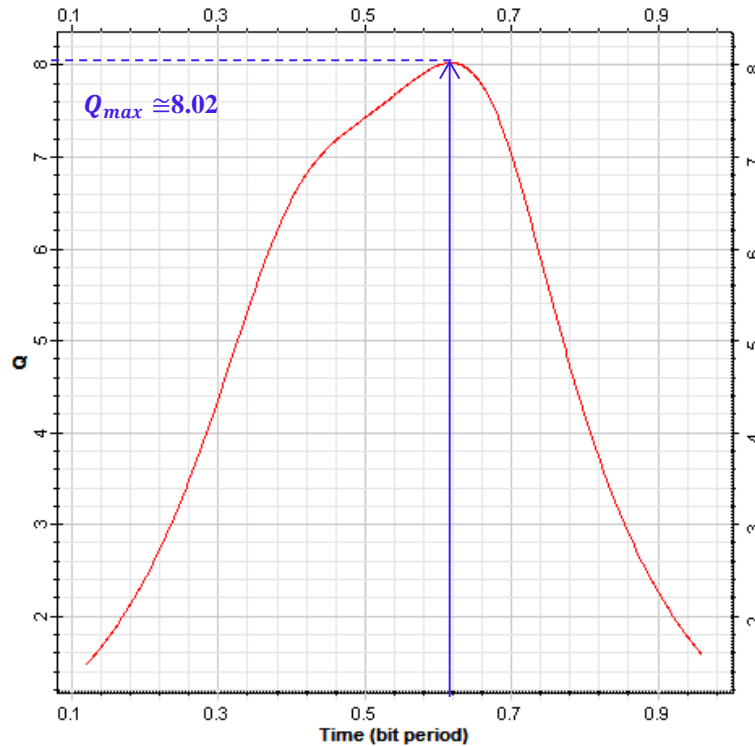


Figure 4- 27 Facteur Q en fonction du temps bit

- Le taux d'erreur binaire (BER)

Le rapport entre ce paramètre et le facteur Q est définie par l'équation [87]:

$$BER = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{Q}{\sqrt{2}}\right) \quad (4.4)$$

La figure 4.28 représente la courbe du BER en fonction du temps bit. La courbe est affichée en échelle logarithmique, la valeur de BER minimale peut donc être trouvée comme suit :

$$\log BER = -15.3 \Rightarrow BER = 10^{-16.3} \cong 5.05 \times 10^{-15} .$$

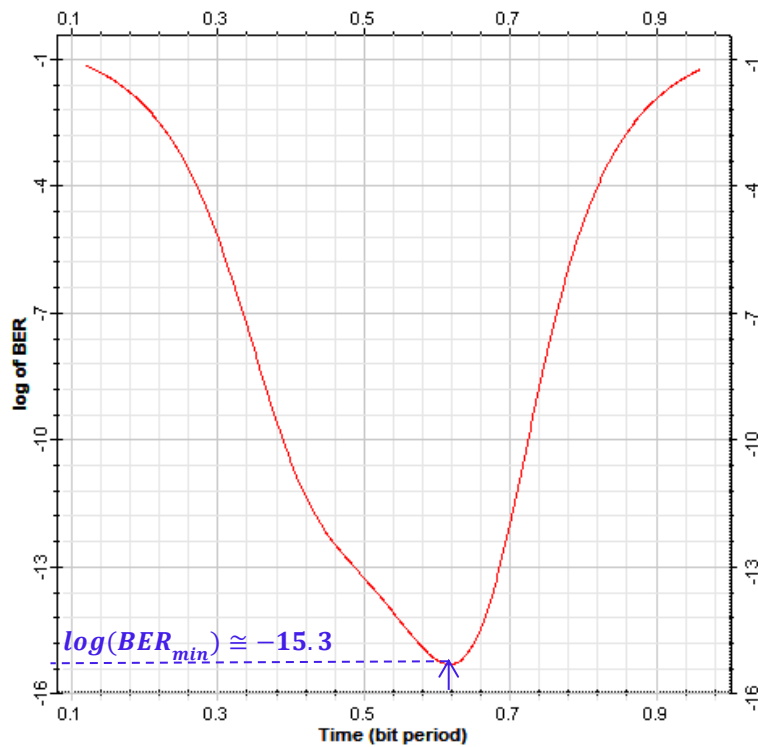


Figure 4- 28 log (BER) en fonction du temps bit

- Diagramme de l'œil

La figure 4.29, illustre le diagramme de l'œil en fonction du temps bit. Les deux principales caractéristiques que ce diagramme, sont l'ouverture verticale de l'œil (qui indique la tolérance du système au bruit) et l'instant de décision.

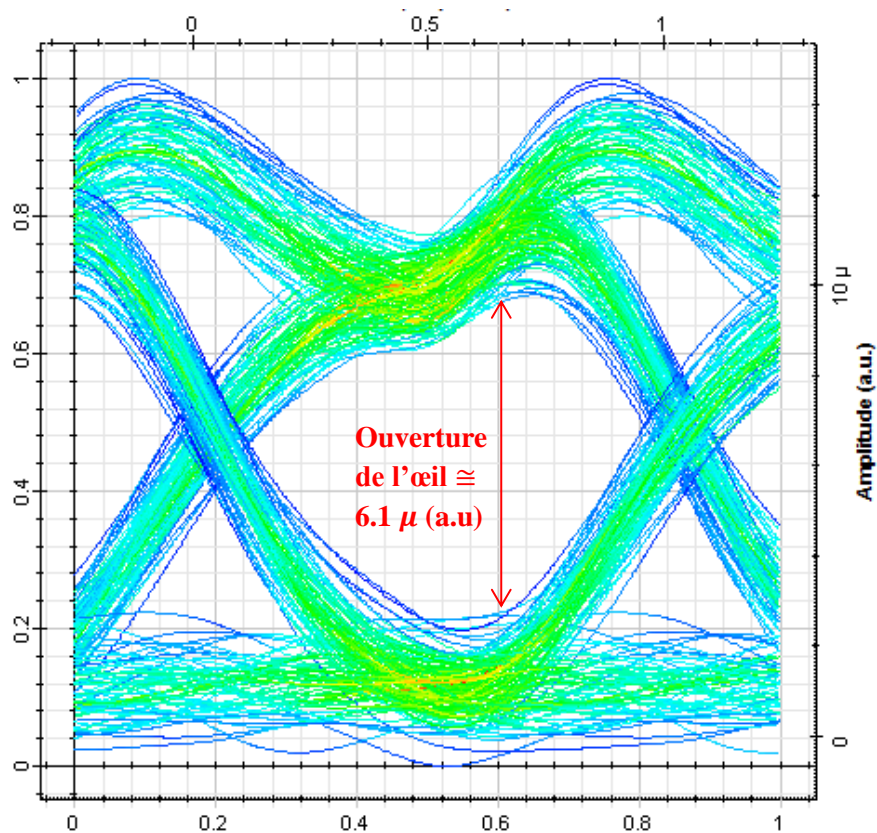


Figure 4- 29 Diagramme de l'œil

De la figure 4.31, on peut déterminer facilement la valeur de l'ouverture maximale de l'œil (dans notre cas $6.1 \mu(a.u)$). Cependant, le logiciel permet d'afficher l'ouverture de l'œil de façon précise en fonction du temps bit d. Sachant qu'elle est définie par la relation [87] :

$$E_H = (i_1 - 3\sigma) - (i_0 - 3\sigma) \quad (4.5)$$

La figure 4.30 donne la valeur de l'ouverture verticale de l'œil en fonction du temps.

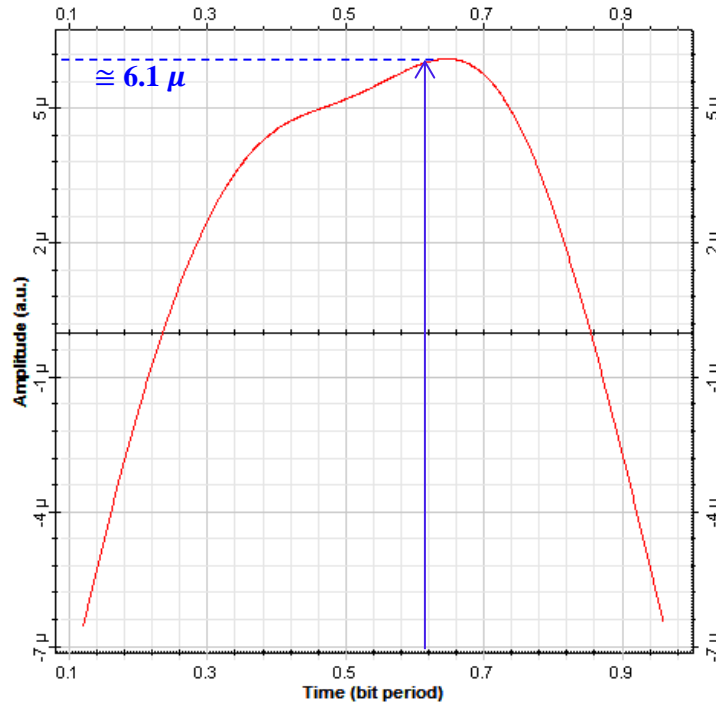


Figure 4- 30 Ouverture de l'œil en fonction du temps bit

D'après la figure 4.30, l'œil atteint une ouverture maximale (6.1μ (a.u.)) à l'instant 0.61, ce qui veut dire qu'à l'instant $0.61 \times t_b$ de chaque bit, le 'BER analyzer' décidera si le bit reçu s'agit d'un '0' ou d'un '1'.

4.5. Analyse des résultats

Le seuil optimal se situe 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 unipolaire. Le taux d'erreur binaire dans le système est de 5.05×10^{-15} ce qui est assez inférieur aux taux acceptable (10^{-9}). On peut ainsi en déduire que le système est performant. Ce taux d'erreur assez faible implique un facteur Q élevé (supérieur à la valeur minimum acceptable $Q \geq 6$).

L'ouverture de l'œil, indique une bonne résistivité du système étudié au bruit. Quant à l'instant de décision il avoisine toujours la valeur de $\frac{t_b}{2}$.

4.6. Cas de la transmission des mêmes longueurs d'ondes par différents utilisateurs

Comme mentionné précédemment dans le chapitre 3, pour certains groupes de codes, les mêmes longueurs d'ondes sont transmises par plusieurs utilisateurs mais à des instants différents. Dans ce cas de figure c'est la partie temporelle du décodeur qui a pour fonction de séparer les longueurs d'ondes interférentes de celles portant l'information utile. Prenons par exemple le cas de la transmission simultanée des deux utilisateurs C_0H_0 et C_3H_0 qui transmettent tout deux les longueurs d'ondes $\lambda_1, \lambda_3, \lambda_9$ mais à des instants différents (t_1, t_3, t_9 pour C_0H_0 et t_8, t_{11}, t_7 pour C_3H_0 , voir tableau 4.1) comme l'illustre la figure 4.31 effectuant à agrandissement sur un temps bit (de 1.6 à 2 ns).

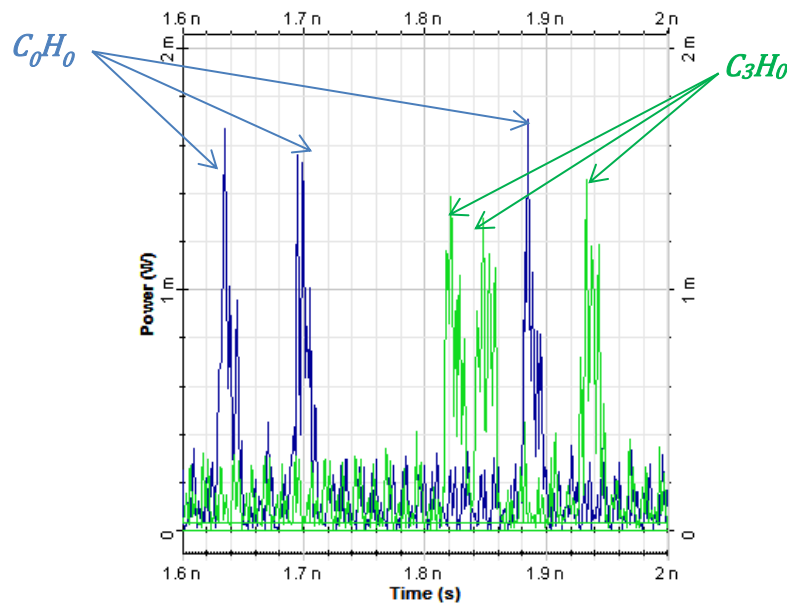


Figure 4- 31 Transmission simultanée des utilisateurs possédant les codes C_0H_0 et C_3H_0

La figure 4.32 illustre la transmission simultanée des deux utilisateurs C_1H_0 et C_2H_0 qui transmettent tout deux les longueurs d'ondes $\lambda_1, \lambda_3, \lambda_9$ mais à des instants différents (t_2, t_6, t_5 pour C_1H_0 et t_4, t_{12}, t_{10} pour C_2H_0 , voir tableau 4.1).

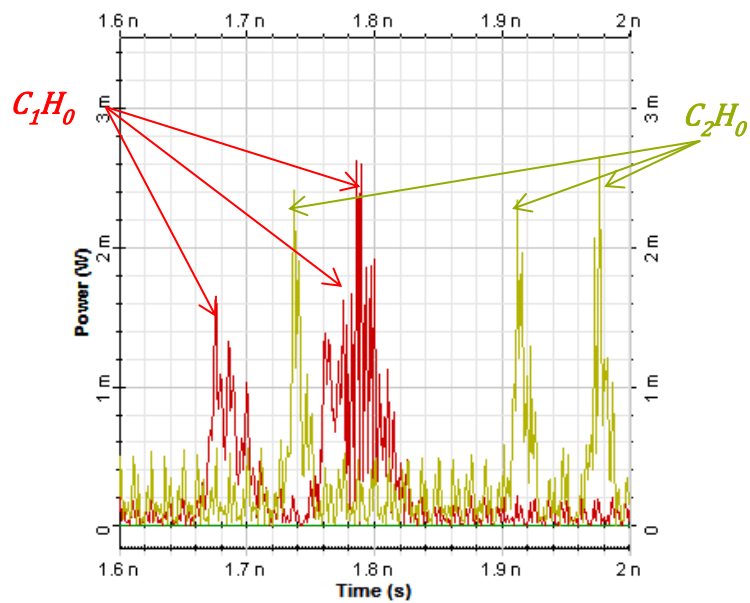


Figure 4- 32 Transmission simultanée des utilisateurs possédant les codes C_1H_0 et C_2H_0

Au niveau du décodeur de C_0H_0 , nous disposons des lignes à retards t'_1 , t'_3 et t'_9 (voir tableau 4.2) de manière à ce que toutes les longueurs d'ondes portant l'information utile soient réunies à l'instant t_{12} du temps bit pour pouvoir être sommées comme le montre la figure 4.33.

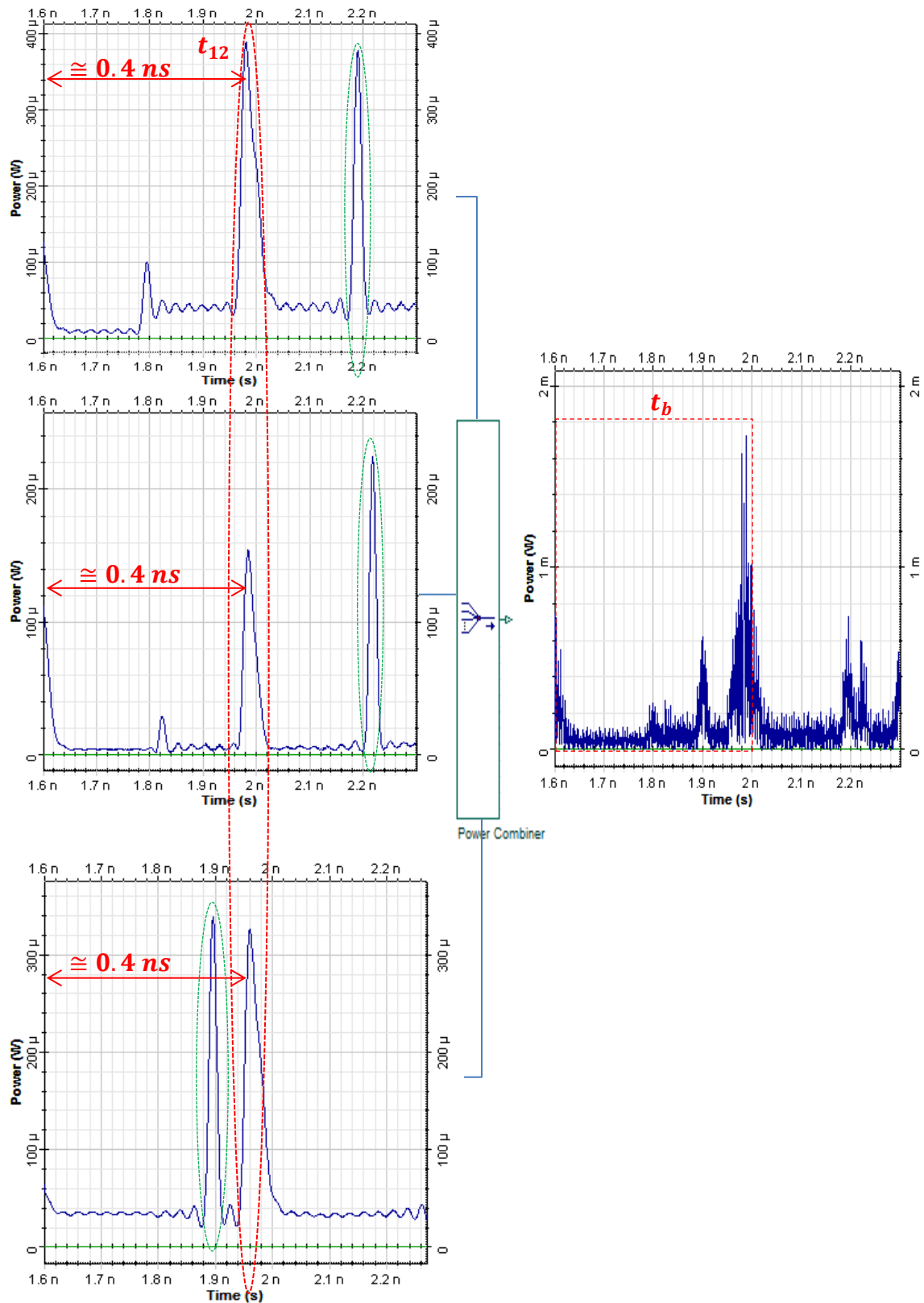


Figure 4- 33 Séparation des longueurs d'ondes interférentes par le décodeur

Comme l'indique la figure 4.33 ci-dessus, les longueurs d'ondes contenant l'information de l'utilisateur désiré (entourées en rouge) se retrouvent au dernier instant du temps bit grâce aux lignes à retards optiques. En ce qui concerne l'utilisateur interférent C_3H_0 , les retards de ses longueurs d'ondes sont calculés comme suit (exemple sur le bit considéré à l'émission de 1.6 à 2 ns) :

- Pour λ_1 , sa position après le décodeur sera à l'instant $1.6+t_8+t'_1= 1.6+0.24+0.33= 2.18$ ns (soit en dehors du temps bit) ;
- Pour λ_3 , sa position après le décodeur sera à l'instant $1.6+t_{11}+t'_3= 1.6+0.33+0.27= 2.2$ ns (soit également en dehors du temps bit) ;
- Pour λ_9 , sa position après le décodeur sera à l'instant $1.6+t_7+t'_7= 1.6+0.21+0.09= 1.9$ ns (soit à l'instant t_{10} du temps bit donc avant les longueurs d'ondes de l'utilisateur désiré).

Ses résultats sont conformes à ceux obtenus précédemment dans la figure 4.33 (encadrés en vert) et sont dus à l'inadaptation de l'utilisateur interférent (C_3H_0) avec le décodeur de l'utilisateur désiré (C_0H_0).

La figure 4.34 illustre le même phénomène lors de la transmission simultanée des 4 utilisateurs C_0H_0 , C_1H_0 , C_2H_0 et C_3H_0 .

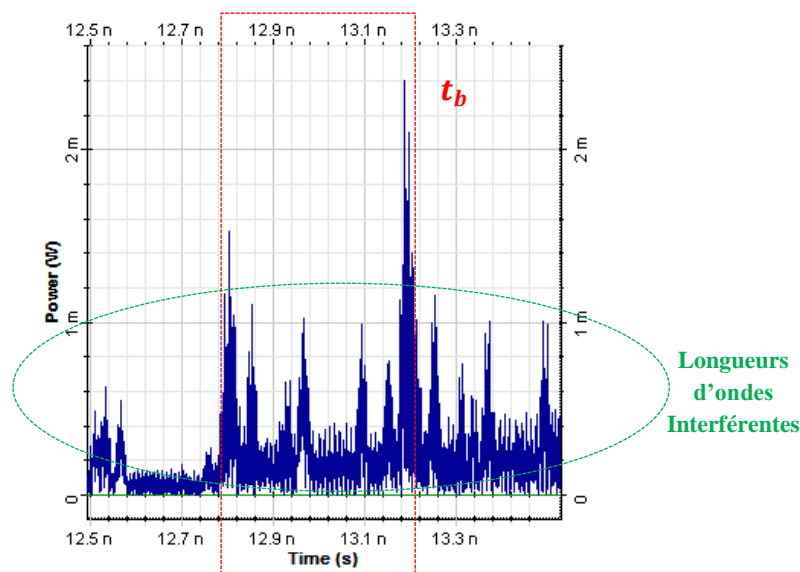


Figure 4- 34 Transmission simultanée des 4 utilisateurs C_0H_0 , C_1H_0 , C_2H_0 et C_3H_0

4.7. Evaluation et analyse des performances de codes OCC/ZCC

L'implémentation des codes OCC/ZCC dans un système OCDMA temps/longueurs d'onde se fait en utilisant la même structure et les mêmes paramètres que pour les codes ZCC/ZCC. Cependant, les retards au niveau de l'encodeur et du décodeur doivent être recalculés (la longueur temporelle étant différente $S=3$). Prenons l'exemple du code k_1c_1 , on aura donc en utilisant la même méthode utilisée pour les codes ZCC/ZCC :

- À l'émission :

$$t_0 = 0 \times \frac{0.4 \times 10^{-9}}{3} = 0 \text{ ns}$$

$$t_1 = 1 \times \frac{0.4 \times 10^{-9}}{3} = 0.13 \text{ ns}$$

$$t_2 = 2 \times \frac{0.4 \times 10^{-9}}{3} = 0.26 \text{ ns}$$

- À la réception :

$$t'_0 = (3 - 1 - 0) \times 0.13 = 0.26 \text{ ns}$$

$$t'_1 = (3 - 1 - 1) \times 0.13 = 0.13 \text{ ns}$$

$$t'_2 = (3 - 1 - 2) \times 0.13 = 0 \text{ ns}$$

La longueur temporelle des codes OCC/ZCC étant réduite (égale au poids), les retards à l'émission et à la réception seront les mêmes pour tous les codes mais dans un ordre différent et en transmettant des longueurs d'ondes différentes. La figure 4.35 illustre les longueurs d'ondes retardées puis rassemblées au niveau du décodeur 2-D temps/longueur d'ondes.

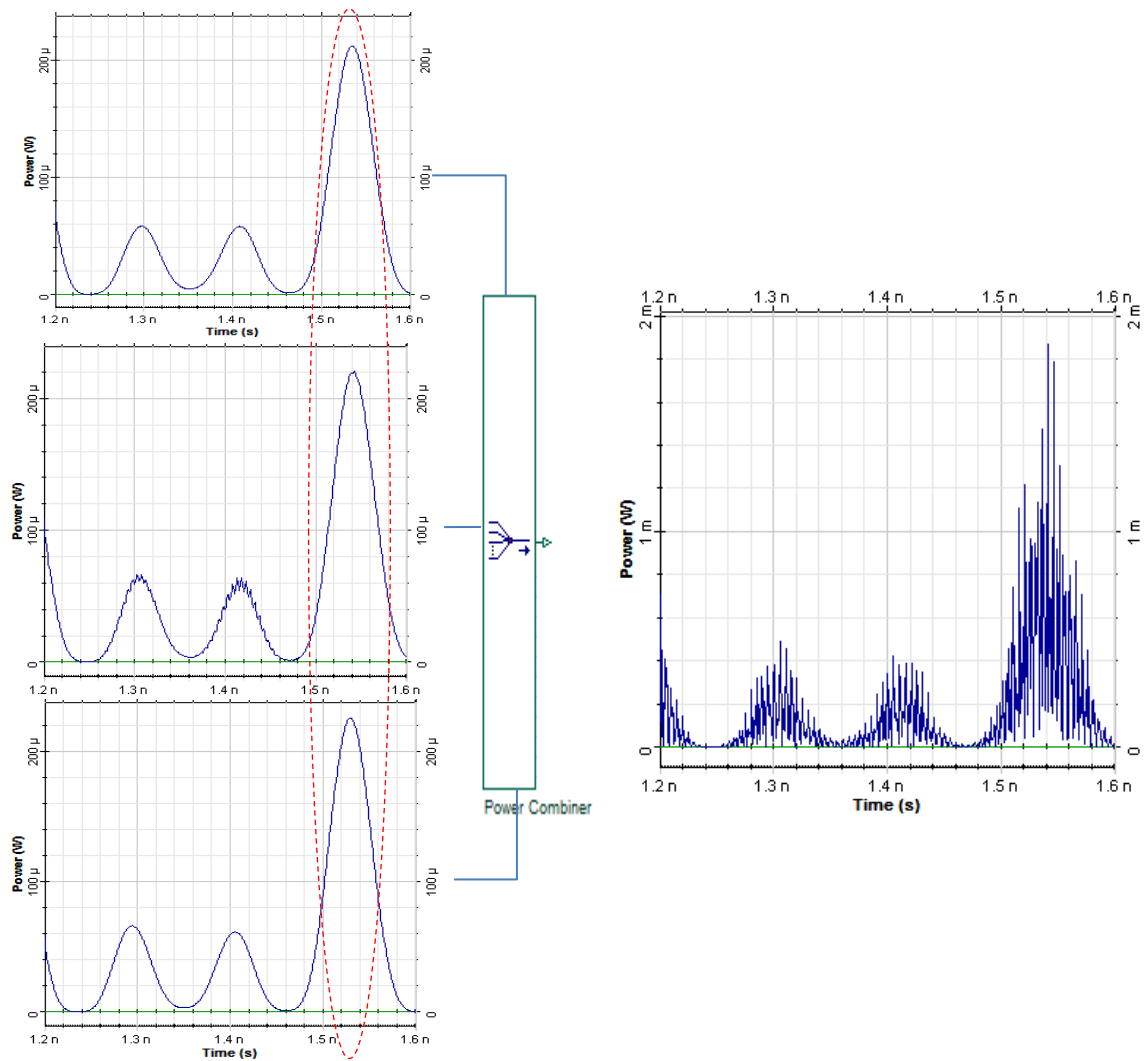


Figure 4- 35 Séparation des longueurs d'ondes interférentes par le décodeur 2-D OCDMA temps/longueur d'onde pour les codes OCC/ZCC

La figure 4.38 représente le facteur Q , le diagramme de l'œil ainsi que la fenêtre d'évaluation des performances des codes OCC/ZCC dans le système.

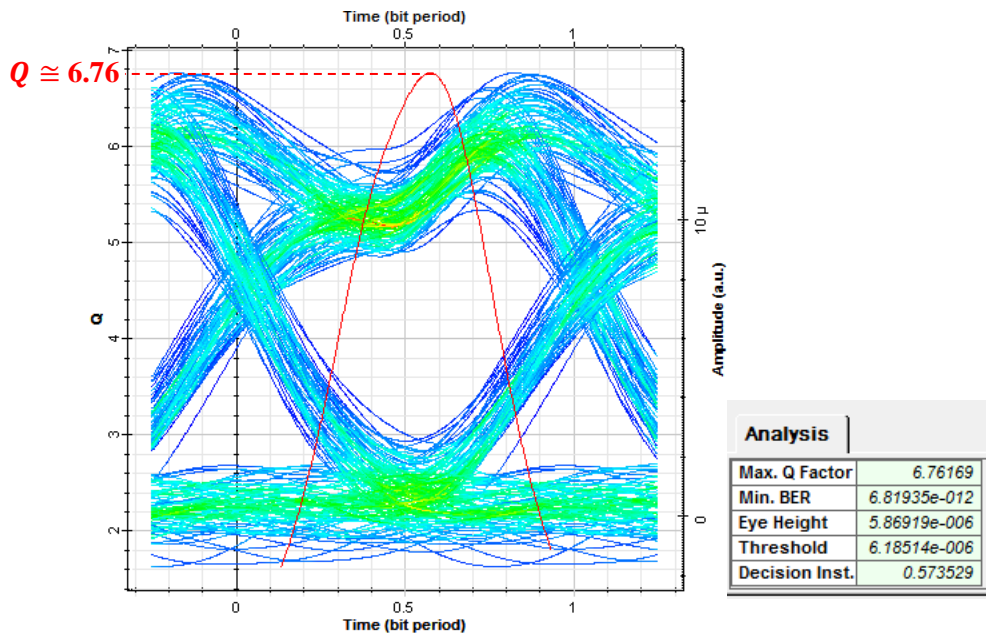


Figure 4- 36 Performances des codes OCC/ZCC dans le système OCDMA temps/longueur d'onde sous le logiciel Optisystem

Selon la figure 4.36 l'implémentation des codes OCC/ZCC dans le système OCDMA temps/longueur d'onde a été réussie avec un facteur $Q=6.76$ correspondant à un taux d'erreur binaire de 6.81×10^{-12} .

4.8. Conclusion

Dans ce chapitre, l'implémentation d'une chaîne de transmission 2-D OCDMA temps/longueur d'onde a été réalisée à l'aide des codes proposés [5] -[6].

Les différentes étapes retenues pour l'implémentation ont été effectués en tenant compte de la de la bande spectacle nécessaire à la transmission, des caractéristiques des codeurs et des décodeurs, du canal de transmission ainsi que des différents composants requis.

Dans le but d'évaluer les performances de la chaîne ainsi implémentée, une simulation a été effectuée pour 4 utilisateurs actifs sous le logiciel Optisystem. Un débit binaire de 2.5 Gbits/s par utilisateur et un espacement de 0.8 nm (100 GHz) entre canaux ont été considérés. Les paramètres nécessaires à la simulation ont été définis après avoir été calculés analytiquement. La simulation du modèle de la chaîne de transmission 2-D OCDMA temps/longueur d'onde a été vérifiée et validée en se basant sur les résultats obtenus.

Pour les codes ZCC/ZCC deux cas ont été traités :

- Le premier, est celui de la transmission de différentes longueurs pour chaque utilisateur. Dans ce cas de figure, la partie spectacle du décodeur (détection par filtres optiques) élimine directement toute longueur d'onde correspondante à un utilisateur interférent ;
- Le second, est celui de la transmission des mêmes longueurs d'ondes par tous les utilisateurs mais à des instants différents. Là, c'est la partie temporelle du décodeur (lignes à retards optiques) qui aura pour fonction de séparer les longueurs d'ondes interférentes et de rassembler celles portant l'information utile au même instant du temps bit.

Pour les codes OCC/ZCC, la simulation a été réalisée en prenant en compte les mêmes contraintes que pour les codes ZCC/ZCC.

Enfin, l'évaluation des performances du système, pour les deux cas étudiés, a été faite en se référant au facteur Q , au taux d'erreur binaire (BER) et au diagramme de l'œil. Les résultats obtenus confirment le bien-fondé des codes proposés grâce à un taux d'erreur binaire largement inférieur à la norme acceptable.

Conclusion générale et perspectives

Les travaux menés dans cette thèse ont eu comme principal objectif de proposer de nouveaux codes à deux dimensions pour les systèmes 2-D OCDMA temps/longueur d'onde, permettant de satisfaire mieux aux contraintes d'efficacité spectrale et au nombre croissant d'utilisateurs.

Après un bref rappel des techniques de multiplexage et d'accès multiple dans les systèmes de communications optiques, dans le premier chapitre, nous nous sommes intéressés, principalement, à la présentation du CDMA optique, ses caractéristiques et ses différentes déclinaisons. Un accent a été mis sur les types de codages à deux dimensions en général et sur le codage temps/longueur d'onde en particulier.

Dans le second chapitre, les principales familles de codes unipolaires utilisables pour des systèmes OCDMA ont été envisagées. Les paramètres tel que la taille, la capacité de multiplexage et les critères de corrélation des codes optiques orthogonaux (OOC), des codes premiers (PC), des codes premiers modifiés (MPC) et codes à inter corrélation nulle (ZCC) ont été étudiés. Le chapitre est conclu par leurs limitations qui nous ont poussés à envisager le codage à deux dimensions.

Notre contribution à l'étude des codes 2-D est mise en avant dans le troisième chapitre, deux nouvelles familles de codes 2-D y ont été proposées ; la première est basée sur l'extension de codes 1-D ZCC, quant à la deuxième, il s'agit d'une famille de codes hybrides combinant les ZCC et les OCC. Les codes construits présentent un bon compromis en termes de taille, de capacité de multiplexage et propriétés de corrélation. Ils arborent également une facilité de construction illustrée par l'absence de calcul itératif.

Le quatrième et dernier chapitre, est dédié à la phase d'implémentation, de simulation et d'évaluation des performances du système 2-D OCDMA temps/longueur d'onde « tout-optique » en utilisant les codes proposés dans le chapitre 3.

Les résultats obtenus, en termes de BER, facteur Q, de diagramme de l'œil et des puissances mesurées en différents points de la chaîne de transmission nous ont permis de confirmer la bonne implémentation du système et la bonne adéquation de nos codes avec ce dernier.

Les aboutissements de cette thèse ouvrent la voie à d'autres études sur les avantages des solutions de codage multidimensionnel pour les systèmes de transmissions optiques.

Parmi les nombreux axes de recherche possibles, nous suggérons pour les travaux avenir :

- Elaboration de familles de codes tridimensionnelles (3-D) 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 :

C.Kandouci, A.Djebbari and A.Taleb-Ahmed “*A new family of 2D-Wavelength- Time codes for OCDMA system with direct detection*” International Journal for Light and Electron Optics, Optik 135 , pp.8-15, 2017.

C.Kandouci , A.Djebbari “**Design of new hybrid Wavelength Hopping / Time Spreading codes for Optical CDMA by combining OCC and BIBD ZCC codes**” International Journal for Light and Electron Optics , Optik 133 , pp.73-79, 2017.

Annexe A

Racines primitives et corps de Galois

A.1. Racine primitive

α est appelée une racine primitive d'un nombre premier p si les $(p-1)$ puissances de α modulo p (en commençant par '0') sont différents.

Exemple :

Si $p = 5$, sa racine primitive $\alpha \in \{2,3\}$ car les $p-1 = 4$ puissances de 2 (et de 3) modulo 5 sont différentes :

- Pour $\alpha=2$

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

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

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

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

Tous les résultats sont différents $\alpha=2$ est donc une racine primitive de $p = 5$.

- Pour $\alpha=3$

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

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

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

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

Tous les résultats sont différents $\alpha=3$ est donc une racine primitive de $p = 5$.

A.2. Le corps de Galois

On appelle corps de Galois tout corps possédant un nombre fini d'éléments. Pour tout nombre premier p , il existe un corps de Galois noté $GF(p)$ possédant $p - 1$ éléments : $GF(p) = \{0, 1, \dots, p - 1\}$ où l'addition et la multiplication sont effectuées modulo p , et les éléments du corps sont des classes. Une classe est le reste de la division euclidienne d'un entier naturel par p . Comme tout corps, le corps de Galois respecte la loi sur la multiplication : le produit doit apparaître au même ensemble que celui de départ.

En partant de ces deux principes on donne les détails de construction des codes 1-D présentés dans le chapitre 2.

A.3. Construction des codes OOC

On choisit un nombre d'utilisateurs $N = 5$ et un poids $w = 3$

$$n \geq N \cdot x \left(\frac{2w^2}{[x] + 1} - 2w + [x] + 1 \right) + \frac{2w}{[x] + 1} - 1$$

n est un nombre premier représentant la longueur du mot de code.

$n \geq 5 \times 2 \left(\frac{2 \times 2^2}{2+1} - 2 \times 3 + 2 + 1 \right) + \frac{2 \times 3}{2+1} - 1$, Avec $0 \leq [x] \leq w - 1$, où $[x]$ représente le plus grand entier.

$$n \geq 31,$$

$$w = 2 \cdot m + 1 = 3 \quad (w \text{ est impaire})$$

$$m = 1, \quad k = (w - 1) \times N = 10,$$

$$0 \leq i \leq N - 1 \quad ; \quad 0 \leq j \leq w - 1 ;$$

La racine primitive de 31 est $\alpha = 3$

$$P_{C_i} = \alpha^{m \cdot i + j \cdot k} \text{ mod } n$$

$$P_{C_i} = 3^{i+10j} \text{ mod } n$$

$$P_{0,0} = 3^{0+10 \cdot 0} = 3^0 \text{ mod } 31 = 1$$

$$P_{0,1} = 3^{0+10.1} = 3^{10} \text{ mod } 31 = 25$$

$$P_{0,2} = 3^{0+10.2} = 3^{20} \text{ mod } 31 = 5$$

$$C_0 = \{1,5,25\} ; C_1 = \{3,13,15\} ; C_2 = \{8,9,14\} ; C_3 = \{11,24,27\} ; C_4 = \{2,10,19\}$$

A.4. Construction des codes PC

On choisit le poids $p=3$

$$GF(3) = (0,1,2)$$

Les séquences premières, nécessaires à la construction des codes PC, sont définies par :

$$S_{xj} = (x \times j) \text{ mod}(p) , \text{ où } x, j \in \{0, 1, 2 \dots \dots \dots p - 1\} ; x, j \in \{0, 1, 2\}$$

$x=0$

$x=1$

$$S_{0,0} = (0 \times 0) \text{ mod}(3) = 0$$

$$S_{1,0} = (1 \times 0) \text{ mod}(3) = 0$$

$$S_{0,1} = (0 \times 1) \text{ mod}(3) = 0$$

$$S_{1,1} = (1 \times 1) \text{ mod}(3) = 1$$

$$S_{0,2} = (0 \times 2) \text{ mod}(3) = 0$$

$$S_{1,2} = (1 \times 2) \text{ mod}(3) = 2$$

$x=2$

$$S_{2,0} = (2 \times 0) \text{ mod}(3) = 0$$

$$S_{2,1} = (2 \times 1) \text{ mod}(3) = 2$$

$$S_{2,2} = (2 \times 2) \text{ mod}(3) = 1$$

A.5. Construction des MPC

Les codes MPC sont caractérisés par un poids p , d'une longueur p^2 ainsi que d'une cardinalité de p^2 .

$p=3$, poids du code

$p^2=9$, longueur des mots de code

$p^2=9$, cardinalité

Les séquences premières de décalages, pour la construction des codes MPC, sont définies par : $S_{x,j,l} = (x \otimes j) \oplus l$.

$$x = 0, l = 0$$

$$x = 0, l = 1$$

$$x = 0, l = 2$$

$$S_{0,0,0} = (0 \otimes 0) \oplus 0 = 0 \quad ; \quad S_{0,0,1} = (0 \otimes 0) \oplus 1 = 1 \quad ; \quad S_{0,0,2} = (0 \otimes 0) \oplus 2 = 2$$

$$S_{0,1,0} = (0 \otimes 1) \oplus 0 = 0 \quad ; \quad S_{0,1,1} = (0 \otimes 1) \oplus 1 = 1 \quad ; \quad S_{0,1,2} = (0 \otimes 1) \oplus 2 = 2$$

$$S_{0,2,0} = (0 \otimes 2) \oplus 0 = 0 \quad ; \quad S_{0,2,1} = (0 \otimes 2) \oplus 1 = 1 \quad ; \quad S_{0,2,2} = (0 \otimes 2) \oplus 2 = 2$$

$$x = 1, l = 0$$

$$x = 1, l = 1$$

$$x = 1, l = 2$$

$$S_{1,0,0} = (1 \otimes 0) \oplus 0 = 0 \quad ; \quad S_{1,0,1} = (1 \otimes 0) \oplus 1 = 1 \quad ; \quad S_{1,0,2} = (1 \otimes 0) \oplus 2 = 2$$

$$S_{1,1,0} = (1 \otimes 1) \oplus 0 = 1 \quad ; \quad S_{1,1,1} = (1 \otimes 1) \oplus 1 = 2 \quad ; \quad S_{1,1,2} = (1 \otimes 1) \oplus 2 = 0$$

$$S_{1,2,0} = (1 \otimes 2) \oplus 0 = 2 \quad ; \quad S_{1,2,1} = (1 \otimes 2) \oplus 1 = 0 \quad ; \quad S_{1,2,2} = (1 \otimes 2) \oplus 2 = 1$$

$$x = 2, l = 0$$

$$x = 2, l = 1$$

$$x = 2, l = 2$$

$$S_{2,0,0} = (2 \otimes 0) \oplus 0 = 0 \quad ; \quad S_{2,0,1} = (2 \otimes 0) \oplus 1 = 1 \quad ; \quad S_{2,0,2} = (2 \otimes 0) \oplus 2 = 2$$

$$S_{2,1,0} = (2 \otimes 1) \oplus 0 = 2 \quad ; \quad S_{2,1,1} = (2 \otimes 1) \oplus 1 = 0 \quad ; \quad S_{2,1,2} = (2 \otimes 1) \oplus 2 = 1$$

$$S_{2,2,0} = (2 \otimes 2) \oplus 0 = 1 \quad ; \quad S_{2,2,1} = (2 \otimes 2) \oplus 1 = 2 \quad ; \quad S_{2,2,2} = (2 \otimes 2) \oplus 2 = 0$$

Annexe B

Familles de codes 2-D existantes dans la littérature : Construction et propriétés

B.1 Codes 2-D spécialement conçus pour les systèmes OCDMA temps/longueur d'onde

a. Construction

Dans le but d'outrepasser les contraintes auxquels les codes 1-D sont soumis mentionnées précédemment, Mendez et al proposent [69], [70] de concevoir des matrices de codes 2-D à l'aide de l'utilisation des règles mathématiques de « Golomb ». Dans l'exemple suivant la règle $g(1,7)=0, 1, 4, 10, 18, 23, 25$ est utilisée.

Les différentes valeurs constituant la règle de « Golomb » représenteront les positions des « 1 ».

$$g(1,7)=$$

1	1	0	0	1	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	1	0	1
---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---

Le tableau B.1 représente la règle $g(1,7)$ suivi de trois versions décalées d'elle

	Colonne 1 (C1)				Colonne 2 (C2)				Colonne 3 (C3)				Colonne 4 (C4)				Colonne 5 (C5)				Colonne 6 (C6)				Colonne 7 (C7)				Colonne 8 (C8)											
	r1	r2	r3	r4	r1	r2	r3	r4	r1	r2	r3	r4	r1	r2	r3	r4	r1	r2	r3	r4	r1	r2	r3	r4	r1	r2	r3	r4	r1	r2	r3	r4	r1	r2	r3	r4				
M1=	1	1	0	0	1	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0
M2=	0	1	1	0	0	1	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	1	0	0	0	1	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0
M3=	0	0	1	1	0	0	1	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	1	0	0	0	1	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0
M4=	0	0	0	1	1	0	0	1	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	1	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0

Tableau B. 1 Règle de « Golomb » $g(1,7)$ et ses trois versions décalées

Ce tableau a été obtenu en prenant en compte les paramètres suivants :

- n : Nombre de rangées de déplacement ;
- L : Longueur de la règle de « Golomb » ;
- C : Nombre de colonnes ;
- Nombre de glissements (de décalages) = $r-1$.

Les valeurs des paramètres C et r doivent être choisies en respectant les deux conditions : $r \times C > L$ et $(r \times C) - L \geq r - 1$. Une fois les glissements effectués les espaces vides sont remplis par des « 0 » et une matrice de dimension $r \times C$ est obtenue.

Les matrices **M1**, ..., **M4** des différents utilisateurs sont déduites à partir du tableau B.1 :

M1									M2								
	C1	C2	C3	C4	C5	C6	C7	C8		C1	C2	C3	C4	C5	C6	C7	C8
r1	1	1	0	0	0	0	0	0	r1	0	0	0	0	0	0	1	0
r2	1	0	0	0	0	0	1	0	r2	1	1	0	0	0	0	0	0
r3	0	0	1	0	1	0	0	0	r3	1	0	0	0	0	0	1	0
r4	0	0	0	0	0	1	0	0	r4	0	0	1	0	1	0	0	0

M3									M4								
	C1	C2	C3	C4	C5	C6	C7	C8		C1	C2	C3	C4	C5	C6	C7	C8
r1	0	0	0	1	0	1	0	0	r1	0	1	0	0	0	0	0	1
r2	0	0	0	0	0	0	1	0	r2	0	0	0	1	0	1	0	0
r3	1	1	0	0	0	0	0	0	r3	0	0	0	0	0	0	1	0
r4	1	0	0	0	0	0	1	0	r4	1	1	0	0	0	0	0	0

Cette famille de code a également été présentée et utilisée dans [91] et [92].

b. Propriétés de corrélation

En se basant sur les équations (3.1) et (3.2) (vus dans le chapitre 3), on constate que l'auto corrélation $\lambda_a \leq 2$ et que l'inter corrélation $\lambda_c=1$ pour un décalage nul ($l = 0$) et ≤ 2 ailleurs. La figure B.1 représente l'auto corrélation du code **M1** et l'inter corrélation entre **M1** et **M2**.

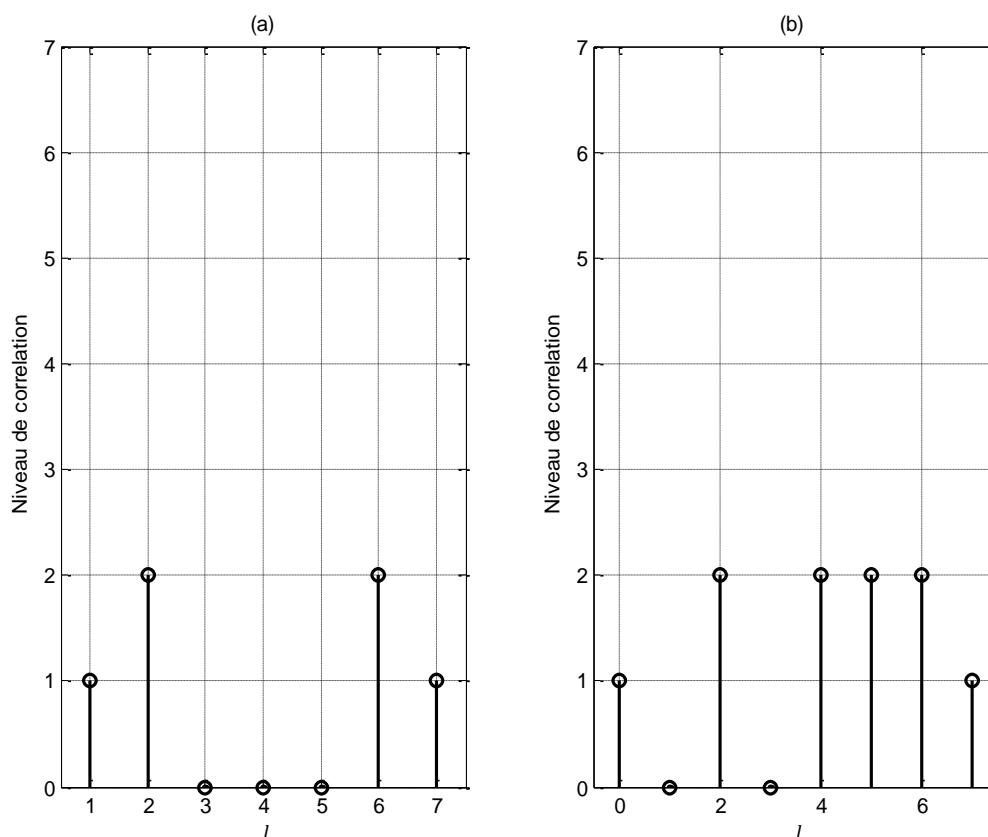


Figure B- 1 (a) Auto corrélation du code M1 (b) Inter corrélation entre M1 et M2

B.2 Codes 1-D convertis en codes 2-D : Codes PC/PC

Les codes 2-D PC/PC [71] sont obtenus en utilisant les codes premiers (PC) pour le choix des longueurs d’ondes ainsi que pour leur étalement temporel.

a. Construction

En considérant le nombre premier $p = 3$ comme dans la section 2.2.2 et en se référant au tableau 2.4 on obtient les séquences premières suivantes : $s_0 = (0\ 0\ 0)$, $s_1 = (0\ 1\ 2)$, $s_2 = (0\ 2\ 1)$. En outre, soit, $H_1 = (0\ 1\ 2)$, $H_2 = (0\ 2\ 1)$. Les $s_i (i = 0, 1, \dots, p - 1)$ sont utilisées pour la répartition temporelle des longueurs d’ondes et les $H_i (i = 1, \dots, p - 1)$ pour le choix de ses dernières. La combinaison de longueurs d’ondes obtenues pour $i = 0$ étant insensé, il n’y a pas de H_0 comme illustré dans le tableau B.2.

Les positions des chips à ‘1’ (vus dans le tableau 2.4) correspondent aux instants de transmission des différentes longueurs d’ondes et le choix de ses dernières est déterminé

par H_i . Les codes 2-D PC/PC construits sont illustrés dans le tableau B.2 (portant les mêmes notations que les positions des chips à '1' qui leurs correspondent soit $s_i H_i$). Le nombre de créneaux temporels est de p^2 . Le nombre de longueurs d'ondes disponibles ainsi que le poids du code obtenus sont tous deux de p . Le nombre de mots de codes obtenus, représentant la cardinalité, est de $p \times (p - 1)$.

	Mots de codes 2D-PC/PC
$s_0 H_1$	$\lambda_0 00 \lambda_1 00 \lambda_2 00$
$s_0 H_2$	$\lambda_0 00 \lambda_2 00 \lambda_1 00$
$s_1 H_1$	$\lambda_0 00 0 \lambda_1 0 0 0 \lambda_2$
$s_1 H_2$	$\lambda_0 00 0 \lambda_2 0 0 0 \lambda_1$
$s_2 H_1$	$\lambda_0 00 0 0 \lambda_1 0 \lambda_2 0$
$s_2 H_2$	$\lambda_0 00 0 0 \lambda_2 0 \lambda_1 0$

Tableau B. 2 Mots de codes 2D-PC/PC obtenus pour $p=3$

b. Propriétés de corrélation

En utilisant les équations (3.1) et (3.2) on obtient pour tous les mots de codes PC/PC une auto corrélation $\lambda_{a=0}$ et une inter corrélation $\lambda_c \leq 1$.

La figure B.2 représente l'auto corrélation du code $s_0 H_1$ et l'inter corrélation entre $s_0 H_1$ et $s_0 H_2$.

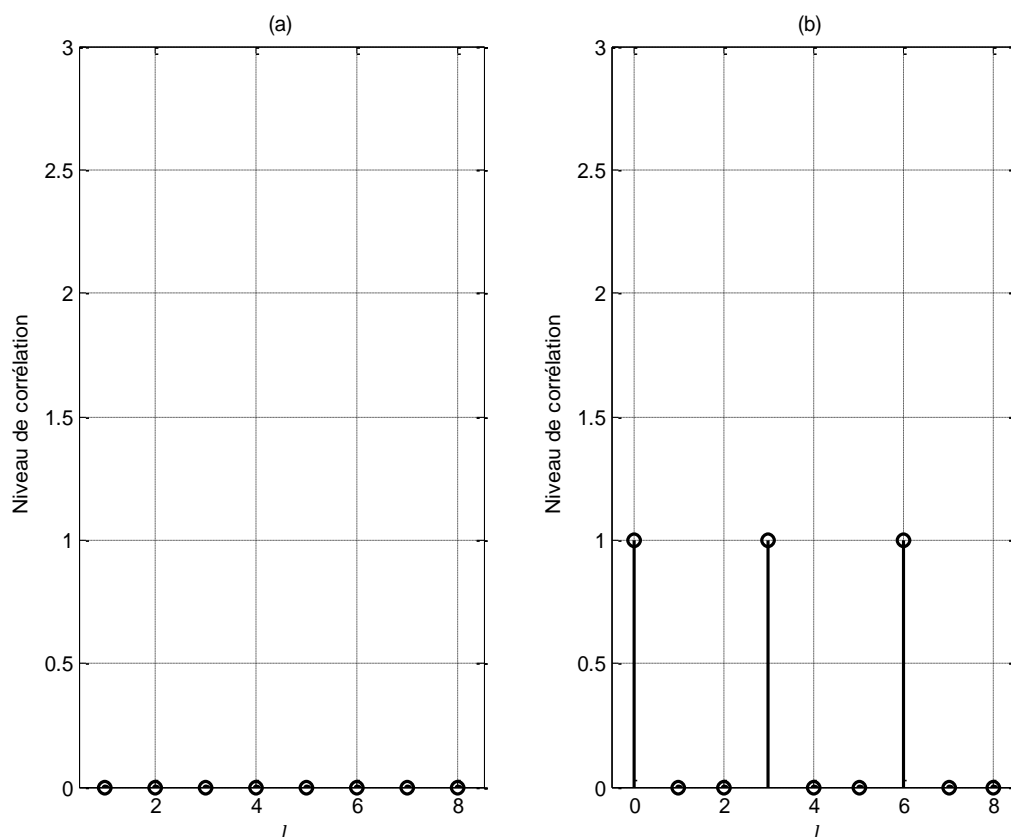


Figure B- 2 (a) Auto corrélation du code s_0H_1 (b) Inter corrélation entre s_0H_1 et s_0H_2

Du tableau B.2 et de la figure B.2 , on remarque que les mots de codes obtenus possèdent de signatures spectrales où de combinaisons de longueurs d'ondes différentes (comme s_0H_1 et s_0H_2 par exemple) soit les mêmes combinaisons de longueurs d'ondes mais à des instants différents (s_0H_1 et s_1H_1 par exemple) on en déduit que le pic maximum d'inter corrélation est de 1 .

B.3 Codes hybrides

B.3.1 Les codes MWOOC (Multi Wavelength OOC)

a. Construction

Il existe plusieurs méthodes pour la construction des codes MWOOC [56], [93], [94], [95], [81] . Celle proposée par Susilo et al [81] utilise les codes MPC (ou plus précisément leurs séquences vus dans la section 2.2.3) pour le choix des longueurs d'ondes et les codes

OOO pour choisir les instants ou ses dernières seront transmises. Les MPC sont construits à partir d'un corps de Galois $GF(p)$ et les OOO sont notés $(L, w, 1, 1)$ où $w \leq p$. Le code 2-D obtenu possède une cardinalité égale à p^2 .

Exemple :

Soient la famille de code 1-D OOO $(7, 3, 1, 1)$ qui a pour un de ses mots de code C_0 les positions $\{0, 1, 3\}$ (illustré dans le tableau B.3) et les séquences MPC illustrées dans le tableau 2.5 (chapitre 2) pour $p = 3$. Les codes 2-D MWOOC obtenus dans ce cas sont représentés dans le tableau B.4.

OOO $(7, 3, 1, 1)$		
Code		Positions des chips à '1'
C_0	1101000	$\{0, 1, 3\}$

Tableau B. 3 Code OOO pour $L=7$, $w=3$, $\lambda_a = 1$ et $\lambda_c = 1$

$C_0 S_{0,0}$	$\lambda_0 \lambda_0 0 \lambda_0 0 0 0$
$C_0 S_{0,1}$	$\lambda_1 \lambda_1 0 \lambda_1 0 0 0$
$C_0 S_{0,2}$	$\lambda_2 \lambda_2 0 \lambda_2 0 0 0$
$C_0 S_{1,0}$	$\lambda_0 \lambda_1 0 \lambda_2 0 0 0$
$C_0 S_{1,1}$	$\lambda_1 \lambda_2 0 \lambda_0 0 0 0$
$C_0 S_{1,2}$	$\lambda_2 \lambda_0 0 \lambda_1 0 0 0$
$C_0 S_{2,0}$	$\lambda_1 \lambda_0 0 \lambda_2 0 0 0$
$C_0 S_{2,1}$	$\lambda_2 \lambda_1 0 \lambda_0 0 0 0$
$C_0 S_{2,2}$	$\lambda_0 \lambda_2 0 \lambda_1 0 0 0$

Tableau B. 4 Mots de code MWOOC obtenus

Les séquences $S_{i,l}$ sont déterminées à partir des équations (2.8) et (2.9)

b. Propriétés de corrélation

Pour les codes MWOOC on a [81] : $\lambda_a = 0$ et $\lambda_c \leq 1$.

La figure B.3, représente l'auto corrélation du mot de code $C_0 S_{0,0}$ et l'inter corrélation entre $C_0 S_{0,0}$ et $C_0 S_{1,0}$. (les équations (3.1) et (3.2) ont été utilisées)

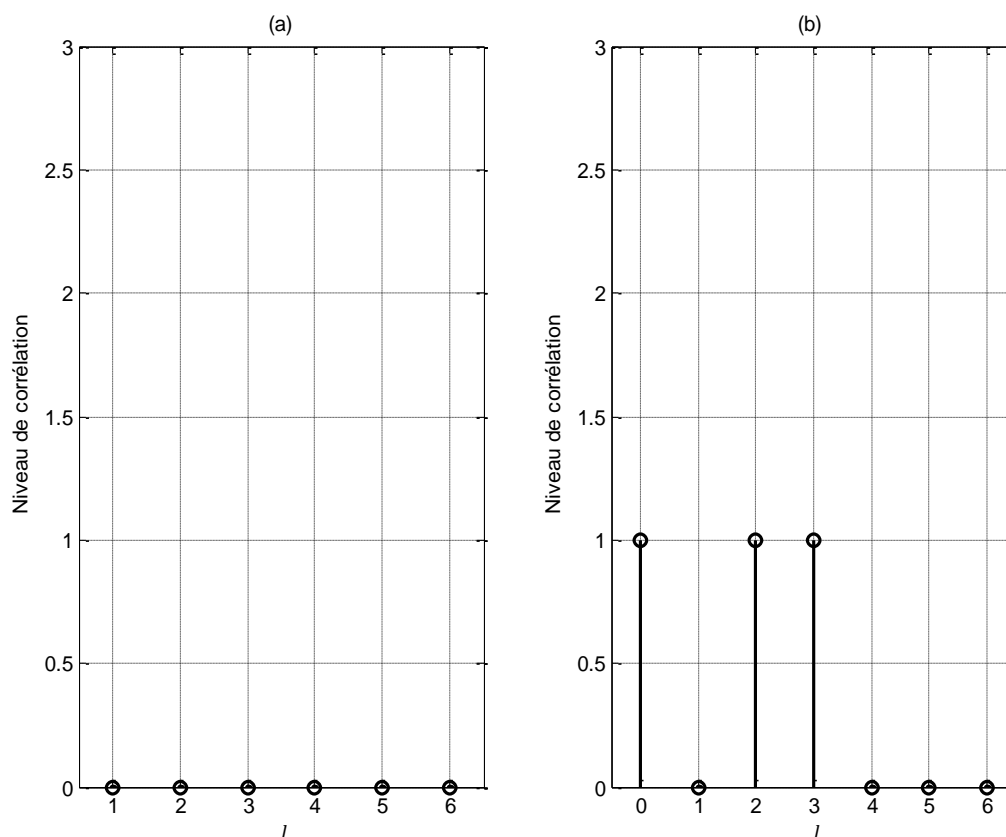


Figure B- 3 (a) Auto corrélation du mot de code $C_0 S_{0,0}$ (b) Inter corrélation entre $C_0 S_{0,0}$ et $C_0 S_{1,0}$

B.3.2 Les codes PC/OOC

Un code 2-D PC/OOC [74], [96], [97] est un type de code utilisé dans les systèmes OCDMA bidimensionnels temps/longueurs d'onde, qui est construit en utilisant les codes OOC pour le choix des longueurs d'ondes et les codes PC pour choisir les instants ou ses dernières seront transmises. La méthode proposé dans [74] permet de choisir le nombre de longueurs d'ondes indépendamment de la longueur du code toute en maintenant une inter corrélation $\lambda_c = 1$.

a. Construction

La première étape consiste d'abord à construire un code 1-D OOC $(L_{OOC}, w, \lambda) = (L, p, 1)$ ($\lambda_a = \lambda_c = 1$) (L_{OOC} représentant la longueur du code 1-D OOC) possédant une cardinalité N_{OOC} comme expliqué précédemment dans la section 2.2.1. La séquence de longueur

d'onde $H_{i,j}$ est déduite des positions des chips à '1' dans les codes 1-D OOC notés c_i (voir chapitre 2).

$$H_{i,j} = (\lambda_{i_0 \oplus j}, \lambda_{i_1 \oplus j}, \dots, \lambda_{i_k \oplus j}, \dots, \lambda_{i_{w-1} \oplus j}) \quad (\text{B.1})$$

Où i_k ($0 \leq i_k \leq N_{OOC} - 1$) représente les positions des chips à '1' dans le code 1-D OOC e , $k = 0, 1, \dots, w - 1$ et $j = 0, 1, \dots, L_{OOC} - 1$.

En second, construire un code PC de longueur (p^2) pour un poids p afin de positionner les longueurs d'onde de la séquence $H_{i,j}$ à la place des chips '1' du code PC. Le code 2-D obtenu $(L \times F, w, \lambda_a, \lambda_c)$ dispose d'un nombre de longueurs d'ondes $L = L_{OOC}$, d'une longueur temporelle $F = p^2$ (longueur du code 1-D PC) et d'un poids $w = p$ (La construction est possible seulement si les poids des codes PC et 1-D OOC sont égaux). Puisqu' aucune longueur d'onde n'est répétée entre les différents mots de code la valeur maximale de l'inter corrélation des codes PC/OOC est $\lambda_c = 1$ [74].

Exemple :

Pour un nombre premier $p = 3$, les codes 1-D PC obtenus sont illustrés dans le tableau 2.5 (chapitre 2). Pour un poids $w = 3$ et en utilisant la méthode expliquée dans la section 2.2.1, on peut construire deux mots de codes (0,1,4) et (1,3,8) d'un code OOC (13,3,1). En utilisant les codes PC (c_0, c_1 et c_2 voir tableau 2.5) pour la répartition temporelle des longueurs d'ondes, choisies à partir des codes OOC et de leurs décalages cycliques mod-13, on peut construire $L_{OOC} \times N_{OOC} \times p = 13 \times 2 \times 3 = 78$ mots de code 2-D PC/OOC représentés dans le tableau B.5 (\oplus représente l'opération d'addition mod-13).

Codes 2-D PC/OOC pour $j = 0, 1, \dots, 12$	
$c_0 H_{0,j}$	$\lambda_{0 \oplus j} 00 \lambda_{1 \oplus j} 00 \lambda_{4 \oplus j} 00$
$c_1 H_{0,j}$	$\lambda_{0 \oplus j} 00 0 \lambda_{1 \oplus j} 0 00 \lambda_{4 \oplus j}$
$c_2 H_{0,j}$	$\lambda_{0 \oplus j} 00 00 \lambda_{1 \oplus j} 0 \lambda_{4 \oplus j} 0$
$c_0 H_{1,j}$	$\lambda_{1 \oplus j} 00 \lambda_{3 \oplus j} 00 \lambda_{8 \oplus j} 00$
$c_1 H_{1,j}$	$\lambda_{1 \oplus j} 00 0 \lambda_{3 \oplus j} 0 00 \lambda_{8 \oplus j}$
$c_2 H_{1,j}$	$\lambda_{1 \oplus j} 00 00 \lambda_{3 \oplus j} 0 \lambda_{8 \oplus j} 0$

Tableau B. 5 Mots de code 2-D PC/OOC pour $p=w=3$

b. Propriétés de corrélation

Les codes PC/OOC [74] possèdent une auto corrélation nulle $\lambda_a = 0$ et une inter corrélation $\lambda_c \leq 1$.

La figure B.4, selon les équations (3.1) et (3.2), représente l'auto corrélation du mot de code $c_0H_{0,j}$ et l'inter corrélation entre $c_0H_{0,j}$ et $c_1H_{0,j}$ (pour $j=0$).

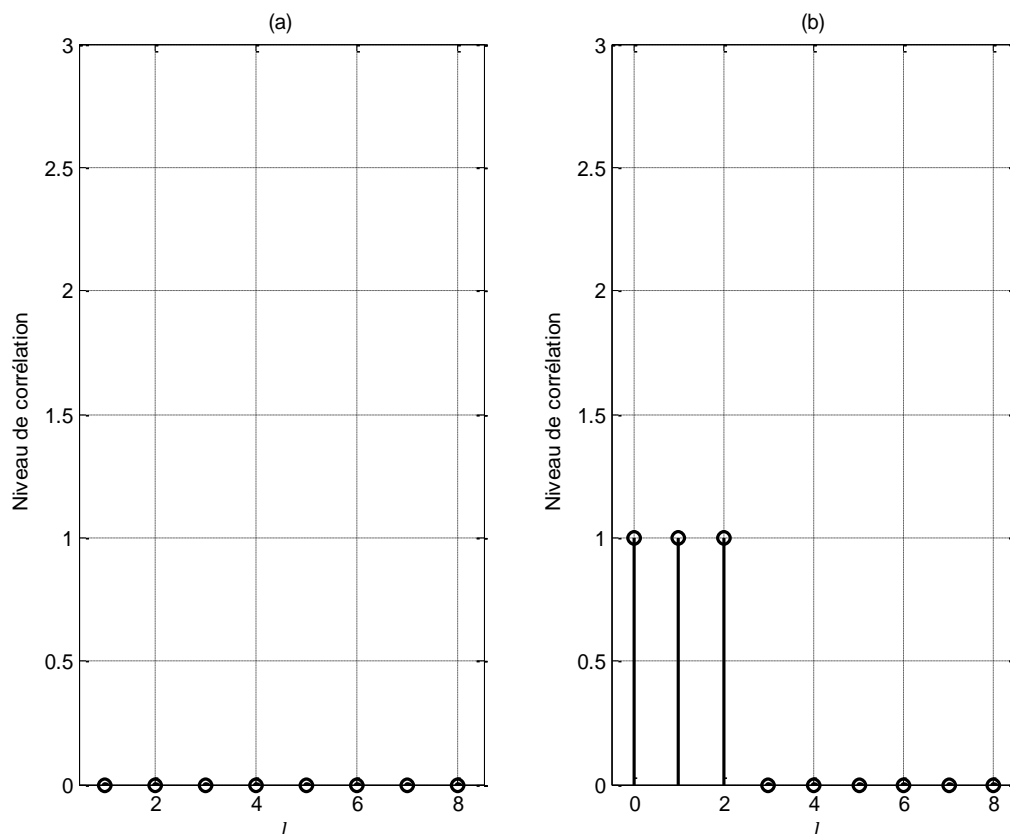


Figure B- 4 (a) Auto corrélation du mot de code $c_0H_{0,j}$ (b) Inter corrélation entre $c_0H_{0,j}$ et $c_1H_{0,j}$ (pour $j=0$)

B.3.3 Les codes WH/Ts (wavelength hopping / time spreading) M-sequences

Cette méthode [75] consiste à créer des codes hybrides en combinant les codes PC/PC et M-séquences [98]-[100] (qui étaient à la base conçus pour les systèmes OCDMA bipolaires [101]).

a. Construction

La première étape consiste à générer des codes 2-D PC/PC [71] , comme présenté précédemment dans la section B.2, on gardera le même exemple pour $p = 3$ (voir tableau B.2).

Il faut ensuite générer les M-séquences avec un nombre de séquences qui soit égal à p donc $N = 3$, nous aurons donc 2 rotations ($r = 2$) (un mot de code + ces deux versions décalées) [98]. Pour $r = 2$:

$$f(x) = \sum_{i=0}^2 c_i x^i \tag{B.2}$$

Ce polynôme primitif de degrés r doit satisfaire la condition : $(x^n + 1)$ est divisible par $f(x)$ sachant que $n = 2^r - 1$.

$$n = 2^r - 1 = 3 \text{ donc } x^n + 1 = x^3 + 1$$

Afin de décomposer $x^3 + 1$,sachant que ‘-1’ est une solution, on divisera donc par $x + 1$.

$$\begin{array}{r|l} x^3 + 1 & x + 1 \\ 1 + x & \hline 0 & x^2 - x + 1 \end{array}$$

On a donc $x^3 + 1 = (x + 1)(x^2 - x + 1)$ (le reste de la division de $x^3 + 1$ par $f(x)$ est nul)

$(x + 1)$ ne peut pas être le polynôme que nous recherchons, car il n’est pas de degrés 2 , ce qui implique que :

$$f(x) = x^2 - x + 1$$

Les coefficients de x correspondent aux éléments de la séquence que nous recherchons, on aura :

$$M_1 = [1 \quad -1 \quad 1]$$

Pour avoir des codes unipolaires on remplace les ‘-1’ par ‘0’.La séquence deviendra donc :

$$M_1 = [1 \quad 0 \quad 1]$$

La famille de code m-séquence est générée par la rotation cyclique d'un code de base. C'est-à-dire que le code $i + 1$ sera le code i décalé par rotation circulaire vers la droite d'un bit. On aura donc $M_2 = [1 \quad 1 \quad 0]$ et $M_3 = [0 \quad 1 \quad 1]$.

Vérification des propriétés des M-séquences [98] :

- Le nombre de '1' (poids du code) est toujours supérieur au nombre de '0'. Il est défini par la formule $\frac{1}{2}(N + 1)$ (dans le cas étudié $\frac{1}{2}(3 + 1) = 2$);
- Cardinalité $N =$ longueur du code $L = 2^r - 1 = 3$;
- L'addition mod-2 de deux mots de code donne un mot de code appartenant à la famille. Exemple pour le cas étudié : $101 \oplus 110 = 011$.

Afin de construire les codes hybrides, chaque mot de code PC/PC (voir tableau B.2) sera décomposé et associé à une des séquences M calculées afin d'obtenir de nouvelles matrices de dimensions $(p^2 \times p^2)$ et de poids $w = 2 \times p$, comme l'illustre l'exemple suivant (tableau B.6) en considérant le code PC/PC s_0H_1 et les deux séquences M_1 et M_2 .

Pour obtenir la matrice du code hybride, les lignes du code PC/PC sont reproduites dans une nouvelle matrice selon la règle suivante : un élément '1' de la séquence M est équivalent à une reproduction exacte de la ligne dans la nouvelle matrice et un élément '0' est équivalent à l'insertion d'une ligne de même dimension contenant exclusivement des '0'. Cette opération doit être répétée pour toutes les lignes du code PC/PC.

s_0H_1	→	0	0	0	0	0	0	1	0	0
		0	0	0	1	0	0	0	0	0
		1	0	0	0	0	0	0	0	0
$s_0H_1M_1$	1	0	0	0	0	0	0	1	0	0
	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
	1	0	0	0	0	0	0	1	0	0
		0	0	0	1	0	0	0	0	0
		0	0	0	0	0	0	0	0	0
		0	0	0	1	0	0	0	0	0
		1	0	0	0	0	0	0	0	0
		0	0	0	0	0	0	0	0	0
		1	0	0	0	0	0	0	0	0
		1	0	0	0	0	0	0	0	0
$s_0H_1M_2$	1	0	0	0	0	0	0	1	0	0
	1	0	0	0	0	0	0	1	0	0
	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
		0	0	0	1	0	0	0	0	0
		0	0	0	1	0	0	0	0	0
		0	0	0	0	0	0	0	0	0
		1	0	0	0	0	0	0	0	0
		1	0	0	0	0	0	0	0	0
		0	0	0	0	0	0	0	0	0
		0	0	0	0	0	0	0	0	0

Tableau B. 6 Exemples de mots de code obtenus en combinant s_0H_1 aux deux séquences M_1 et M_2

b. Propriétés de corrélation

Les codes WH/TS M-séquences [75] en on obtient que l'auto corrélation $\lambda_a = 0$ et que l'inter

$$\text{corrélation } \lambda_c = \begin{cases} \frac{w}{2} ; & l = 0 \\ 0 ; & \text{ailleurs} \end{cases}$$

La figure B.5 représente l'auto corrélation, en utilisant les équations (3.1) et (3.2) , du mot de code $s_0H_1M_1$ et l'inter corrélation entre $s_0H_1M_1$ et $s_0H_1M_2$.

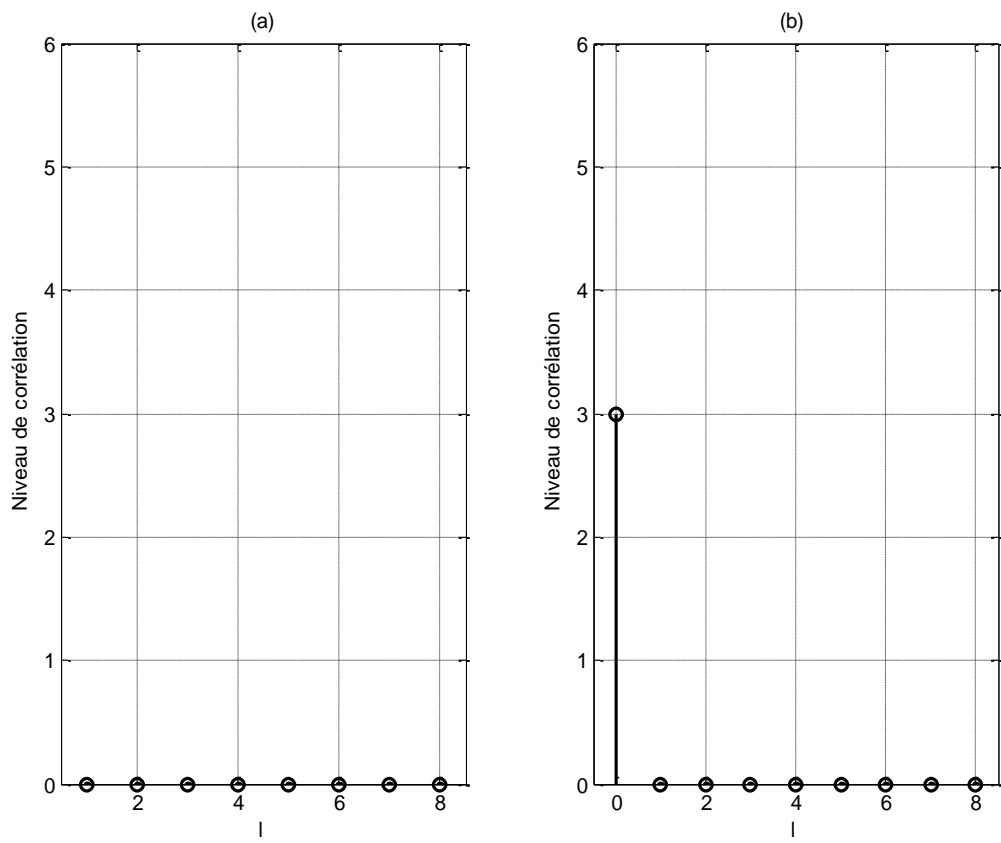


Figure B- 5 (a) Auto corrélation de $s_0H_1M_1$ (b) Inter corrélation $s_0H_1M_1$ et $s_0H_1M_2$

Annexe C

Sous-système LTTNS limiteur d'impulsion

Comme précisé précédemment dans les chapitres 1 et 3, la durée de l'impulsion lumineuse doit être limitée à τ (soit $\frac{t_b}{S}$) sur chaque bit transmis afin de pouvoir procéder au codage temps/longueur d'onde. C'est dans ce but que nous avons conçu un limiteur d'impulsion sous le logiciel Optisystem. Ce sous-système est implémenté après la source optique comme l'indique la figure C-1.

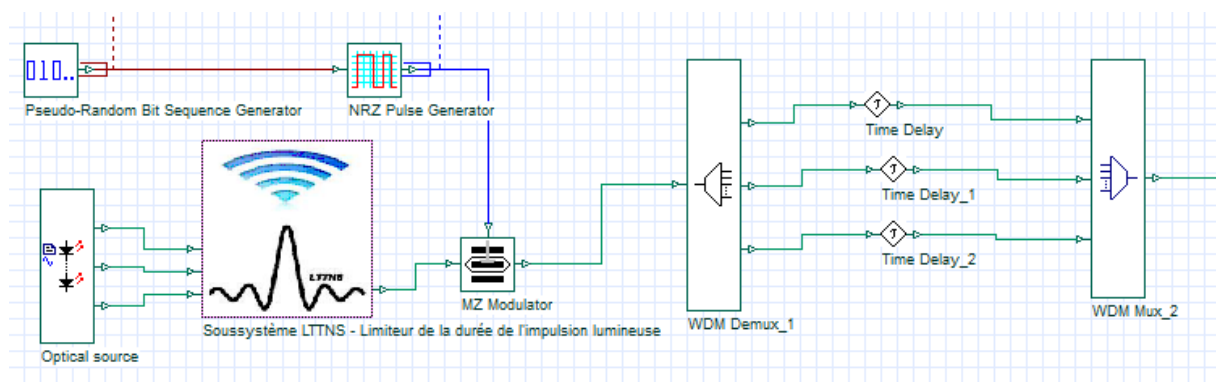


Figure C- 1 Implémentation du limiteur d'impulsion dans le système OCDMA temps/longueur d'onde

Le sous-système se compose d'un multiplexeur pour rassembler les longueurs d'ondes de la signature spectrale, d'une source binaire qui génère une séquence de bits '1' successifs ainsi que d'un générateur d'impulsions RZ (retour à zéro) qui permettra d'effectuer la limitation (voir figure C-2).

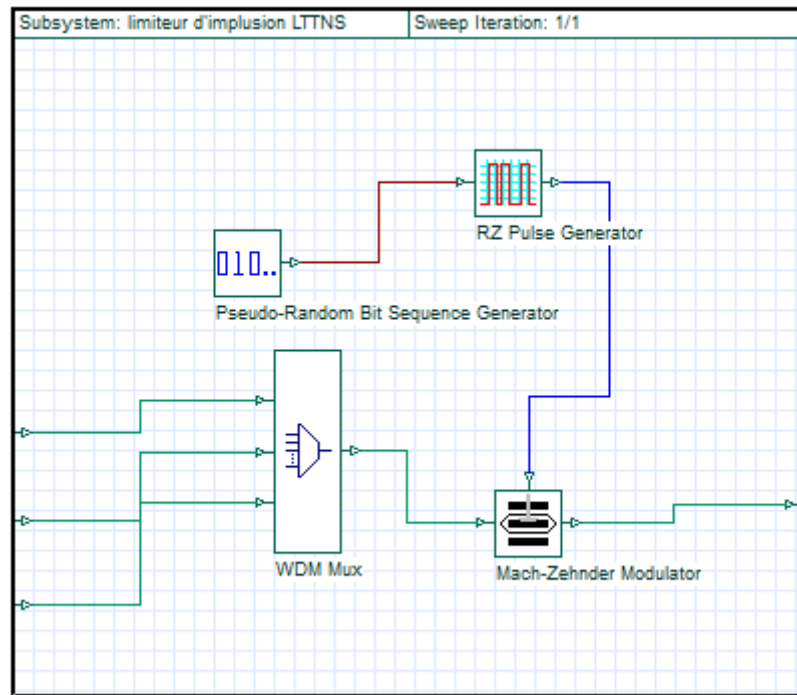


Figure C- 2 Contenu du sous-système LTTNS limiteur d'impulsion

Prenons l'exemple pour un code de longueur temporelle 13 et une donnée de débit 1 Gbits/s.

Le paramètre « duty cycle » du bloc RZ doit être égal à τ donc à $\frac{1 \times 10^{-9}}{13} = 0.077$ ns.

La figure C-3 , illustre une séquence de bits « 1 0 1 0 » codés RZ avec une durée τ de l'impulsion au lieu de t_b .

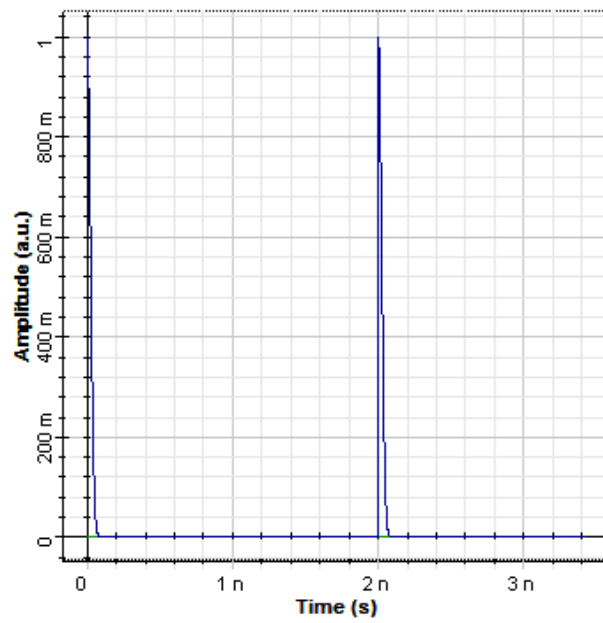


Figure C- 3 Séquence "1 0 1 0" après la limitation d'impulsion

La figure C-4 présente un agrandissement sur la durée de l'impulsion.

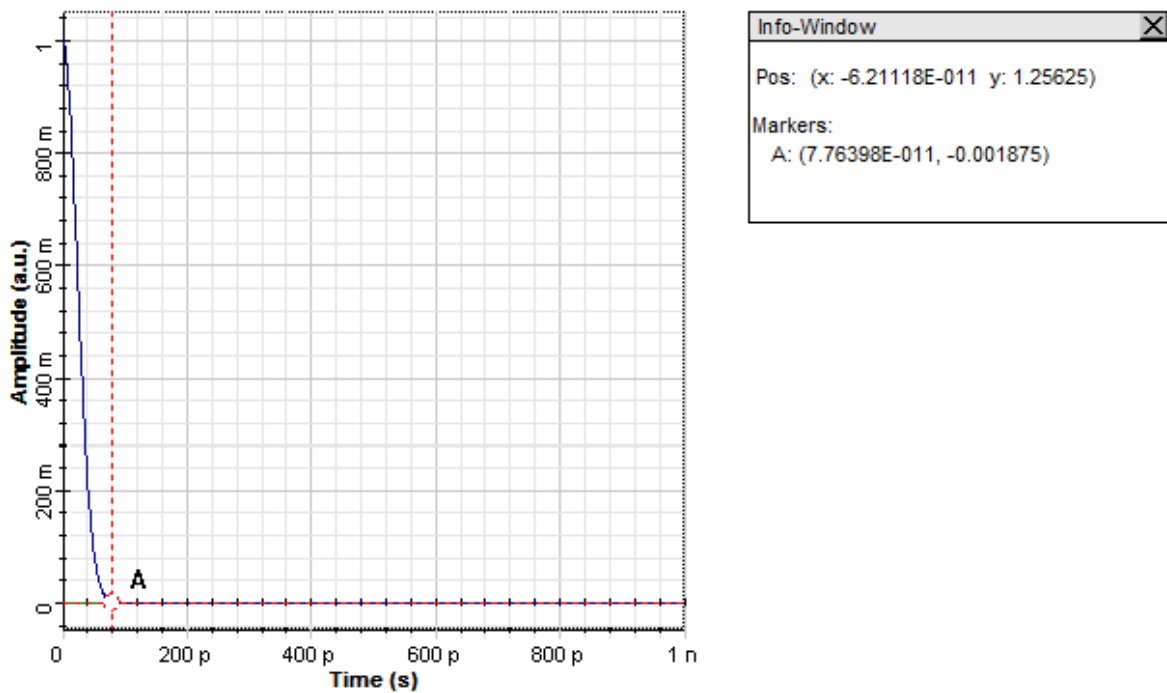


Figure C- 4 Agrandissement sur un bit

Le signal transmis (séquence de données modulée à la signature spectrale) sera donc également limité à τ pour les bits '1' (voir figure C-5).

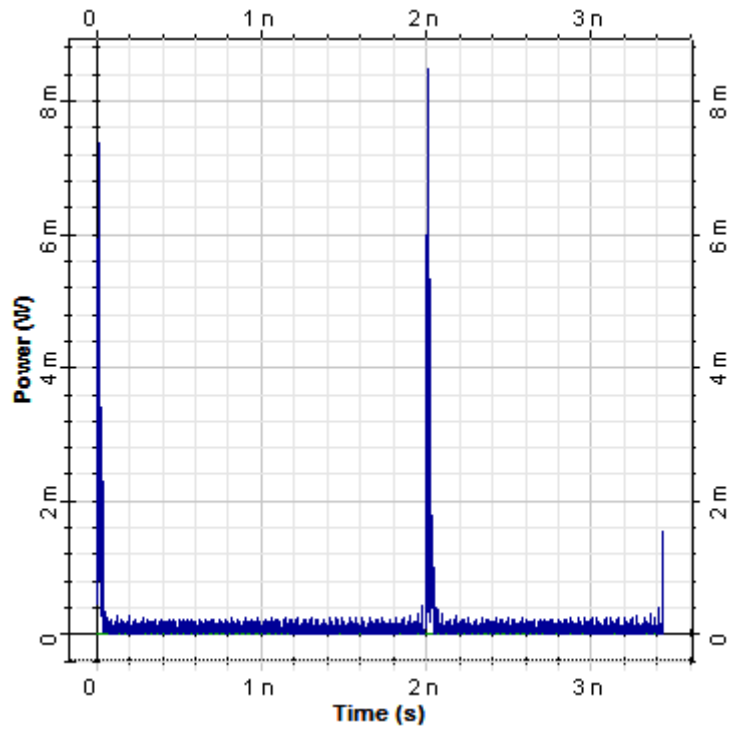


Figure C- 5 Signal modulé

Annexe D

Paramètres de simulation

Le logiciel OptiSystem, commercialisé par OPTIWAVE [87], est un logiciel de simulation système qui est utilisé pour simuler des systèmes à fibre optique. Il dispose d'une bibliothèque de composants optoélectroniques assez complète.

Lors de la création d'un nouveau schéma, représentant un système, il est indispensable de définir les paramètres de simulation. Ces paramètres définissent : le débit, la longueur de la séquence binaire à transmettre et les besoins en bande passante pour une simulation particulière au cours de la phase de conception du système. Il est important de comprendre ce que les paramètres globaux sont, parce qu'ils ont un impact sur tous les composants qui utilisent ces paramètres.

En cliquant sur le projet de simulation (figure D.1), la fenêtre des paramètres généraux de simulation s'affiche comme dans la figure D.2.

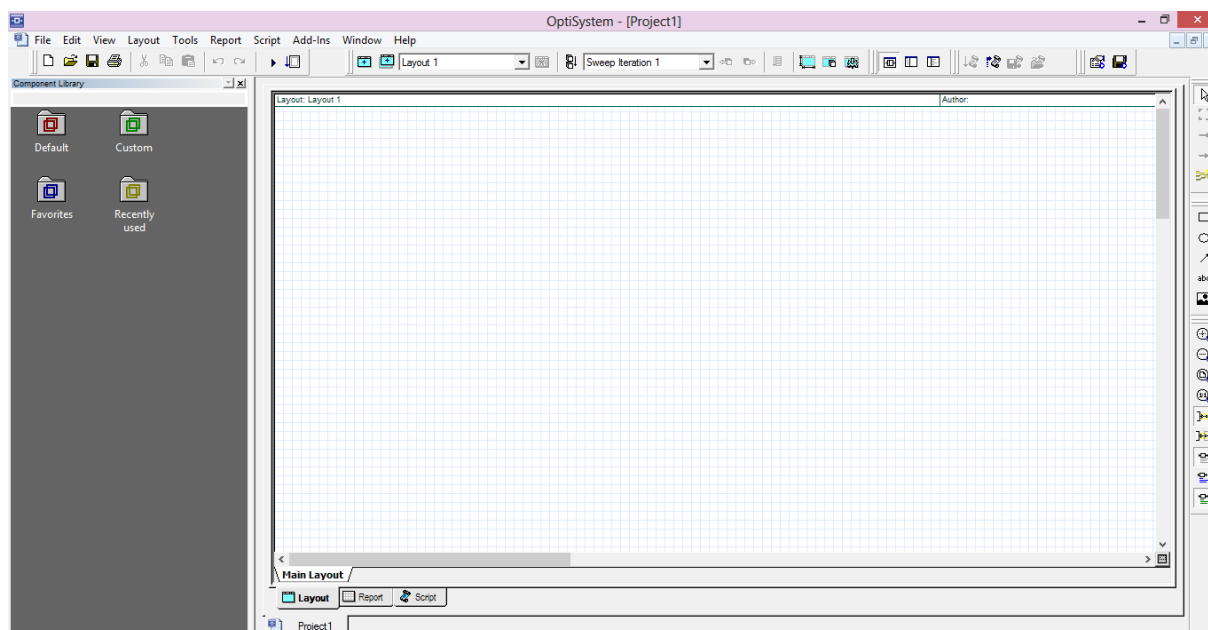


Figure D- 1 Projet de simulation sous le logiciel Optisystem

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

Figure D- 2 Paramètres de simulation (par défaut)

Avec :

Bit rate : débit de simulation

Time window (T_W) : Durée de la fenêtre de visualisation

Sample rate (ou fréquence d'échantillonnage f_e) : Nombre d'échantillons en une seconde

Sequence length : Longueur de la séquence

Samples per bit : Nombre d'échantillons par bit

Number of samples : Nombre total d'échantillons

D.1. Calcul des paramètres manuellement

a. Time window

$$\text{Bit rate} = 10 \text{ Gbits/s} = 10 \times 10^9 \text{ Bits/s}$$

$$\Rightarrow 10 \times 10^9 \text{ bits} \longrightarrow 1\text{s}$$

$$1024 \text{ bits} \longrightarrow T_W$$

$$\Rightarrow T_W = \frac{1024}{10 \times 10^9} = 0.1024 \times 10^{-6} \text{ s}$$

$$\Rightarrow T_W = 102.4 \text{ ns} \text{ (valeur affichée dans la figure D-2)}$$

b. Sample rate (fréquence d'échantillonnage)

$$1 \text{ s} \longrightarrow 10 \times 10^9 \text{ bits}$$

$$\Rightarrow 1 \text{ bit} \longrightarrow 64 \text{ échantillons}$$

$$10 \times 10^9 \text{ bits} \longrightarrow \text{Nombre d'échantillons en une seconde}$$

$$\Rightarrow \text{Nombre d'échantillons en une seconde} = 64 \times 10 \times 10^9 \text{ échantillons}$$

$\Rightarrow f_e = 0.64 \text{ THz}$ (valeur affichée par le logiciel voir figure D.2)

c. Number of samples

Nombre total d'échantillons= Longueur de la séquence \times Nombre d'échantillons par bit

\Rightarrow Nombre total d'échantillons = $1024 \times 64 = 65536$ (valeur affichée par le logiciel voir figure D.2)

D.2. Relations entre les paramètres

La figure D.3 représente les relations entre les différents paramètres dans les domaines temporel et fréquentiel.

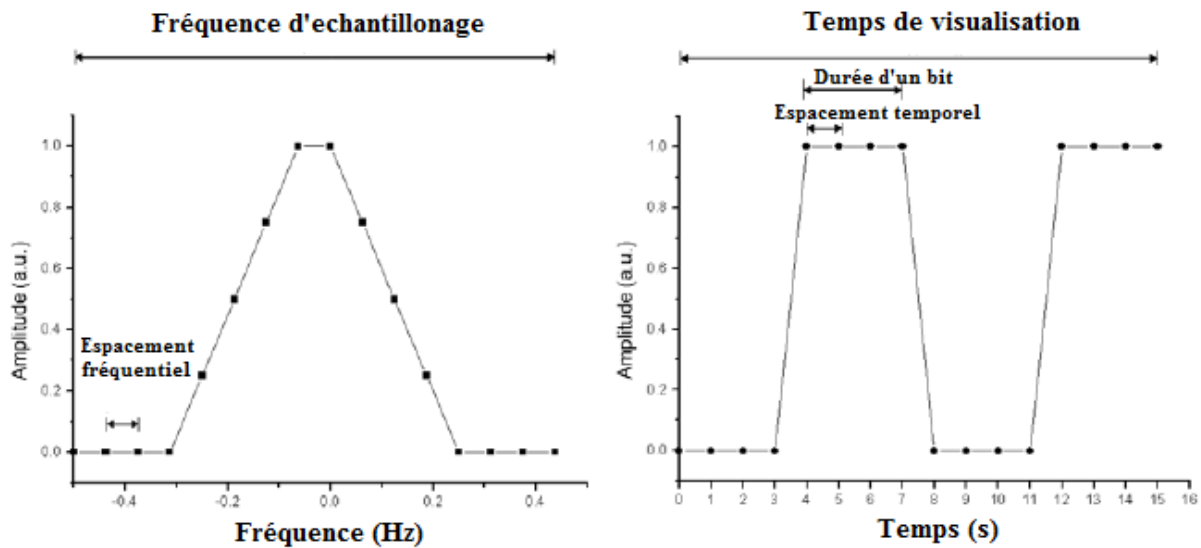


Figure D- 3 Paramètres de simulation dans les domaines temporel et fréquentiel [87]

D.3. Détermination des valeurs théoriquement

a. En utilisant l'espacement fréquentiel (f_s)

$$f_s = \frac{1}{T_W} = \frac{1}{102.4 \times 10^{-9}}$$

$$\Rightarrow f_s = 0.009765625 \times 10^9 \text{ Hz}$$

Sachant que :

$$f_e = f_s \times \text{Nombre d'échantillons}$$

$\Rightarrow f_e = 0.64 \text{ THz}$ (valeur affichée par le logiciel voir figure D.2)

b. En utilisant l'espaceur temporel (T_s)

$$\text{Durée d'un bit} = T_b = \frac{1}{\text{Debit de simulation}}$$

$$\Rightarrow T_b = 0.1 \text{ ns}$$

$$\Rightarrow T_s = \frac{T_b}{\text{Nombre d'échantillons par bit}} = 0.0015625 \text{ ns}$$

Sachant que :

$$f_e = \frac{1}{T_s} \Rightarrow f_e = 0.64 \text{ THz}$$
 (valeur affichée par le logiciel voir figure D.2)

Les résultats trouvés en 'a' et 'b' sont identiques à ceux calculés automatiquement par le logiciel (figure D.2).

Bibliographie

- [1] T. H. Maiman, «Stimulated optical radiation in ruby,» *Nature Publishing Group*, vol. 187, pp. 493-494, 1960.
- [2] K. Kao et G. Hockham, «Dielectric fibre surface waveguides for optical frequencies,» *Proc.IEEE*, vol. 113, pp. 1151-1158, 1966.
- [3] A. Werts, «Propagation de la lumière cohérente dans les fibres optiques,» *L'Onde Electrique*, vol. 460, pp. 967-998, 1966.
- [4] H. Yin et D. J.Richardson, *Optical Code Division Multiple Access: Communication Networks Theory and Applications*, New York: Springer Berlin Heidelberg, 2007.
- [5] C. Kandouci, A. Djebbari et A. Taleb Ahmed, «A new family of 2 D-Wavelength- time codes for OCDMA system with direct detection,» *Optik - International Journal for Light and Electron Optics*, vol. 135, pp. 8-15, 2017.
- [6] C. Kandouci et A. Djebbari, «Design of new hybrid wavelength hopping/time spreading codes for optical CDMA by combining OCC and BIBD ZCC codes,» *Optik-International Journal for Light and Electron Optics*, vol. 133, pp. 73-79, 2017.
- [7] J. Senion, *Optical fibers communications: principles and practice*, London: Prentice Hall, 1992.
- [8] M. Lourdiane, *CDMA à séquence directe appliqué aux systèmes de communications optiques*.Telecom ParisTech, 2005.
- [9] S. Cordette, Artist, *Continuum de fréquences optiques pour application OCDMA*. [Art]. Telecom ParisTech, 2010.
- [10] J. Penon, Artist, *Réduction du bruit d'intensité dans les Systèmes SAC OCDMA incohérents en utilisant les réseaux de Bragg*. Université de Laval , 2009.
- [11] L. Dafa, Artist, *Transmission radio haut débit multiservices sur fibres optique : Application à l'optimisation de la capacité multiutilisateurs en entreprise de transports*. Université de Valenciennes et du Hainaut-Cambrésis , 2012.
- [12] M. S. Borella, J. P. Jue et D. Banerjee, «Optical components for WDM Lightwave Networks,» *Proceedings of the IEEE*, vol. 85, pp. 1274-1307, 1997.

-
- [13] I. Rubin, «Message Delays in FDMA and TDMA Communication Channels,» *IEEE Transactions on Communications*, vol. 7, 1979.
- [14] R. Prucnal, *Optical Code Division Multiple Acces : Fundamentals and Applications*, Boca Raton (Florida): Taylor & Francis , 2006.
- [15] S. Ayotte, Artist, *Performances de systèmes optiques à accès multiple par répartition de code limités par le bruit d'intensité*. Université de Laval , 2007.
- [16] H. Teimoori , *Commutation de paquets dans les réseaux optiques transparents à partir de fonctions logiques tout-optiques*. Telecom ParisTech, 2007.
- [17] M. M. Karbassian, *Design and Analysis of spreading code and transceiver architectures for Optical CDMA networks*.University of Birmingham, 2009.
- [18] M. Azizoglu, J. Salehi et Y. Li, «Optical CDMA via temporal codes,» *IEEE Transactions on communications* , vol. 8, pp. 1162-1170, 1992.
- [19] M. Kavehrad et D. Zaccarin, «Optical code division-multiplexed systems based on spectral encoding of non-coherent sources,» *IEEE Journal of Lightwave Technology* , vol. 13, pp. 534-545, 1995.
- [20] P. R. Prucnal, M. Santoro et T. R. Fan, «Spread Spectrum Fiber-optic Local Area Network Using Optical Processing,» *IEEE/OSA Journal of Lightwave Technology*, vol. 4, pp. 547-554, 1986.
- [21] J. Zhang et G. Picchi, «Tunable prime-code encoder/decoder for all-optical CDMA applications,» *IEEE Electronic Letters*, vol. 29, pp. 1211-1212, 1993.
- [22] E. Park, A. Mendez et E. Garmire, «Temporal/ Spatial Optical CDMA Networks-Design, Demonstration, and Comparison with Temporal Networks,» *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 4, pp. 1160-1162, 1992.
- [23] M. Razavi et J. Salehi, «Temporal/Spatial Fiber-Optic CDMA Systems with Post- and Pre-Optical Amplification,» *IEEE Transactions on Communications*, vol. 50, pp. 1688-1695, 2002.
- [24] V. Jose Hernandez, *Inverstigation of coherent spectral and incoherent wavelength/time OCDMA systems*. University of California , Davis , 2005.

- [25] Shivaleela et E.S, *Design and Performance Analysis of a New Family of Wavelength/Time Codes for Fiber-Optic CDMA Networks*. Indian Institute of Science, 2006.
- [26] M. Zhang, *Design and performarce analysis of signature code in two dimensional optical CDMA systems*. University of Birmingham, 2012.
- [27] M. Morelle, *Codage en 2 Dimensions pour les systèmes de communications Optiques CDMA-Application aux transmissions multimédia..* Université de Limoges, 2008.
- [28] G. Yang, J. Huang et I. Chiu, «Performance analysis on hybrid MQC/M-sequence coding over Frequency/Spatial optical CDMA system,» *IEEE Transactions on Communications* , vol. 1, pp. 40-43, 2005.
- [29] Y. Bih.Chyun et L. Cheing.Hong, «Noncoherent Spectral/Spatial OCDMA System using Two-Dimensional Hybrid Codes,» *Journal of Optical Communications Networks* , vol. 2, pp. 653-661, 2010.
- [30] A. Arief, S. Aljunid et M. Anuar, «Cardinality enhancement of spectral/spatial modified double weight code optical code division multi-access system by PIIN supression,» *Optik - International Journal for Light and Electron Optics*, vol. 124, p. 3786–3793, 2013.
- [31] A. Abdullah et S. Aljunid, «Mitigation of multiple access interference using two-dimensional modified double weight codes for optical code division multiple access systems,» *SPIE Optical Engineering*, vol. 51, pp. 1-10, 2012.
- [32] A. Grunnet-Jepsen, E. Johnson et E. S. Maniloff, «Demonstration of All-Fiber Sparse Lightwave CDMA Based on Temporal Phase Encoding,» *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 11, pp. 1283-1285, 1999.
- [33] T. H. Shake, «Confidentiality Performance of Spectral-Phase-Encoded Optical,» *IEEE/OSA Journal of Lightwave Technology*, vol. 23, pp. 1652-1663, 2005.
- [34] I. Fsaifes, *Encodage et décodage temporels "tout-optique" à réseaux de Bragg pour l'accès multiple*. Telecom ParisTech, 2007.
- [35] N. Olsson, «Lightwave systems with optical amplifiers,» *IEEE Journal of Lightwave Technology*, vol. 7, pp. 1071-1082, 1989.
- [36] D. Caplan, «Laser communication transmitter and receiver design,» *Journal of Optical and Fiber Communications Reports*, vol. 4, p. 225–362, 2007.

-
- [37] A. Agrawal, *Fiber-Optic Communication Systems*, New York: John Wiley & Sons, 2002.
- [38] G. Agrawal et M. Potasek, «Effect of frequency chirping on the performance of optical communication systems,» *Optics Letters*, vol. 5, pp. 318-320, 1986.
- [39] J. Chen, R. Broeke, Y. Du et N. Jing Cao, «Monolithically Integrated InP-Based Photonic Chip Development for O-CDMA Systems,» *IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics*, vol. 11, pp. 66-77, 2005.
- [40] C.-H. Lin et J. Wu, «Spectral Amplitude-Coding Optical CDMA System Using Mach-Zehnder Interferometers,» *IEEE Journal of Lightwave Technology*, vol. 23, pp. 1543-1555, 2005.
- [41] J. Salehi, «Code division multiple-access techniques in optical fiber networks -part I: Fundamental principles,» *IEEE Transactions on communications*, vol. 37, pp. 824-833, 1989.
- [42] J. Salehi et C. Brackett, «Code division multiple-access techniques in optical fiber networks-part II: Systems performance analysis,» *IEEE Transactions on Communications*, vol. 35, pp. 595-605, 1989.
- [43] J. Salehi, F. Chung et V. Wei, «Optical orthogonal codes: Design, analysis and applications,» *IEEE Transactions on communications*, vol. 49, pp. 1283-1292, 1989.
- [44] Y. X. Chang, F. H. Ryoh et Y. Mao, «Combinational constructions of optical orthogonal codes with weight 4,» *IEEE Transactions on Information theory*, vol. 49, pp. 1283-1292, 2003.
- [45] Y. Chang, Y. XYixian et L. Xuduan, *Coding criptography*, China: Ren Min You Dian Press, 1992.
- [46] H. Chung et P. Kumar, «Optical orthogonal codes-new bounds and an optimal construction,» *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 36, pp. 866-873, 1990.
- [47] R. Petrovic, «Orthogonal codes for CDMA optical fiber LAN's with variable bit interval,» *IEEE Electronic Letters*, vol. 26, pp. 662-664, 1990.
- [48] S. Maric, «A new family of optical code sequences for use in spread-spectrum fiber-optic local area networks,» *IEEE Transactions on Communications*, vol. 41, pp. 1217-1221, 1993.

-
- [49] S. Maric, «New family of algebraically designed optical orthogonal codes for use in CDMA fiber-optic networks,» *IEEE Electronic Letters*, vol. 29, pp. 538-539, 1993.
- [50] P. Dai et J. Wang, «Combinatorial constructions for optimal 2-D optical orthogonal codes with AM-OPPTS property,» *Designs codes and cryptography*, vol. 71, pp. 315-330, 2014.
- [51] W. Li, H. Yu et D. Wu, «Bounds and constructions for optimal $(n, \{3, 5\}, \Lambda, 1, Q)$ -OOCs,» *Discrete Mathematics*, vol. 339, pp. 21-32, 2016.
- [52] E. Titlebaum, «Time Frequency Hop Signals Part I: Coding Based upon the Theory of Linear congruences,» *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol. 17, pp. 490-494, 1981.
- [53] G. Yang et C. Kwong, «Performance analysis of optical CDMA with prime codes,» *IEEE Electronic Letters*, vol. 31, pp. 569-570, 1995.
- [54] G. Yang et C. Kwong, *Optical and Wireless Networks*, Norwood: Artech House, 2002.
- [55] G. Zhang et W. Kwong, «Effective design of optical code-division multiple access networks by using the modified prime code,» *IEEE Electronics Letters*, vol. 33, pp. 229-230, 1997.
- [56] C. Yang et C. Kwong, «Performance Comparison of Multiwavelength CDMA and WDMA+CDMA for Fiber-Optic Networks,» *IEEE Transactions on Communications*, vol. 45, pp. 1426-1434, 1997.
- [57] M. Anuar et S. Aljunid, «New design of spectral amplitude coding in OCDMA with zero cross-correlation,» *Optical communications*, vol. 282, p. 2659–2666, 2009.
- [58] A. Hussein et S. Aljunid, «Development of a new code family based on SAC-OCDMA system with large cardinality for OCDMA network,» *Optical Fiber Technology*, vol. 7, p. 273–280, 2011.
- [59] M. Malleswari et K. Murugesan, «Construction and bit error analysis of zero cross-correlation codes for SAC-Optical CDMA systems,» *Journal of Optics*, vol. 42, pp. 307-310, 2013.
- [60] A. Garadi et A. Djebbari, «New family of algebraically designed Zero Cross- New family of algebraically designed Zero Cross-Correlation Correlation,» *International Journal of Computer Science and Network Security*, vol. 11, pp. 131-133, 2011.

- [61] A. Garadi et A. Djebbari, « New technique for construction of zero cross correlation code,» *Optik - International Journal for Light and Electron Optics*, vol. 123, p. 1382–1384, 2012.
- [62] A. Djebbari, A. Garadi, I. Dayoub et A. Taleb-Ahmed, «A new code construction with zero cross correlation based on BIBD,» *Optik - International Journal for Light and Electron Optics*, vol. 24, p. 3419–3421, 2013.
- [63] K. Nisar, «Numerical construction of generalized matrix partitioning code for spectral,» *Optik - International Journal for Light and Electron Optics*, vol. 130, pp. 619-632, 2017.
- [64] A. Garadi, «Contribution à l'étude des codes optiques ZCC : Application au système SAC-OCDMA,» Université Djillali Liabes , Faculté de technologie , Département d'électronique , Sidi Bel Abbes, 2015.
- [65] N. Nasaruddin et T. Tsujioka, «A code reconfiguration design for two dimensional OCDMA system to enhance security,» chez *International Conference on Wireless and Optical Communications Networks WOCN*, Singapore, 2007.
- [66] S. Sun et H. Ying, «A new family of 2-D optical orthogonal codes and analysis of its performance in optical CDMA access networks,» *IEEE Journal of Lightwave Technology*, vol. 4, p. 1646–1653, 2006.
- [67] E. Shivaleela et T. Srinivas, «Construction of wavelength/time codes for fiber-optic CDMA networks,» *IEEE Journal of Lightwave Technology* , vol. 3, p. 1370–1377, 2007.
- [68] V. Jyoti, *Performance Analysis of One Dimensionan and Two Dimensional Codes in Optical Code Division Multiple Acces System*. Thapar University, 2009.
- [69] J. Mendez, R. M. Gagliardi, V. J. Hernandez, C. V. Bennett et W. Lennon, «Design and Performance Analysis of Wavelength/Time (W/T) Matrix Codes for Optical CDMA,» *IEEE Journal of Lightwave Technology*, vol. 21, pp. 2524-2533, 2003.
- [70] J. Mendez, R. M. Gagliardi, V. J. Hernandez, C. V. Bennett et W. Lennon, «High-Performance Optical CDMA System Based on 2-D Optical Orthogonal Codes,» *IEEE Journal of Lightwave Technology*, vol. 22, pp. 2409-2419, 2004.
- [71] L. Tancevski et I. Andonovic, «Wavelength hopping/time spreading code division multiple access systems,» *IEEE Electronics Letters*, vol. 30, pp. 1388-1390, 1994.

- [72] T. Srinivas et K. Archana, «Simulation and Performance Analysis of OCDMA systems based on 2-D W/T Codes,» *IEEE India Conference INDICON*, Hyderabad, 2011.
- [73] L. Tancevski et I. Andonovic, «Hybrid wavelength hopping/time spreading schemes for use in massive optical networks with increased security,» *IEEE/OSA Journal of Lightwave Technology*, vol. 4, p. 2636–2647, 1996.
- [74] S. Wan et Y. Hu, «Two-dimensional optical CDMA differential system with prime/OOC codes,» *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 3, p. 1373–1375, 2001.
- [75] Y.-T. Chang, Y.-T. Jen-Fa et C. Yen, «A new shared AWG-based OCDMA scheme implemented with time-spreading and wavelength-group-hopping embedded M-sequence code,» *Optical Fiber Technology*, vol. 16, p. 114–123, 2010.
- [76] X. Cheng et W. Meng, «A new family of optical codes based on complementary theory for OCDMA system,» *Scientific Eesearch, Communications Networks*, vol. 5, pp. 167-180, 2013.
- [77] M. Golay, «Complementary series,» *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 12, p. 82–87, 1961.
- [78] J. Turyn, «A reduced upper bound on the error correction ability of codes,» *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 13, pp. 46-48, 1963.
- [79] H. H. Chen et J. Yeh, «A multicarrier CDMA architecture based on orthogonal complementary codes for new generations of wideband wireless communications,» *IEEE Communications Magazine*, vol. 39, pp. 126-135, 2001.
- [80] Y. Mao et N. Guo, «1-cm-spatial-resolution brillouin optical time-domain analysis based on bright pulse brillouin gain and complementary code,» *IEEE Photonics Journal*, vol. 4, pp. 243-248, 2012.
- [81] A. Susilo, T. K. Matsushima et Y. Teramachi, «Two-Dimensional Optical CDMA Systems Based on MWOOC with Generalized MPS Codes,» *ISCIT*, vol. 10, pp. 378-383, 2010.
- [82] T. a. D. S. P. Laboratory, *Optisystem Version 9.0.0.623, Serial# OCS-2010-413H*, Djillali Liabes University of Sidi Bel Abbes, Algeria: Optiwave, 2010.
- [83] M. Abdullah, N. Hasoon et S. Aljunid, «Performance of OCDMA systems with new spectral direct detection (SDD) technique using enhanced double weight (EDW) code,» *Journal of Optical Communications*, vol. 281, p. 4658–4662, 2008.

- [84] E. S. Shivaleela et T. Srinivas, «Simulation of Wavelength/Time Multiple-Pulses-Per-Row Fiber-Optic CDMA Network,» *International Conference on Advanced Computing and Communications*, Surathkal , India, 2006.
- [85] E. S. Shivaleela, S. Ganesh et T. Srinivas, «All-Optical FO-CDMA Network : Performance Analysis,» *International Conference Optics and Photonics ICOP*, Chandigarh , India, 2009.
- [86] A. Z. Ghazi, J. Mandeep et P. Menon, «Performance Analysis of Multi-weight 2D OCDMA TEDW,» *International Conference on Photonics*, Penang, 2012.
- [87] OptiSystem, *Optical Communication System Design Software: Getting Started*, Laboratoire de télécommunications et traitement numérique du signal: Université Djillali liabes Sidi Bel Abbès, 2010.
- [88] H. Fadhil et S. Aljunid, «Performance of Random Diagonal Code for OCDMA Systems Using New Spectral Direct Detection Technique,» *Optical Fiber Technology*, vol. 15, pp. 283-289, 2009.
- [89] H. Fadhil et S. Aljunid, «Effects of The Random Diagonal Code Link Parameters on the Performance of an OCDMA Scheme for Hight-Speed Acces Networks,» *Optical Fiber Technology*, vol. 15, pp. 237-241, 2009.
- [90] P. Lam, Artist, *Gaussian Approximation of the BER for Non-Coherent Optical Fiber CDMA Networks Using Sparse Codes*. Faculty of Science and Technology, Assumption University Bangkok, Thailand, 2009.
- [91] V. Jyoti et R. Kaler, «Design and implementation of 2-dimensional wavelength/time codes for OCDMA,» *Optik - International Journal for Light and Electron Optics*, vol. 122, pp. 851-857, 2011.
- [92] S. R.Bhosale, S. L. Nalbalwar et S. Deosarkar, «Design and Performance Analysis of Eight Users 2-D and Spectral Phase Encoding O-CDMA time Domain Systems,» chez *IACSIT Coimbatore Conferences*, Singapore, 2012.
- [93] W. Tai-Chien, C. Cheng-Yuan, Y. Guu-Chang et C. K. Wing, «A new family of wavelength-time codes for optical CDMA,» *IFIP International Conference on Wireless and Optical Communications Networks (WOCN)*, Surabaya, East Java Indonesia, 2008.

- [94] H. Heol, S.-s. Minl et Y. H. Won, «A New Family of 2-D Wavelength-Time Spreading Code for Optical-Code Division Multiple-Access System with Balanced Detection,» *IEEE International Conference on Advanced Communication Technology*, vol. 6, pp. 80-83, 2004.
- [95] R. M. H. Yim, J. Bajcsy et L. .. R. Chen, «A New Family of 2-D Wavelength–Time Codes for Optical CDMA With Differential Detection,» *IEEE Journal of Lightwave Technology*, vol. 15, pp. 165-167, 2003.
- [96] W. C. Kwong, G.C. Yang et R. Prucnal, «Multiple-wavelength optical orthogonal codes under prime-sequence permutations for optical CDMA,» *IEEE Transactions on Communications* , vol. 53, pp. 117-123, 2005.
- [97] S. Sun, H. Yin et A. Xu, «A New Family of 2-D Optical Orthogonal Codes for Optical CDMA Access Networks,» *Asia-Pacific Conference on Communications*, Perth, Western Australia, 2005.
- [98] D. Zaccarin et M. Kavehrad, «An optical CDMA system based on spectral encoding of LED,» *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 4, p. 479–482, 1993.
- [99] M. Kavehrad et D. Zaccarin, «Optical code-division-multiplexed systems based on spectral encoding of noncoherent sources,» *IEEE Journal of Lightwave Technology*, vol. 13, p. 534–545, 1995.
- [100] J. Huang et D. Hsu, «Fiber-grating-based optical CDMA spectral coding with nearly orthogonal M-sequence codes,» *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 9, p. 1254–1545, 2000.
- [101] L. Nguyen, B. Aazhang et J. Young, «All-optical CDMA with bipolar codes,» *IEEE Electronics Letters*, vol. 31, pp. 469-470, 1995.
- [102] J. Hernandez et J. Mendez, «Simple robust receiver structure for gigabit ethernet O-CDMA using matrix codes,» *IEEE Journal of Lightwave Technology* , vol. 3, p. 3105–3110, 2005.



Original research article

Design of new hybrid wavelength hopping/time spreading codes for optical CDMA by combining OCC and BIBD ZCC codes



Chahinaz Kandouci, Ali Djebbari*

Telecommunications and Digital Signal Processing Laboratory, Djillali Liabes University, B.P. 89, Sidi Bel Abbès 22000, Algeria

ARTICLE INFO

Article history:

Received 1 March 2016

Received in revised form

27 December 2016

Accepted 3 January 2017

Keywords:

Hybrid codes

Time spreading

Wavelength hopping

Optical code division multiple access

(OCDMA)

ABSTRACT

A new family of two-dimensional optical hybrid code, which employs optical complementary codes and zero cross correlation codes, constructed by the balanced incomplete block design, as time spreading and wavelength hopping patterns, respectively, is proposed in this paper. The obtained codes have both off-peak autocorrelation and cross-correlation values respectively equal to zero and unity.

© 2017 Elsevier GmbH. All rights reserved.

1. Introduction

Optical code division multiple access (OCDMA) technique is an attractive alternative to traditional wavelength division multiplexing (WDM)/time division multiplexing (TDM) technologies in local area networks (LANs) [1]. It has received much attention as an attractive way of sharing the huge optical bandwidth among users. The desired advantages of OCDMA in optical networks include simplicity in all-optical systems implementation, permitting completely asynchronous transmitters [2]. In this technique, the effective signal-to-noise ratio (SNR) is limited by the interference resulting from the simultaneous transmission with other users on a common channel, known as Multiple Access Interference (MAI). The OCDMA also suffers 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 [3]. PIIN is closely related to the MAI due to the overlapping of spectral from the different users. The key to an effective OCDMA system is to use one dimensional (1-D) 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) [3]. However, there are some disadvantages in 1D-OCDMA such as large bandwidth consumption and limited allowed number of users. To overcome these shortcomings, two-dimensional optical orthogonal code (2-D), which extends the cardinality while still possessing good auto-and-cross correlation properties, were proposed [4]. Two-dimensional codes reported so far can be classified mainly into two types [5]: conversion of 1-D sequences to 2-D codes and hybrid sequences where one type of sequence is crossed with another to improve the cardinality and/or correlation properties.

* Corresponding author.

E-mail address: adjebbari2002@yahoo.fr (A. Djebbari).

Table 1
Positions of '1's in a sub-code j of a code i of OCC code set, with $p=3$.

	j		
i	0	1	2
$i = 0$	0	0	0
$P_0^j = 0 \otimes_j j$			
$i = 1$	0	1	2
$P_1^j = 1 \otimes_j j$			
$i = 2$	0	2	1
$P_2^j = 2 \otimes_j j$			

The construction of new hybrid two-dimensional codes by combining optical complementary (OCC) codes for the time spreading with zero cross correlation (ZCC) codes for the wavelength hopping is presented in this paper.

2. Optical complementary codes

Derived from complete complementary (CC) codes, firstly designed by Golay with the name of complementary series [6] and Turyn [7] in the early 60's then extended by Chen [8] for practical applications in radiofrequency CDMA systems, they were applied to the Brillouin Optical Time-Domain (OPTD) [9] before being finally implemented in OCDMA systems in Ref. [10].

2.1. Construction method of OCC

The following method is based on the Galois field (GF) theory [11,12]. The first step is to define sub-code's length p and index j respecting two conditions: p is prime number and $p > 2$. Then, the positions of '1' in the sub-code k_i^j are determined by [10]:

$$P_i^j = i \otimes_p j \quad (1)$$

The integer i denotes the index of code in a code set, $i, j \in GF(p)$, where $GF(p)$ denotes the Galois Field of order p and \otimes_p is the product of i and j modulo p .

Each code is represented by a $(p \times p, p, \lambda_a, \lambda_c)$ matrix, $p \times p$ is the code's matrix dimensions, p is the code's weight, λ_a and λ_c respectively describes the auto and cross-correlation of the designed codes with $\lambda_a = 0$ and $\lambda_c = 1$; it can be described as [10]:

$$\mathbf{k}_i = \begin{bmatrix} k_i^0 \\ k_i^1 \\ \vdots \\ k_i^{p-1} \end{bmatrix} \quad (2)$$

Example for $p = 3$:

In this case, we have $i, j \in GF(3) = \{0, 1, 2\}$. By using Eq. (1) the chip's '1' positions are easily obtained to build the code set matrices like shown in Table 1.

From Table 1, the three following matrices, corresponding to each code word, can be easily found using Eq. (2):

$$\mathbf{k}_0 = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \end{pmatrix}; \mathbf{k}_1 = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix}; \mathbf{k}_2 = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 0 \end{pmatrix}$$

3. Zero cross correlation (ZCC) codes based on BIBD

Designed for spectral amplitude coding SAC-OCDMA [12–18], an (L, w) -ZCC code, with length $L > 1$ and weight $w \geq 1$, is a code family satisfying the following property [3,15–18]:

$$\sum_{i=0}^{L-1} x(i) \times y(i) = 0 \quad (3)$$

For all pairs of distinct codes $x()$, $y()$ in (L, w) -ZCC code

In order to increase the number of users N (number of users supported by the system), different methods exist [3,15–18]. Authors in Ref. [3] propose to use a method based on BIBD (Balanced Incomplete Block Design) to generate ZCC codes, solving the code's length problem and avoiding the use narrow band filters.

$$\begin{aligned}
 \mathbf{k}_1 \mathbf{c}_1 &= \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \lambda_9 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & \lambda_3 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ \lambda_1 & 0 & 0 \end{pmatrix}; \mathbf{k}_1 \mathbf{c}_2 = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & \lambda_6 & 0 \\ 0 & 0 & \lambda_5 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ \lambda_2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix}; \mathbf{k}_1 \mathbf{c}_3 = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & \lambda_{12} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \lambda_{10} \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ \lambda_4 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix}; \mathbf{k}_1 \mathbf{c}_4 = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & \lambda_{11} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ \lambda_8 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \lambda_7 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix}; \\
 \mathbf{k}_2 \mathbf{c}_1 &= \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & \lambda_9 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \lambda_3 \\ 0 & 0 & 0 \\ \lambda_1 & 0 & 0 \end{pmatrix}; \mathbf{k}_2 \mathbf{c}_2 = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & \lambda_5 & 0 \\ 0 & 0 & \lambda_6 \\ 0 & 0 & 0 \\ \lambda_2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix}; \mathbf{k}_2 \mathbf{c}_3 = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \lambda_{12} \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & \lambda_{10} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ \lambda_4 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix}; \mathbf{k}_2 \mathbf{c}_4 = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \lambda_{11} \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ \lambda_8 & 0 & 0 \\ 0 & \lambda_7 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix}
 \end{aligned}$$

Table 3 lists some hybrid codes examples, in terms of their capacity (number of users), related to given values of L (length of 1D-ZCC) and temporal length $p = w$ for some chosen values according to Ref. [3].

4.2. Correlation properties

Autocorrelation and cross-correlation of a two dimensional codes are defined respectively as [11]:

$$\lambda_a = Z_{x,x}(l) = \sum_{m=1}^L \left(\sum_{n=1}^p x_{m,n} \otimes_p x_{m,(n+l)} \right), \quad 0 < l < p \tag{6}$$

And

$$\lambda_c = Z_{x,y}(l) = \sum_{m=1}^L \left(\sum_{n=1}^p x_{m,n} \otimes_p y_{m,(n+l)} \right), \quad 0 \leq l < p \tag{7}$$

Table 3
Cardinality of 2-D obtained hybrid codes.

1D-ZCC			
N	L	$p = w$	Cardinality of OCC/ZCC ($N \times p$)
3	11	3	9
4	13	3	12
7	23	3	21
15	79	5	75
19	97	5	95
36	181	5	180
87	263	3	261
97	293	3	291
66	331	5	330
72	367	5	360
162	487	3	486
98	491	5	490
174	523	3	522
180	541	3	540

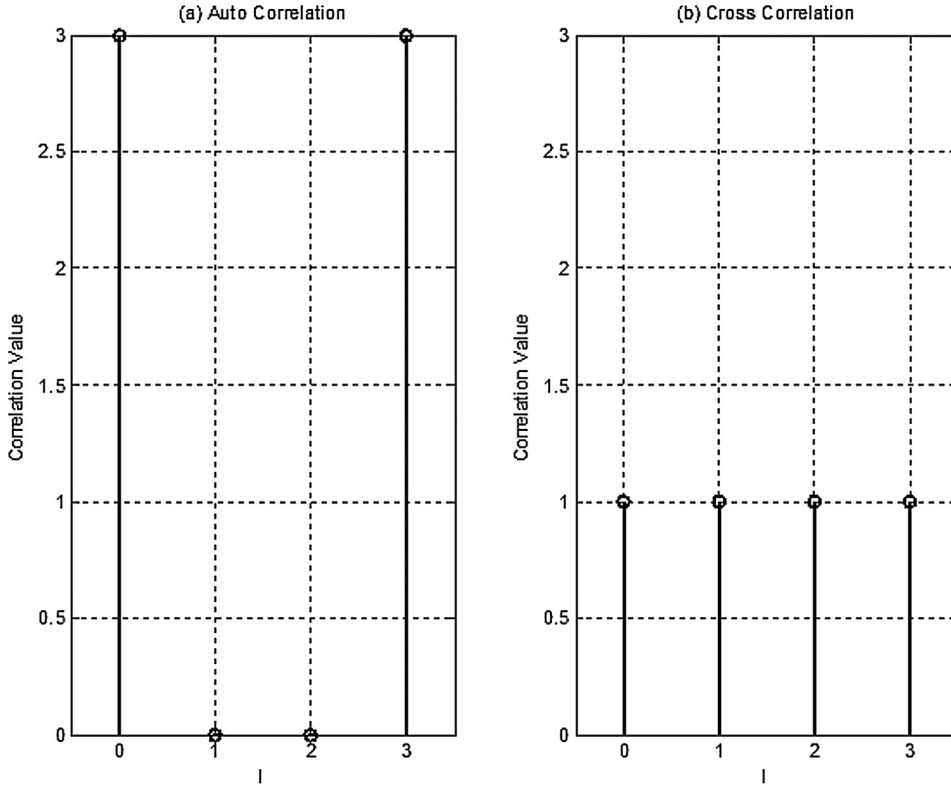


Fig. 1. (a) Autocorrelation of the code k_1c_1 (b) Cross correlation of the two codes k_1c_1 and k_2c_1 .

Table 4

Comparison of cardinality, temporal code length, spectral efficiency and cross correlation with some existing codes.

Type of code	Temporal code length	Cardinality	Spectral efficiency	Peak cross correlation λ_c
PC/EQCC [19]	$p \times (2p - 1) = 15$	$p \times (p - 1)^2 = 12$	$\frac{(p-1)^2}{p \times (2p-1)} = 0.27$	2
QCC/PC [20]	$p^2 = 9$	$p \times (p - 1)^2 = 12$	$\frac{p-1}{p} = 0.67$	2
PC/PC [21]	$p^2 = 9$	$C_{PC} \times (C_{PC} - 1) = 6$ $C_{PC} = p$	$\frac{p-1}{p^2} = 0.22$	1
OOCC/PC [11,22]	$p^2 = 9$	$\frac{n_{OOCC}(n_{OOCC}-1)}{p-1} = 78$ With $C_{OOCC} = \frac{n_{OOCC}-1}{w(w-1)}$ $C_{OOCC} = 2$, for $n_{OOCC} = 13$ and $w = p$	$\frac{(n_{OOCC}-1)}{p^2(p-1)} = 0,66$	1
TS/WH M-Sequence [23]	$p^2 = 9$	$p \times (p - 1) \times C_{M-Sequence} = 18$ $C_{M-Sequence} = p$	$(p - 1) \times C_{M-Sequence} / p^3 = 0.22$	1
OCC/ZCC	$p = 3$	$C_{ZCC} \times p = 12$ $C_{ZCC} = 4$	$C_{ZCC} / L_{ZCC} = 0.3$	1

C is the cardinality of 1-D codes used, n_{OOCC} is the length of 1D-OOC codes and w is the number of “1” in each codeword.

p is number of columns, L is the number of rows.

By numerical calculations using Eqs. (6) and (7), all the codes cited in Table 3 have $\lambda_a = 0$ and $\lambda_c = 1$.

Fig. 1(a) and (b) show respectively the autocorrelation function for the code k_1c_1 and the cross correlation between k_1c_1 and k_2c_1 (taken from table’s 3, example for $N = 4$ and $p = 3$ as detailed in Section 4.1).

Table 4 shows the results for different construction method of two dimensional hybrid codes (taking the numerical application for $p = 3$ as an example). It can be noticed that the proposed codes give the best compromise between cardinality, temporal code length and spectral efficiency (defined as the ratio of the cardinality on the dimension of the code) while conserving good correlation properties. The proposed construction method guarantees a short temporal code length allowing larger time slots, as shown Fig. 2, which means not losing a lot of power, at the encoder, and therefore having a more performant system.

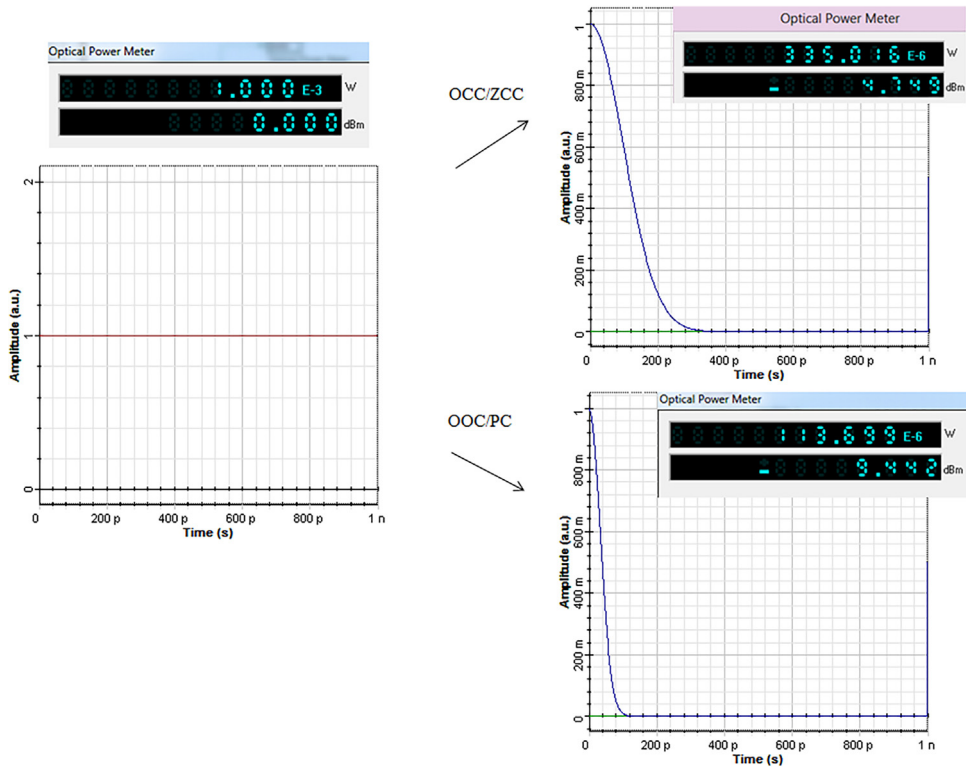


Fig. 2. Comparison between OCC/ZCC and OOC/PC codes in term of transmitted power using Optisystem.

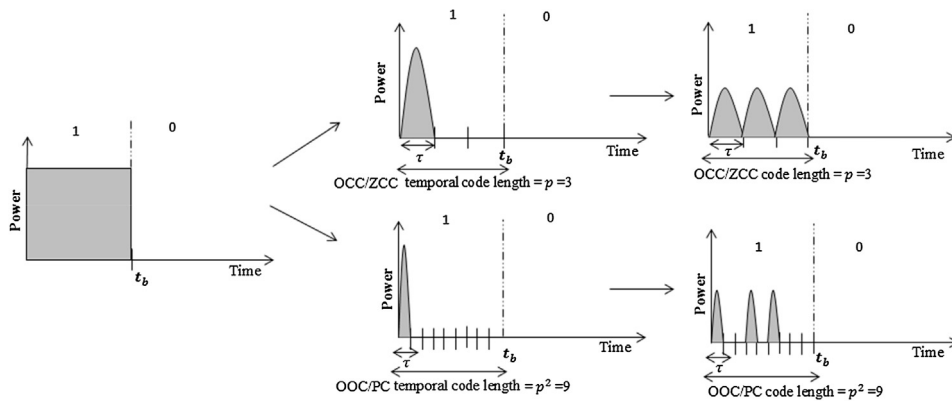


Fig. 3. Comparison between OCC/ZCC and OOC/PC codes with a longer temporal length in term of transmitted power.

In wavelength hopping/time spreading (WH/TS) OCDMA systems the broadband light source (or a multi-wavelength light source) outputs are limited from t_b (t_b is the bit period) to short pulse trains with the repetition rate $\frac{1}{t_b}$ and the width τ ($\tau = t_b/S$, S is the number of time slots or the temporal code length is our case), which are modulated by the input data in an optical modulator. For the on-off keying mode, the modulator outputs an optical pulse when a transmitted data bit is “1”, otherwise it outputs the absence of optical signal if the transmitted data bit is “0”. This limitation in the impulsion width causes a loss of power depending on the number of time slots. Then, the narrow optical pulse corresponding to the data bit “1” is fed into a 2-D WH/TS optical encoder to perform encoding. This process is illustrated in Fig. 2 by numerical calculations using the software Optisystem. In this following example, the optical source power is 0 dBm (1 mW) and the bit rate is equal to 1 Gbits/s ($t_b = 1$ ns). For OCC/ZCC codes $S = p = 3$ meaning the impulsion width $\tau = 1.10^{-9}/3 = 0.33$ ns and the power equals $1.10^{-3}/3 = 0.33$ mW $\cong -4.8$ dBm (-4.74 dBm). While for OOC/PC codes $S = p^2 = 9$ giving the impulsion width $\tau = 1.10^{-9}/9 = 0.11$ ns and the power $1.10^{-3}/9 = 0.11$ mW $\cong -9.5$ dBm (-9.5 dBm by software value).

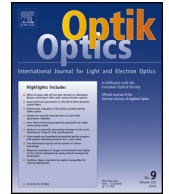
This decrease in power, is in reality explained by the difference in code length between OCC/ZCC and OOC/PC codes as shown in Fig. 3.

5. Conclusion

In order to solve the existing constraints on OCDMA systems, a new family of WH/TS hybrid codes has been proposed for 2D-OCDMA networks. The main highlights of these codes are high cardinality, good correlation properties, which allow them to be used in both synchronous and asynchronous OCDMA systems, and a shorter temporal length allowing better system performances. This has been confirmed by a comparison table with previous existing two-dimensional codes.

References

- [1] J. Hernandez, J. Mendez, Simple robust receiver structure for gigabit ethernet O-CDMA using matrix codes, *IEEE J. Lightwave Technol.* 3 (10) (2005) 3105–3110.
- [2] N. Nasaruddin, T. Tsujioka, A code reconfiguration design for two dimensional OCDMA system to enhance security, *IEEE Conf. Publ. WOCN (2007)* 1–5.
- [3] A. Djebbari, A. Garadi, et al., A new code construction with zero cross correlation based on BIBD, *Int. J. Light Electron Opt.* 24 (18) (2013) 3419–3421.
- [4] S. Sun, H. Ying, A new family of 2-D optical orthogonal codes and analysis of its performance in optical CDMA access networks, *IEEE J. Lightwave Technol.* 4 (4) (2006) 1646–1653.
- [5] E.S. Shivaleela, T. Srinivas, Construction of wavelength/time codes for fiber-optic CDMA networks, *IEEE J. Lightwave Technol.* 3 (5) (2007) 1370–1377.
- [6] M. Golay, Complementary series, *IEEE Trans. Inf. Theory* 12 (1961) 82–87.
- [7] J. Turyn, A reduced upper bound on the error correction ability of codes, *IEEE Trans. Inf. Theory* 13 (1963) 46–48.
- [8] H. Chen, J.F. Yeh, A multicarrier CDMA architecture based on orthogonal complementary codes for new generations of wideband wireless communications, *IEEE Commun. Magaz.* (2001) 126–135.
- [9] Y. Mao, N. Guo, 1-cm-spatial-resolution brillouin optical time-domain analysis based on bright pulse brillouin gain and complementary code, *IEEE Photonics J.* (2012) 2243–2248.
- [10] X. Cheng, W. Meng, A new family of optical codes based on complementary theory for OCDMA system, *scientific research, Commun. Network* (2013) 167–180.
- [11] H. Yin, D.J. Richardson, *Optical Code Division Multiple Access Communication Networks: Theory and Applications*, 2007 (ISBN: 354068445X, Tsinghua University Press Beijing and Springer-Verlag GmbH Berlin Heidelberg).
- [12] A. Shaar, P. Davids, Prime sequences: quasi-optimal sequences for channel code division multiplexing, *IEEE Electron. Lett.* 9 (21) (1983) 888–889.
- [13] A. Razif, J. Abdullah, Mitigation of multiple access interference using two-dimensional modified double weight codes for optical code division multiple access systems, *SPIE Opt. Eng.* 1 (6) (2012) 0650071–06500710.
- [14] M. Devaraju, V.C. Ravichandran, Performance comparison of OCDMA system with optical thresholding and decision thresholding using balanced detection, *J. Opt.* 0 (1) (2011) 18–22.
- [15] A. Garadi, A. Djebbari, New technique for construction of zero cross correlation code, *optik, Int J. Light Electron. Opt.* 123 (15) (2012) 1382–1384.
- [16] M. Malleswari, K. Murugesan, Construction and bit error analysis of zero cross-correlation codes for SAC-Optical CDMA systems, *J. Opt.* 42 (4) (2013) 07–310.
- [17] M.S. Anuar, S.A. Aljunid, et al., New design of spectral amplitude coding in OCDMA with zero cross-correlation, *Opt. Commun.* 282 (2009) 2659–2666.
- [18] A.T. Hussein, S.A. Aljunid, Development of a new code family based on SAC-OCDMA system with large cardinality for OCDMA network, *Opt. Fiber Technol.* 7 (4) (2011) 273–280.
- [19] L. Tancevski, I. Andonovic, Wavelength hopping/time spreading code division multiple access systems, *IEEE Electron. Lett.* 30 (17) (1994) 1388–1390.
- [20] L. Tancevski, I. Andonovic, Hybrid wavelength hopping/time spreading schemes for use in massive optical networks with increased security, *IEEE/OSA J. Lightwave Technol.* 4 (12) (1996) 2636–2647.
- [21] L. Tancevski, I. Andonovic, et al., Massive optical LANs using wavelength hopping/time spreading with increased security, *IEEE Photonics Technol. Lett.* 8 (13) (1996) 935–937.
- [22] S.P. Wan, Y. Hu, Two-dimensional optical CDMA differential system with prime/OOC codes, *IEEE Photonics Technol. Lett.* 3 (13) (2001) 1373–1375.
- [23] Y.T. Chang, J.F. Huang, A new shared AWG-based OCDMA scheme implemented with time spreading and wavelength-group-hopping embedded M-sequence code, *Opt. Fiber Technol.* 16 (2010) 114–123.



Original research article

A new family of 2D-wavelength-time codes for OCDMA system with direct detection

Chahinaz Kandouci^a, Ali Djebbari^{a,*}, Abdelmalik Taleb-Ahmed^b^a Telecommunications and Digital Signal Processing Laboratory, Djillali Liabes University of Sidi Bel-Abbes, Algeria, Algeria^b Laboratoire LAMIH UMR C.N.R.S 8530, Université de Valenciennes et du Hainaut Cambresis, le Mont Houy 59313, France, France

ARTICLE INFO

Article history:

Received 15 April 2016

Received in revised form 17 January 2017

Accepted 24 January 2017

Keywords:

Wavelength-time

2D-OCDMA

ZCC

BER

ABSTRACT

A new family of two dimensional wavelength-time codes is proposed in this paper. Based on one-dimensional ZCC, it allows a higher cardinality without increasing the code length, while conserving the same correlation properties. Thus, the direct detection at the receiver can be used, thereby simplifying the architecture of wavelength-time OCDMA scheme. The performance of the system was evaluated by referring to the Q factor, the BER and the eye pattern diagrams.

© 2017 Elsevier GmbH. All rights reserved.

1. Introduction

Spectral-amplitude coding OCDMA (SAC-OCDMA) also known as Frequency Encoded-Code Division Multiple Access (FE-OCDMA), is a multiplexing technique adapted from radiofrequency CDMA systems [1–8]. It has proved to be very promising as by employing appropriate code families (such as PC [1], OOC [2], ZCC [3–7], PMQCC [8] and GMPC [9]) and detection scheme (balanced [8], [9] or direct [5]). It can considerably reduce the negative effect caused by the multi access interferences (MAI) and the receiver shot, dark current and thermal noise sources. However, there are some disadvantages in 1D-OCDMA, such as large bandwidth consumption and limited allowed number of users. 2D-OCDMA codes have been proposed to solve this constraint. One effective way to generate 2-D optical codes is to apply the existing 1-D coding technique in a combined time spreading and wavelength-hopping scheme [10–17]. In the 2-D coding approach, each chip is assigned to a different wavelength and placed across the bit period [10]. The 2D-OCDMA codes afford more flexibility and better performances than 1D-OCDMA codes [15].

This paper is organized as follow. In section 2 we review the ZCC code elaboration [3]. Section 3 is devoted to the proposed 2D-ZCC code's construction. In section 4 the network simulation of a four users system using Optisystem 9.0 [18] will be presented, followed by the result's discussion given in Section 5.

* Corresponding author.

E-mail address: adjebbari2002@yahoo.fr (A. Djebbari).

Table 1
ZCC codes generated with code length $L = 13$, weight $w = 3$ and $N = 4$.

	Positions of chips "1"			Codes
C_1	1	3	9	1010000010000
C_2	2	6	5	0100110000000
C_3	4	12	10	0001000001010
C_4	8	11	7	0000001100100

2. One dimensional ZCC codes

Inspired by MDW (Modified Double Weight) codes [19], ZCC codes were designed to solve the MAI problem (resulting from the simultaneous transmission of all users) and suppress the effect of the phase induced intensity noise (PIIN) which are the major cause of the signal to noise ratio limitation.

An (L, w) -ZCC code, with length $L > 1$ and weight $w \geq 1$, is a code family satisfying the following property [3–6]:

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

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

In order to increase the number of users N (number of users supported by the system), different methods exist [3–6]. Authors in [3] propose to use a method based on BIBD (Balanced Incomplete Block Design) to generate ZCC codes, solving the codes' length problem and avoiding the use narrow band filters.

It is important to note that in this construction method, the number of users N is determined based on equation (2) as follows [3]:

$$(N - 1) + (w - 1) \times N \leq L - 2 \tag{2}$$

This implies

$$N \leq \left\lfloor \frac{L - 1}{w} \right\rfloor \tag{3}$$

Where $[x]$ denotes the integer par of x .

For example the ZCC codes generated with code length $L = 13$, weight $w = 3$ and $N = 4$ are given in Table 1. (The detailed construction method is explained in [3]).

3. Two dimensional approach

Wavelength-Time (W-T) codes are generated either by using mathematical approach [11], [12] or by extension of existing one dimensional code [13–16]. Mendez et al. [11] generated two-dimensional codes or matrices from pseudo-orthogonal (PSO) sequences, by means of simple quasi-graphical operations, and obtained 32 matrices with a cross-correlation $\lambda_c = 1$, these codes were also used in [12] to simulate a 2D-OCDMA W/T system. Heo et al. [14] proposed W-T codes based on 1D BCDD (Balanced Code for Differential Detection) codes implemented in OCDMA with balanced detection. This scheme allows a large number of simultaneous users. These authors cited the advantage of this code as being the code size (the number of chips \times the number of wavelengths). Nasaruddine et al. [13] developed a code reconfiguration design for two-dimensional OCDMA system to enhance security. The obtained 2-D OCDMA codes are constructed by using quasi-groups (QGs) and one-dimensional (1-D) optical orthogonal codes (OOCs), called QG/OOCs, the cross correlation of these codes is $\lambda_c = 1$ and their cardinality depends on the weight and the number of available wavelengths. Chang et al. [15] described a 2D-OCDMA scheme with arrayed wavelength guide (AWG) used to generate M-sequence code pattern in a cyclic way to set up W-T codes with a cross-correlation $\lambda_c = G \times w$, where G denote the number of wavelengths.

In the proposed work 2D ZCC/ZCC codes are obtained, based on the construction idea of 2-D PC/PC codes [17], by using one dimensional ZCC codes [3] for both wavelength-hopping and time-spreading. The Advantages of proposed case are

- Significant increase in the number of users maintaining the same weight;
- Length code unchanged which involves the use broadband filters (cheaper than narrowband filters);
- Maintain of the cross-correlation property of the one dimensional ZCC codes.

a. Construction

Let's:

$$\begin{cases} C_{i,k} = \alpha^{(i+kN)} \text{mod} L \\ H_{j,k} = \alpha^{(j+kN)} \text{mod} L \end{cases}$$

Where $C_{i,k}$ is used as time spreading (it determine the positions of the wavelengths) and $H_{j,k}$ is used as wavelength-hopping (it establish the wavelength's index) and α is said to be a primitive element of L [3].

With

$$0 \leq i \leq N - 1$$

$$0 \leq j \leq N - 1$$

$$0 \leq k \leq w - 1$$

Example for $L = 13, \alpha = 2, i = 0, j = 1, w = 3$ and $N = 4$

$$C_{0,k} = 2^{(4k)} \text{mod} 13$$

$$= \begin{cases} 1, & k = 0 \\ 3, & k = 1 \\ 9, & k = 2 \end{cases}$$

$$H_{1,k} = 2^{(1+4k)} \text{mod} 13$$

$$= \begin{cases} 2, & k = 0 \\ 6, & k = 1 \\ 5, & k = 2 \end{cases}$$

We simplify the notations by removing index k, therefore the obtained code word in this case is

$$C_0H_1 [\lambda_2 \ 0 \ \lambda_6 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ \lambda_5 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0]$$

The 2D ZCC/ZCC (W-T) codes matrices are obtained by associating the rows with wavelengths (or frequency) and the columns with time-slots [10].

Example the code matrix of C_0H_1 is represented as follow:

$$\begin{matrix} \lambda_{13} \\ \lambda_{12} \\ \lambda_{11} \\ \lambda_{10} \\ \lambda_9 \\ \lambda_8 \\ \lambda_7 \\ \lambda_6 \\ \lambda_5 \\ \lambda_4 \\ \lambda_3 \\ \lambda_2 \\ \lambda_1 \end{matrix} \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ t_1 & t_2 & t_3 & t_4 & t_5 & t_6 & t_7 & t_8 & t_9 & t_{10} & t_{11} & t_{12} & t_{13} \end{pmatrix}$$

Two codewords can be differentiated with either the wavelength hopping or the time spreading, like shown in Figs. 1 and 2. For example, see Fig. 1, it is clear that the codes C_0H_0 and C_1H_0 share the same spectral signature ($\lambda_1, \lambda_3, \lambda_9$) but transmit them at different time slots. We also notice that if two codes uses the same time slots like C_0H_0 and C_0H_2 they send different wavelengths, thus maintaining a zero cross correlation.

b. Correlation properties

Autocorrelation of a W-T code $x(t)$ is defined as [10]:

$$Z_{x,x}(l) = \sum_{m=1}^R \left(\sum_{n=1}^L x_{m,n} x_{m,(n+l) \text{mod} L} \right) \tag{4}$$

With:

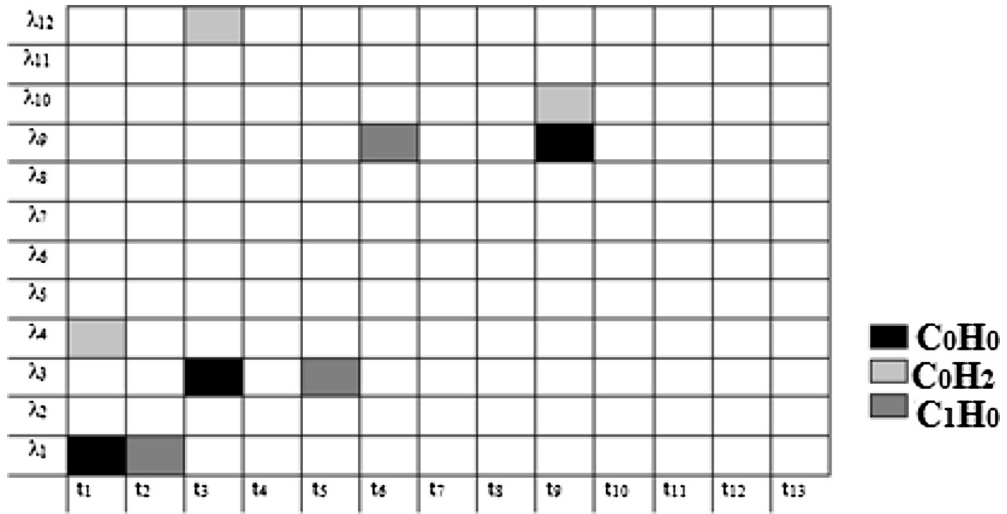


Fig. 1. Code's illustration C_0H_0 , C_0H_2 and C_1H_0 .

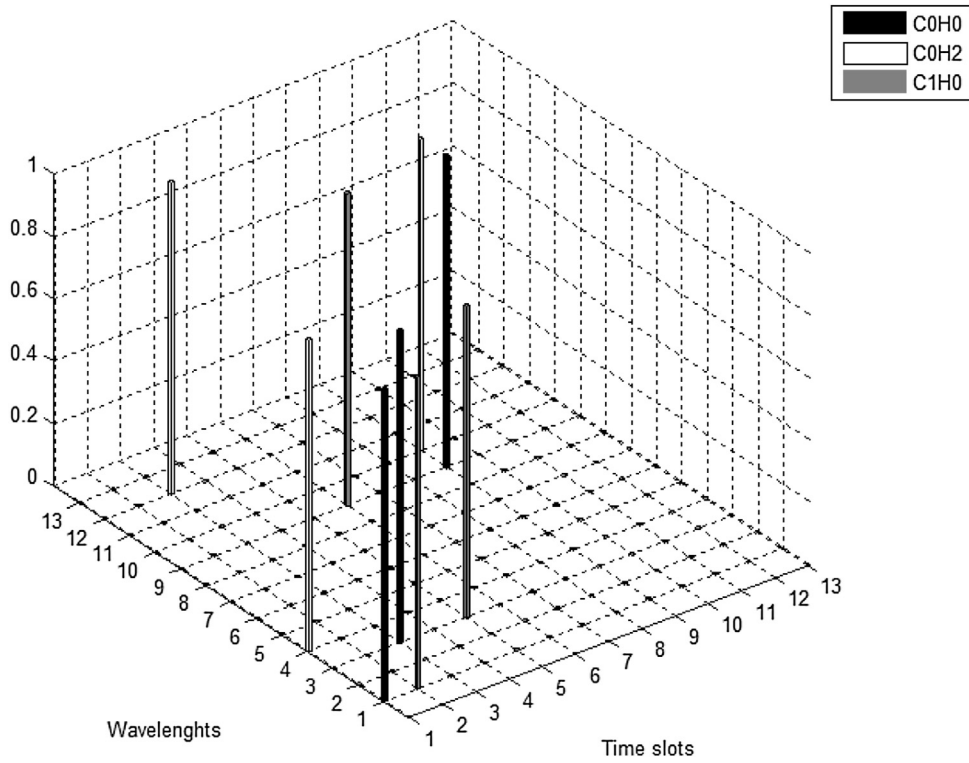


Fig. 2. 3D Code's illustration C_0H_0 , C_0H_2 and C_1H_0 .

L is number of columns;
 R is the number of rows;

$$0 \leq l \leq L$$

The obtained codes satisfies

$$\lambda_a = Z_{x,x}(l) = \begin{cases} w, & l = 0 \\ 0, & 1 \leq l \leq L \end{cases}$$

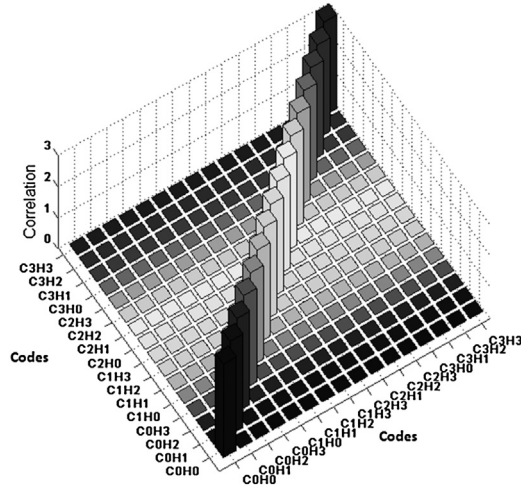


Fig. 3. Correlation results $l = 0$.

Table 2

Comparison of cardinality with existing codes.

Code	Number of users supported
PC/PC [17]	$N(N - 1)$
OCFHC/OCC[20]	$\frac{L(N_{\text{OOC}}-1)}{w(w-1)}$
2D-EDW [21]	N
Proposed ZCC/ZCC	N^2

N_{OOC} is the number of users of 1D-OOC codes.

The cross-correlation between two W-T codes $x(t)$ and $y(t)$ is defined as [10]:

$$Z_{x,y}(l) = \sum_{m=1}^R \left(\sum_{n=1}^L x_{m,n} y_{m,(n+l) \bmod L} \right) \quad (5)$$

In our case

$$\lambda_c = Z_{x,y}(l) \begin{cases} = 0, & l = 0 \\ \leq w - 1, & 1 \leq l \leq L \end{cases}$$

Both auto and cross-correlation for all the obtained codes (16 codes) from the presented case are shown in Fig. 3.

Table 2 compares the cardinality of 2D ZCC/ZCC codes with other existing two dimensional codes where the number of users depends on the 1D cardinality.

4. Simulation setup

The performance analysis of 2D-ZCC/ZCC codes was simulated by using the software Optisystem version 9.0. Each code chip width is 100 GHz starting from 1550 nm. A delay time “ t ” was introduced between the different wavelengths of each user’s code. The simulation setup is shown in Fig. 4.

a. Emission part

Using an array of continuous wave (CW) lasers, we generate the required group of w wavelengths for each user. This source power was limited to a time τ of the bit period with a repetition rate of t_b (t_b is the bit period ($1/\text{Bit rate}$) and $\tau = \frac{t_b}{S}$, S is the number of time slots). It is then modulated by an input data, in an optical modulator, using an on-off keying mode. The optical pulse corresponding to data bit “1” is divided into w optical pulses [6]. Each one is delayed by [10]:

$$t_j = j \times \tau \quad (6)$$

With j is the chip’s position ($j = 1, \dots, S-1$).

The W-T encoder is represented in Fig. 5, the code C_0H_0 is taken as an example.

b. Reception part

Each wavelength is firstly detected then delayed through delay lines. The time delay at the reception t'_j is calculated as follow:

$$t'_j = (S - 1 - j) \quad (7)$$

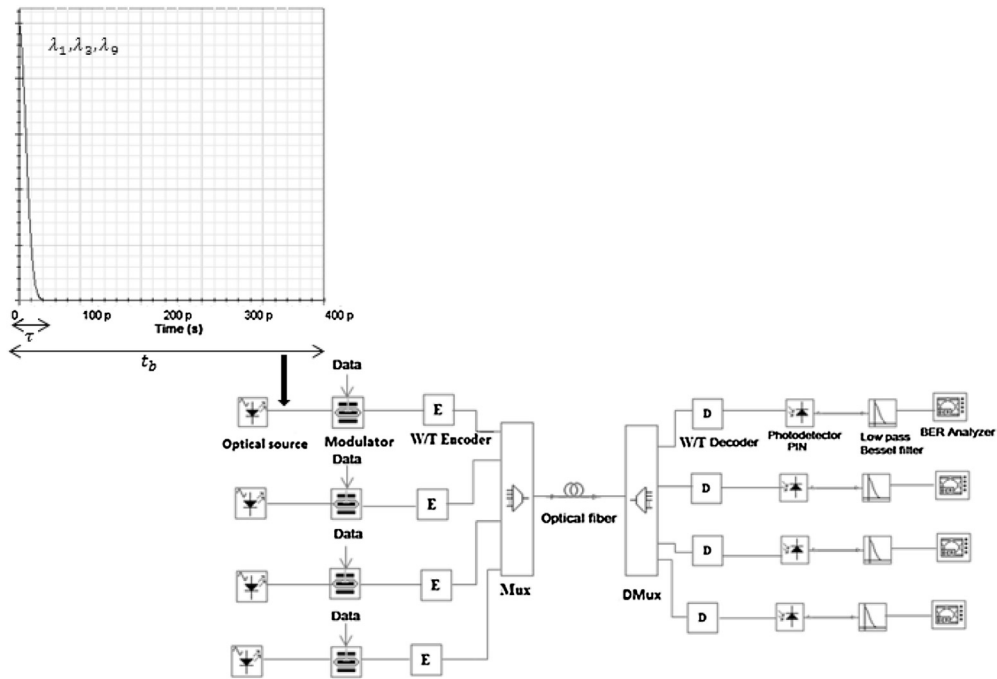


Fig. 4. Simulation setup.

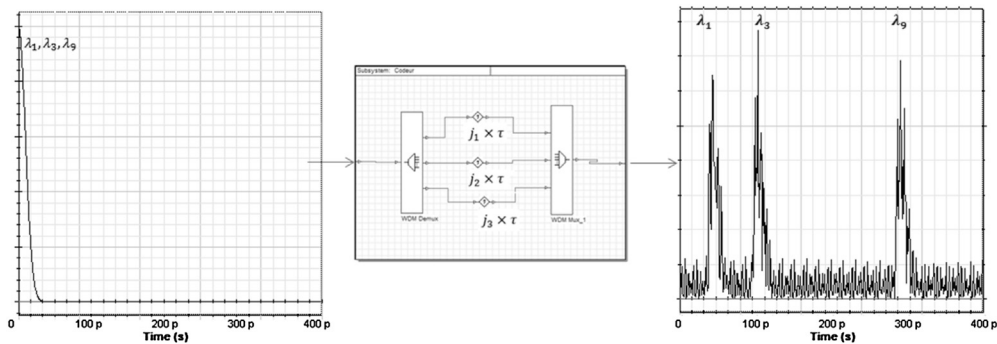


Fig. 5. 2D Encoder.

Detection is made by using optical filters Bessel. The decoder scheme is shown in Fig. 6.

c. Simulation parameters

Each chip has a spectral width of 100 GHz (0.8 nm). The data bit rate equals 2.5 Gbits/s for a 30 km ITU-G652 standard single mode optical fiber [2]. To simulate the real environment as accurately as possible, the following classic industry values are considered [10], [11]: Attenuation = 0.2 dB/km; Dispersion = 18 ps/nm/km; Dark current of the PD's = 5 nA; Thermal noise = 1.8×10^{-23} W/Hz.

5. Performance analysis

The performance of the system is characterized by referring to the Q factor, the BER and the eye pattern diagram. The Q factor curve and the eye diagram of one of the users when all 4 users are simultaneously active, using C_0H_0 , C_0H_1 , C_0H_2 and C_0H_3 codes, are shown in Fig. 7. According to it, a maximum Q factor value of 8.31 can be obtained. It corresponds to a minimum BER value of 4.52×10^{-17} . The eye is wide open which means that the system is resistant to noise. All the calculations were made without the use of any dispersion compensating fiber (DCF). As shown in [22], the simulation results confirms that 2D-OCDMA systems can perform under a higher bit rate (2.5 Gbits/s) than 1D-OCDMA (622 Mbits/s) [5,6].

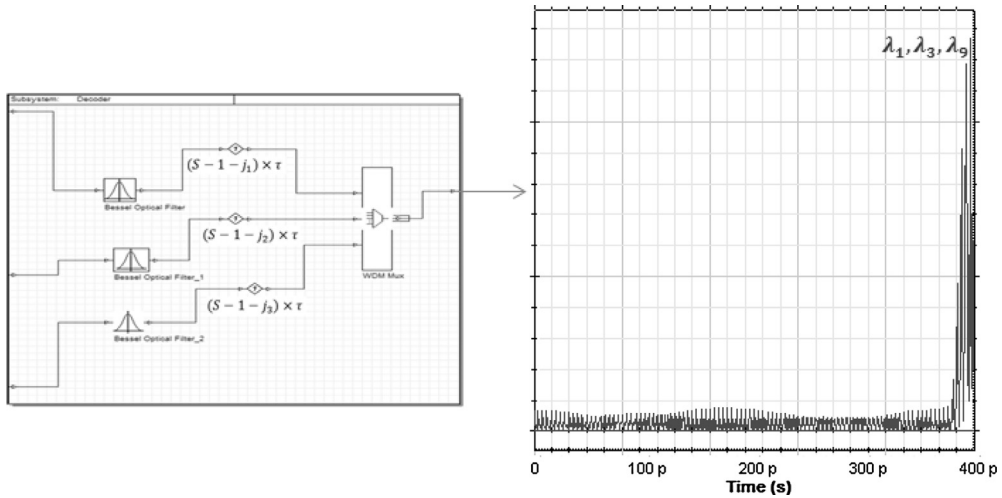


Fig. 6. 2D decoder of the code C_0H_0 .

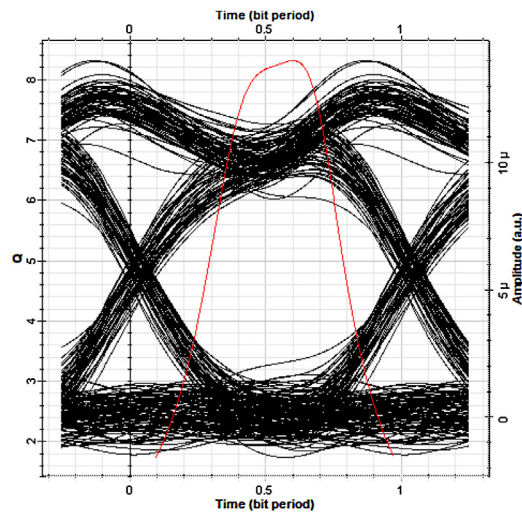


Fig. 7. Q factor and eye diagram.

6. Conclusion

In this paper, we have proposed an easy construction of two dimensional W-T codes, based on the 1D-ZCC ones, maintaining the code's length and assuring a higher cardinality. It has been shown that the cardinality of the proposed 2D ZCC/ZCC code is higher than that existing codes and namely N times higher than that of the 2D -PC/PC codes.

The conservation of the zero cross correlation property allowed us to suppress phase induced intensity noise (PIIN) effect and to use a simple detection system, avoiding thus the balanced detection.

The performance of the system was simulated by using Optisystem 9.0. The simulation experiment showed successful implementation of the 2D-OCDMA scheme since the sufficient system performances ($BER \leq 10^{-9}$, $Q \geq 6$) are respected.

References

- [1] G.C. Yang, Wing C. Kwong, Performance analysis of optical CDMA with prime codes, *IEEE Electro. Lett* 31 (7) (1995) 569–570.
- [2] J.A. Salehi, F.R.K. Chung, V.K. Wei, Optical orthogonal codes: design, analysis, and applications, *IEEE Trans. Inf. Theory* 35 (13) (1989) 595–604.
- [3] A. Djebbari, A. Garadi, I. Dayoub, A. Taleb-Ahmed, A new code construction with zero cross correlation based on BIBD, *Int. J. Light Electron. Opt.* 124 (18) (2013) 3419–3421.
- [4] A. Garadi, A. Djebbari, New technique for construction of zero cross correlation code, *Int. J. Light Electron. Opt.* 123 (15) (2012) 1382–1384.
- [5] M.S. Anuar, S.A. Aljunid, N.M. Saad, S.M. Hamzah, New design of spectral amplitude coding in OCDMA with zero cross-correlation, *Optics Commun.* 14 (282) (2009) 2659–2666.
- [6] T. Hussein Abd, S.A. Aljunid, Developpement of a new code family based on SAC-OCDMA system with large cardinality for OCDMA network, *Opt. Fiber Technol.* 17 (4) (2011) 273–280.

- [7] F. Shi, H. Ghafouri-Shiraz, Performance analysis of two new code families for spectral-amplitude-coding optical CDMA systems, *IEEE J. Lightwave Technol.* 34 (17) (2016) 4005–4014.
- [8] M. Moghaddasi, S. Hitam, A.F. Abas, A.S. bin Muhammad Noor, S.B. Ahmad Anas, OCDMA multi service with zero cross correlation code in free space optics, *IEEE Conf. Publ. ICP 2014* (2014) 106–108.
- [9] K.S. Nisar, Numerical construction of generalized matrix partitioning code for spectral amplitude coding optical CDMA systems, *Int. J. Light Electron. Opt.* 130 (2017) 619–632.
- [10] H. Yin, D.J. Richardson, *Optical Code Division Multiple Access Communication Networks: Theory and Applications*, Tsinghua University Press, Beijing and Springer-Verlag GmbH, Berlin Heidelberg, 2007 (ISBN 354068445X).
- [11] A.J. Mendez, R.M. Guagliardi, Design and performance of w/t code matrix code for optical CDMA, *IEEE J. Lightwave Technol.* 21 (11) (2003) 2524–2533.
- [12] V. Jyoti, R.S. Kaler, Design and implementation of 2-dimensional wavelength/time codes for OCDMA, *Int. J. Light Electron. Opt.* 10 (122) (2011) 851–857.
- [13] Nasaruddin, T. Tsujioka, A code reconfiguration design for two-dimensional OCDMA system to enhance security, *IEEE Conf. Publ. WOCN* (2007) 1–5.
- [14] H. Heo, S. Min, A new family of w/t spreading code for OCDMA with balanced detection, *IEEE Conf. Publ. CACT* (2004) 80–83.
- [15] Y.T. Chang, J.F. Huang, A new shared AWG-based OCDMA scheme implemented with time spreading and wavelength-group-hopping embedded m-sequence code, *Opt. Fiber Technol.* 2 (16) (2010) 114–123.
- [16] C. Kandouci, A. Djebbari, design of new hybrid wavelength hopping/time spreading codes for optical CDMA by combining OCC and BIBD ZCC codes, *Int. J. Light Electron. Opt.* 133 (2017) 73–79.
- [17] L. Tancevski, I. Andonovic, Wavelength hopping/time spreading code division multiple access systems, *IEEE Electron. Lett.* 30 (17) (1994) 1388–1390.
- [18] Optisystem version 9.0.0.623, Serial# OCS-2010-413H, Telecommunications and digital signal processing laboratory, Djillali Liabes university of Sidi Bel Abbes, Algeria, 2010.
- [19] M.K. Abdullah, N.F. Hasoon, S.A. Aljunid, S. Shaari, Performance of OCDMA systems with new spectral direct detection (SDD) technique using enhanced double weight (EDW) code, *J. Opt. Commun.* 18 (281) (2008) 4658–4662.
- [20] T. Srinivas, K. Archana, Simulation and performance analysis of OCDMA systems based on 2-D w/t codes, *IEEE Conf. Publ. INDICON* (2011) 1–4.
- [21] P.S. Menon, A.Z. Ghazi, Realization of 2-D OCDMA network using EDW code, *Int. J. Light Electron. Opt.* 15 (123) (2012) 1385–1389.
- [22] H. Monga, R.S. Kaler, Performance analysis of a 16-user 2.5 gigabit optical-CDMA using wavelength/time codes, *Int. J. Light Electron. Opt.* 22 (122) (2011) 2001–2005.